Энергия жүйелері мен шағын желілердегі басқару және динамика

Энергия жүйелері мен шағын желілердегі басқару және динамика

Оқулық авторы Линглинг Фэн, ағылшын тілінен аударылған

CRC баспасөзі
Тейлор мен Фрэнсис тобы
Boca Raton Лондон Нью-Йорк

CRC Press - бұл ақпараттық бизнес болып табылатын
Taylor & Francis Group-тың ізі

ӘОЖ 629.3 (075) (қаз)
ҚБЖ 39.3я73
Д31

MATLAB® • MathWorks, Inc компаниясының сауда белгісі және рұқсатымен қолданылады. MathWorks осы кітаптағы мәтіннің немесе жаттығулардың дұрыстығына кепілдік бермейді. Бұл кітаптың MATLAB® • бағдарламалық жасақтаманы немесе соған байланысты өнімдерді қолдану немесе талқылауы белгілі бір педагогикалық тәсілдің немесе MATLAB® • бағдарламалық жасақтаманың MathWorks қолдауын немесе демеушілігін білдірмейді.

CRC баспасөзі
Тейлор мен Фрэнсис тобы
6000 сынған дыбыс Parkway NW, люкс 300
Бока Ратон, FL 33487-2742

© 2017 Taylor & Francis Group, LLC
CRC Press - бұл ақпараттық бизнеспен айналысатын Taylor & Francis Group-тың ізі

АҚШ-тың түпнұсқа үкіметі жұмысына ешқандай шағым жоқ

Қышқылсыз қағазға басылған
Нұсқа күні: 20170405

Халықаралық стандартты кітап нөмірі-13: 978-1-1380-3499-0 (Hardback)

Бұл кітапта шынайы және жоғары бағаланған көздерден алынған ақпарат бар. Сенімді деректер мен ақпараттарды жариялауға көп күш жұмсалды, біра автор мен баспагер барлық материалдардың дұрыстығы немесе оларды пайдалану салдары үшін жауапкершілік көтермейді. Авторлар мен баспагерлер осы жарияданымда көрсетілген барлық материалдардың құқық иеленушілерін қадағалауға және егер осы нысанда жариялауға рұқсат алынбаса, құқық иеленушілердің алдында кешірім сұрауға әрекет жасады. Егер кез-келген авторлық құқық расталмаса, жазыңыз және бізге хабарлаңыз, осылайша біз кез-келген басып шығаруды түзетеміз.

Авторлық құқық туралы АҚШ заңымен рұқсат етілген жағдайларды қоспағанда, бұл кітаптың ешбір бөлігі баспаға шығарылуы, қайта шығарылуы, берілуі немесе кез-келген түрде кез-келген түрде кез-келген электрондық, механикалық немесе басқа тәсілдермен, қазір белгілі немесе бұдан әрі ойлап табылған, соның ішінде фотокөшірме, микрофильм және жазбаны, немесе кез-келген ақпаратты сақтау немесе алу жүйесінде, баспагерлердің жазбаша рұқсатынсыз.

Осы жұмыстың материалдарын электрондық түрде пайдалану немесе көшірмелеуге рұқсат алу үшін, өтініш, www.copyright. com (http://www.copyright.com/) жүгініңіз немесе Тіркелген корпорация, Авторлық құқытарды тексеру орталығына (АҚТО), 222 Роузвуд Драйв, Данверс, Массачусетс 01923, 978-750-8400 жүгініңіз. ССС - коммерциялық емес ұйым, ол әр түрлі пайдаланушыларға лицензия және тіркеуді ұсынады. КБК-дан ксерокөшірме лицензия алған ұйымдар үшін жеке төлем жүйесі ұйымдастырылған.

Сауда белгісі туралы ескерту: Өнім немесе фирмалық атаулар сауда белгілері немесе тіркелген сауда белгілері болуы мүмкін және бұзушылық ниетінсіз тек сәйкестендіру және түсіндіру үшін пайдаланылады.

Taylor & Francis веб-сайтына кіріңіз
http://www.taylorandfrancis.com

және CRC баспасөз веб-сайтын қараңыз
http://www.crcpress.com

ISBN: 978-601-333-659-6 (қаз)

Мазмұны

Алғы сөз **9**
1 Кіріспе **11**
1.1 Жаңа оқулық не үшін керек? 11
1.2 Кітаптың құрылымы 12

I бөлім: Бақылау **13**

2 Динамикалық модельдеу **15**
2.1 Кіріспе 15
2.2 Сандық интеграция әдістері. 17
2.2.1 Алға {Эйлер әдісі. 18
2.2.2 Рундж {Кутта әдісі. 20
2.2.3 Трапеция әдісі. 21
2.3 RLC сұлбасы үшін динамикалық модельдеу 23
2.3.1 Питон бағдарламасында трапециялық әдіс негізінде модельдеу 24
2.3.2 MATLAB® ODE шешуші негізіндегі динамикалық модельдеу 26
2.4 MATLAB / Simulink негізіндегі динамикалық модельдеу 27
2.4.1 Интегратор негізінде модель құру 27
2.4.2 S-функцияға негізделген модель құру 29
2.5 MATLAB командалары сызықты жүйені модельдеуге арналған 31
2.5.1. Сызықтық модельдер 31
2.5.2 Уақытша саладағы жауаптар 32
2.5.3 Сызықтық жүйені талдау 33
2.6 Түйіндеме 34

3 Жиілікті басқару **37**
3.1 Маңызды фактілер. 37
3.2 Plant моделі (жүйенің математикалық моделі): тербеліс теңдеулері. 38
3.2.1 Айналмалы массаға арналған Ньютон заңы 38
3.2.2 Номиналды жылдамдықтағы тербеліс теңдеуі 39
3.2.3 Бірлікке арналған бұрылыс теңдеуі 40
3.2.4 Шағын дабылды тербеліс теңдеуі 41
3.2.5 Жүктеме жасайтын жеке генератор 41
3.2.6 Single Machine Infinite Bus (SMIB) энергия жүйесі 43
3.3 Жиіліктің ауытқуын қалай азайтуға болады 47
3.3.1 Бастапқы жиілікті басқару және оның әсері 47
3.3.2 Бірнеше генераторлар арасында қуатты бөлу 50
3.3.3 Қуатты реактивті бөлу. 51

3.4 Жиіліктің ауытқуын қалай жоюға болады..... 52
3.4.1 Дабылды қалай бақылау керек 52
3.4.2 Екінші жиілікті басқару..... 56
3.4.3 Байланыстырылған электр қуат көздерінің сұлбасын бастапқы қалпына келтіріңіз 61
3.5 Жиілікті басқару дизайнын тексеру..... 63
3.5.1 Жүктеме жасайтын жалғыз генератор..... 63
3.5.2 Жүктеме жасайтын екі генератор 64
3.5.3. Байланыстырушы желі арқылы қосылған екі аймақ..... 70
3.6 Жиілікті басқарудың көбірек мысалдары..... 75
3.6.1 1-мысал: Анықтамалық қуаттың қадамдық жауабы, дана. 75
3.6.2 2-мысал: Екінші жиіліктен кейін қуатты бөлу. Бақылау 78
3.6.3 3-мысал: Егер кейбір аудандарда ағаттықтарды бақылау (ACE) болмаса не болады? 80
3.6.4 4-мысал: Жүйенің тұрақтылығындағы құламаның әсері 81
3.6.5 5-мысал: Неліктен алыс қашықтыққа берілістер тербелістерді көбірек тудырады?. 84

4 Синхронды генератор модельдері 87
4.1 Генератордың тұрақты күйдегі тізбек моделі 87
4.1.1 Ротордың қозу тогынан туындаған ішкі кернеу..... 87
4.1.2 Дөңгелек роторлы генератордың арматуралық реакциясы 91
4.1.3 Дөңгелек роторы бар генератор сұлбасы, фазалық сұлба, қуат және айналу кезеңі..... 93
4.1.4 Лентц заңының мысалы..... . 95
4.2 Ғарыштық вектор ұғымы 95
4.2.1 Мысал..... 97
4.2.2 Ғарыштық векторлық техниканың артықшылықтары..... 98
4.2.3 Ғарыштық вектордың, күрделі вектордың және αβ Парктің қайта құрылуы 99
4.3 Қатты роторлары бар синхронды генераторлар. 101
4.3.1 Роторлы генератордың арматуралық реакциясы 101
4.3.2 Генератор фазорының принциптік сұлбасы, қуаты және айналу кезеңі 103
4.4 Ғарыштық вектор негізінде генератор моделі..... 112
4.4.1 1-қосымша: Кернеуді құру 115
4.4.2 2-қосымша: Қысқа тұйықталу..... 116
4.5 Жеңілдетілген динамикалық модель ағынының ыдырау моделі..... 118

5 Кернеуді басқару 123
5.1 Кіріспе 123
5.2 Plant моделі (жүйенің математикалық моделі):
динамика қосылмаған 124
5.2.1 1-сценарий: Статордың ашық сұлбасы 124
5.2.2 2-сценарий: SMIB жүйесі 114
5.3 Plant моделі (жүйенің математикалық моделі):
ротордың динамикасы 127
5.3.1 Статордың ашық сұлбасы 127
5.3.2 SMIB ісі 128
5.4 Кернеуді басқарудың дизайны: I бөлім 130
5.4.1 Кері байланысты бақылау және кірісті шектеу 132
5.4.2 Тұрақтылықты қалай жақсартуға
болады: Кері байланыс 133
5.5 Кернеуді басқарудың дизайны: II бөлім 135
5.5.1 Блок-сұлба әдісі 135
5.5.2 Кеңістік жай-күйлерді модельдеу тәсілі 136
5.5.3 Қуат жүйесінің тұрақтандырғышы 137
5.5.4 Сызықтық модельдеу нәтижелері 142
5.6 Қысқаша мазмұны. 144

6 Микрогридтердегі жиілік пен кернеуді басқару 147
6.1 Кернеу көзінің түрлендіргішін басқару (VSC) 147
6.1.1 Ішкі ток реттегішін жобалау 148
6.1.2 Фазамен бекітілген цикл (PLL). 149
6.1.3 Ағымдағы бақылау және вазамен
бекітілген циклді тексеру 153
6.1.4 Сыртқы PQ немесе PV басқару конструкциясы 155
6.1.5 VF басқаруды жобалау. 158
6.2 Қуатты бөлу әдістері 163
6.2.1 P - f және Q - E төмендейді 163
6.2.2 V- I құлдырауы 166

II бөлім: Динамика 169

7 Үлкен дабылдың тұрақтылығы 171
7.1 Кіріспе. 171
7.2 Ляпуновтың тұрақтылық критерийі 171
7.2.1 Тұрақтылық немесе тұрақсыздық 172
7.3 Тепе-теңдік әдісі 173
7.3.1 Уақытша саладағы модельдеу нәтижелері 176

8 Кіші дабылдың тұрақтылығы 181
8.1 SMIB жүйесінің тұрақтылығы. 181

8.1.1 Бастапқы күй шамаларын есептеу. 182
8.1.2 Сызықтық модель параметрлерін есептеу 187
8.1.3 Қуатты бөлу әдістеріз сызықты модель. 188
8.1.4 Қуатты бөлу әдістерінің көмегімен
сызылған модель 191
8.2 Айналмалы тербелістер 192
8.2.1 Консенсусты бақылау 192
8.2.2 Қуат жүйесі желінің басқару мәселесі ретінде
қарастырылады 196
8.2.3 Тақырыптық зерттеу 198
8.3 Синхронды резонанстар 199
8.3.1 Механикалық жүйеге арналған
шағын дабылдық модель 200
8.3.2 RLC сұлбасы үшін күрделі қуаттың
шағын дабылдық моделі 202
8.3.3 Тұрақтылықты талдау 205

Әдебиеттер 207

Индекс 209

Алғы сөз

Кітаптың негізгі бөлігін автор 2016 жылы көктемде, Тампа Флорида, Оңтүстік Флорида университетінде Қуат жүйесі бойынша 2 курс магистрлеріне арнап жазған. Курс энергетикалық жүйелерді басқару мен динамикасына көңіл бөлуге арналған. Оқу құралы ретінде Берген мен Витталдың «Энергетикалық жүйелерді талдау» кітабы қабылданды. Динамика және басқару, әсіресе айналмалы магниттік өрістер тартылатын энергетикалық жүйелерді қолдану студенттер үшін күрделі мәселе болып табылады. Осылайша, оқулықта мысалдар арқылы үйретудің оңай тәсілдері ұсынылған. Көптеген мысалдар мен кодтар түсіну мен жаттығуды жеңілдету үшін жасалған. Бұл оқулықтың маңыздылығы - оның оқулықта көптеген берілген мысалдары.

Берген мен Витталь кітабының алғашқы нұсқасын 1981 жылы профессор Берген жазған. Содан бері 36 жыл өтті. Бұл классикалық оқулық жоғары деңгейде танылды және энергетикалық жүйелер инженерлерінің ұрпағын тәрбиелеуге көмектесті. Профессор Берген 2014 жылдың шілдесінде қайтыс болды. Энергетикалық жүйелер инженері ретінде бұл автор энергия жүйесін басқару және динамика классиктерін қайта түсіндіріп, өз саласына үлесін қосқысы келеді. Бұл оқулық профессор Берген үшін де үлкен сый.

Бұл оқулық классикалық оқулықтан біраз ерекшеленеді.

Генератор моделінің туындысы Берген мен Виттальда өте күрделі (2009). Берген және Виттальда (2009) генератор модельдерін алу үшін Парктің трансформациясы қолданылды. Парктің қайта құрылуының баламасы - бұл ғарыштық вектор және күрделі векторлық түрлендіру, 1980 жылдардан кейін машиналарда және электрлік электроникада жиі қолданылатын ұғым. Ғарыштық вектор тұжырымдамасы Парктің өзгеруін түзетуге мүмкіндік береді. Осы оқулықта автор синхронды генератор динамикасын, ғарыштық векторлық тұжырымдамаларды қолдана отырып, энергия жүйелеріндегі ең күрделі динамиканы түсіндіреді.

1980-ші жылдары электрлік электроника мен микрогридтер әлі дамымаған болатын. Бұл өріс XXI ғасырда жақсы дамыған. Қуатты бөлісу үшін электр жүйелерінде қолданылатын көптеген әдістерді, мысалы, құлдырауды басқаруды электрлік түрлендіргішті үйлестіруден табуға болады. Бұл бөлім қазір байланысты және оқырмандарға конвертерді басқару және үйлестіруді түсіну үшін оқулыққа енгізілген. Бұл оқулықтың тағы бір ерекшелігі.

Желілік басқару (консенсус басқару) сияқты жетілдірілген басқару элементтері 2000 жылдан кейін жасалды. Көптеген классикалық инженерлік енгізулер жетілдірілген басқару құрылымын қолданады. Оларды табуға және интуитивті инженерлік дизайнды желілік басқарудың тұжырымдамалары мен идеяларымен түсіндіруге болады. Бұл оқулықта консенсус бақылауының көмегімен аймақаралық тербелістер түсіндіріледі.

Профессор Бергеннің кітабында тұрақты талдау және динамика бар. Бұл оқулық тек динамика мен бақылауға арналған. Бұл автор сонымен қатар қуат жүйесін басқаруға назар аудару үшін жақсы ағынның болғанын қалайды. Басынан бастап қарапайым дифференциалдық теңдеу, динамика мен басқарудың құрылымдық блогы мысалдар арқылы түсіндіріледі. Мысалдар үшін динамикалық модельдеу және желілік жүйелік талдау жүргізілді. Негізгі динамика концепциясы салынған, оқырмандар одан кейін жеңіл энергожүйені басқару және динамикалық тұрақтылыққа байланысты міндеттерді оқытуды жалғастыра алады.

Мәтін ағымы жиілік немесе кернеуді басқару мәселелары ретінде қарастыруға арналған. Бақылау мәселелары үшін алдымен зауыт моделін және онымен байланысты тұрақты және динамикалық жауаптарды қарастырамыз. Plant моделінде көрсетілген кірістер мен шығулармен анықталуы керек. Бұл жағдайда, құрылғы моделі жиіліктік болуы тиіс. Кірістер генератордың механикалық жүйесінің кірістерінен тұрады. Plant моделін орнатқаннан кейін, біз бақылау мақсатын іске асыру үшін кері байланысты басқаруды қалай жобалау керектігі туралы ойланамыз. Басқару дизайны жүргізілгеннен кейін біз контроллердің жұмысын тексеру үшін динамикалық модельдеуді қолданамыз.

Автор бұл кітапты БҚК баспасөзі арқылы жазып, жариялау мүмкіндігіне ие болғанына дән риза. Автор Оңтүстік Флорида Университетінің электротехника факультетіне ғылыми зерттеулер мен сабақ жүргізуге тамаша жағдай жасағаны үшін алғыс білдіреді. Автор оның отбасына қолдау көрсеткені үшін алғысын білдіреді.

Кітап энергия жуйесі II авторлық сынып жазбаларынан 2016 жылдың көктеміне дайындалды. Минюэ Ма, м.ғ.д. студент, осы курстың оқытушы көмекшісі болды және сабақ үшін мысалдар мен үй тапсырмаларын жасауға көмектесті. Сыныптағы бірнеше оқушы, мысалы, Абдулла Алассаф, сыныптың жазбаларын жоғары бағалады, бұл авторды жариялау үшін БҚК баспасөзіне хабарласуға шақырды. Инь Ли, Ph.D. студент, 6 тарауда пайдаланылатын MATLAB / Simulink модельдерін, микрогридтердегі кернеуді басқару. Янкун Сю, тағы бір Ph.D. USF Қуат жүйесі зертханасының магистранттары кітапты 2016 жылдың желтоқсан айында демалыс маусымында қарастырды. Автор Минюэ Ма мен Ин Лиді рецензент ретінде қабылдағысы келеді. Автор сонымен бірге Итон Ынтымақтастықтан келген И Янды шолушы ретінде мойындағысы келеді.

MATLAB - MathWorks, Inc компаниясының тіркелген сауда белгісі. Өнім туралы ақпарат алу үшін келесі мекен-жайға хабарласыңыз:

MathWorks, Inc.
3 Apple Hill Drive
Натик, MA, 01760-2098 АҚШ
Тел: 508-647-7000
Факс: 508-647-7001
Электрондық пошта: info@mathworks.com
Веб: www.mathworks.com

1-тарау Кіріспе

1.1 Жаңа оқулық не үшін керек?

Энергожүйені басқарудың және динамиканың дәстүрлі кітабы генераторлардың синхронды модельдерін (тұрақты және динамикалық), генератордың кернеуін бақылауды, энергожүйенің жиілігін бақылауды және энергожүйенің өтпелі тұрақтылығын қамтиды. "Энергетикалық жүйелерді талдау" (6, 7, 8, 11 және 14-тараулар). Қазіргі заманғы зияткерлік желілер индустриясында оқыту мен оқулықтарда келесі аспектілерді ескеру қажет.

1. Қуат жүйесінің динамикасы мен оны басқару үшін демонстрацияны қалай өткізуге болады.

Бұл міндетті шешу үшін қарапайым дифференциалдық теңдеулерге негізделген модельдерді динамикалық модельдеу және MATLAB® немесе Питон сияқты бағдарламаларды одан әрі енгізуді қарастыру керек. Бұл бөлік әдетте дәстүрлі оқулықта жоқ. Керісінше, студенттер валидация мен демонстрация жүргізу үйрену үшін басқа курстарға бару керек немесе есептеу туралы басқа кітапты оқып шығуы керек. Бұл бөлімде бағдарламалау және динамикалық модельдеу туралы мысалдар келтірілген, студенттер кодтау немесе MATLAB/Simulink арқылы тексеруді жылдам жүргізе алады.

2. Бақылау конструкциясын қалай жүргізу керек.

Түбірлік локус әдісі сияқты классикалық бақылау әдістері бірнеше рет Берген және Витталда қолданылады (2009). 1980 жылдары MATLAB және оның басқару құралдар тақтасы әлі танымал болған жоқ. Сондықтан Берген және Виттал (2009) MATLAB кодтарына қатысты мысалдарды ұсынған жоқ. Бұл оқулықта MATLAB мысалдары келтірілген, олар басқару элементтерін басқаруға арналған.

3. Айналмалы машиналарды қалай жақсы түсіндіру керек.

Генератор моделінің туындысы - Берген және Витталдағы ең күрделі бөлік (2009). Берген және Виттальда (2009) генератор модельдерін алу үшін Парктің трансформациясы қолданылды. Парктің түрленуіне балама - бұл кеңістік векторы және күрделі векторлық түрлендіру, 1980 жылдардан кейін машиналарда және электрлік электроникада жиі қолданылатын ұғым. Ғарыштық вектор тұжырымдамасы Парктің өзгеруін түзетуге мүмкіндік береді. Осы оқулықта автор синхронды генератор динамикасын, ғарыштық вектор тұжырымдамасын қолдана отырып, энергия жүйелеріндегі ең күрделі динамиканы түсіндіреді.

4. Микрогридтер қалай басқарылады?

Дәстүрлі қуат жүйесінің динамикасы мен басқару кітаптарында синхронды генераторларға көп көңіл бөлінеді. Қайта жаңаратын энергия, электрлік электронды түрлендіргіштер мен микрогридтер пайда болатын қазіргі салада жүйелік динамика мен басқаруға қатысты мәселелер қамтылуы керек. Мысалы, жиілікті бақылау туралы сөз болғанда қосымшаларды үлкен электр жүйелерінен мультигридтерге дейін кеңейту табиғи құбылыс болып табылады, мұнда құлдырауларды басқару қолданылады. Микрогридті бақылауды қамту - осы оқулықтың ерекшелігі.

Бұл оқулықтың мақсаты дәстүрлі қуат жүйесінің динамикасы мен басқарылуын түсіндіру үшін бағдарламалау мысалдары, басқарудың қазіргі заманғы құралдарын және басқарудың жетілдірілген тұжырымдамаларын қолдана отырып көбірек түсінік беру болып табылады. Сонымен қатар, кеңейтілген қосымшалар түрінде микрогридті бақылау қарастырылады.

Осы оқулықты оқып отырып, оқырмандар бағдарламалау және басқару дизайнында оқыту мүмкіндігіне ие болады. Олар синхронды генератор негізінде жұмыс істейтін электр жүйелерінде де, электрлік түрлендіргішпен жұмыс істейтін микрогридтерде де динамика және басқару туралы білім алады.

1.2 Кітаптың құрылымы

Кітап сегіз тараудан және екі негізгі бөліктен тұрады: басқару (жиілік пен кернеуді басқару) және динамика (үлкен дабылдың тұрақтылығы және шағын дабылдың тұрақтылығы). Басқару міндеттерін шешуге кіріспес бұрын 2-тарауда тексеру құралы қарастырылады: динамикалық модельдеу. Динамикалық үлгілеумен қатар, Боде графиктері сияқты желілік жүйелік талдау құралдары енгізіледі.

Бақылау тақырыбына байланысты төрт бөлім бар: 3-6 тараулар. Синхронды генераторлардың жиілігін және қуатын бөлу 3-тарауда қарастырылады. Синхронды генератордың электромеханикалық динамикасы 3-тарауда қарастырылмайды, ал электромагниттік динамика қарастырылмайды. Бұл өңдеу талдауды тек критикалық динамикамен қоса жасайды. Жиілікті бақылаудан кейін кернеуді басқаруды қарастыру қажет. Кернеуді басқаруды жақсы түсіндіру үшін синхронды генератордың электромагниттік динамикасы моделін мұқият зерттеу қажет. Сондықтан 4-тарауда ғарыштық вектор тұжырымдамасын қолдана отырып, синхронды генератор модельдерінің туындысына назар аударылады. Тұрақты және динамикалық модельдердің екеуі де 4-тарауда келтірілген. 5-тарауда синхронды генератордың кернеуін басқару берілген.

6-тарау микрогридтегі түрлендіргіштер арасында конверторды басқару және қуатты бөлу туралы. 6-тарауда келтірілген материалдар энергетикалық жүйені басқару және динамика туралы ешқандай оқулықта ешқашан болған емес. Алдымен 6-тарауда кернеу көзінің түрлендіргіші басқарылады. Өзінің жұмыс режиміне байланысты түрлендіргіш торға жалғанған жұмыс үшін PQ басқару режимінде немесе автономды жұмыс үшін VF басқару режимінде жұмыс істей алады. Содан кейін іргелі басқару жабылғаннан кейін түрлендіргіштер арасында қуатты бөлуге арналған еңісті басқару ұсынылған. Бұл тарауда басқару дизайны мен модельдеуге негізделген валидация туралы көптеген мысалдар келтірілген.

Кітаптың II бөлімі динамикаға арналған. 2 тараудан тұрады. 7-тарау үлкен дабылды тұрақтылыққа арналған. Мысал ретінде синхронды генератордың өтпелі тұрақтылығы табылады. 8-тарау шағын дабылдардың тұрақтылығына арналған. Осы тарауда мысалдар ретінде үш инженерлік мәселелар қолданылады: тұрақтылықты талдау үшін бір машиналы шексіз шиналардан (SMIB) шағын дабылдық модельдер туындысы, желілік басқару теориясын қолдана отырып, тербелістерді аймақаралық түсіндіру және синхронды генератордағы бұралу әрекеттері. Әр мәселе үшін сызықтық жүйенің модельдері алынады және сызықтық жүйеге талдау жасалады.

Бұл кітапта оқуды жеңілдететін көптеген мысалдар мен оқу құралдары келтірілген. Осы кітапты оқу арқылы оқырмандар сызықтық жүйені талдау және модельдеу негізіндегі валидациялау шеберлігін игере алады. Сонымен қатар, бұл кітап дәстүрлі синхронды генератор негізінде кең ауқымды қуат жүйесін басқару және конвертер негізіндегі микрогридті басқару арасында көпір салады.

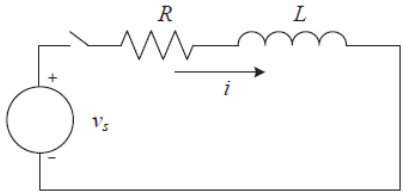
I бөлім: Бақылау

2-тарау Динамикалық модельдеу

2.1 Кіріспе

Бұл тарауда біз динамикалық модельдеу немесе уақытша саладағы модельдеуді қолдана отырып, бақылау және динамикалық талдау үшін валидациялы сынау қондырғысы қалай құру керектігін сипаттайтын боламыз. 2.1 суретте көрсетілген қарапайым R L сұлбасын алайық. Қазіргі i(t) туралы білгіміз келеді. Кернеу көзі $v_s = V_{DC}$ белгілі деп саналады, мысалы, 5 V. Бастапқыда тізбек ашық. T0 кезінде коммутатор қосылады делік. Біз алдымен сұлбаны модельдеу үшін қарапайым дифференциалдық теңдеуді (ODE) құрамыз.

$$V_{DC} = Ri(t) + L\frac{di(t)}{dt} \qquad (2.1)$$



2.1 сурет: R L сұлбасы.

(2.1) суреттелген қарапайым жүйе үшін i (t) үшін жабық формадағы өрнекті есептеулерден ODE шешу әдістерін қолдана аламыз.

(2.1) i (t) шешім екі компоненттен тұрады: i_1 (t) және i_2 (t):

$i(t) = i_1(t) + i_2(t);$
(2.2)

мұндағы i_1 (t) - мәжбүрлі компонент немесе тұрақты күйдегі жауап, бұл (2.1) қанағаттандыратын арнайы шешім, ал i_2 (t) - біртекті теңдеуді қанағаттандыратын өтпелі компонент

$$0 = Ri_2(t) + L\frac{di_2(t)}{dt}. \qquad (2.3)$$

I_1 (t) үшін шешім табуымыз мүмкін. Мысалы, (2.1), V_{DC}-тің сол жағын, Ri + di \ dt теңдеуінің оң жағымен салыстыра отырып, i_1 (t)

туындысымен нөлге тең болатын тұрақты деп санаймыз. Сонда оң жағы Ri_1 болады. Сондықтан бізде:

$$i_1 = \frac{V_{DC}}{R}. \qquad (2.4)$$

I_2 үшін бірінші ретті біртекті ODE үшін жалпы форма $Kes^{(t-t0)}$, мұндағы K және s тұрақты. I_2 (t) -ді $Kes^{(t-t0)}$ -ге (2.3) ауыстырғанда, бізде:

$$0 = K(R + Ls)e^{s(t-t0)} : \qquad (2.5)$$

Оң жағын нөлге айналдыру үшін бізде:

$$s = -\frac{R}{L}.$$

Бастапқы шартты қолдана отырып, К.-ны табамыз, алдымен i (t) өрнегін табамыз:

$$i(t) = \frac{V_{DC}}{R} + Ke^{-\frac{R}{L}(t-t_0)}. \qquad (2.6)$$

$T = t^+_0$ болғанда ($^+$ коммутатор қосылған сәттен бастап бірден тұрады), токтың 0-де сақталатынын білеміз, өйткені тізбектің индукторы бар, ал индуктор арқылы өтетін ток кенеттен өзгере алмайды. Сондықтан,

$$0 = \frac{V_{DC}}{R} + K \Longrightarrow K = -\frac{V_{DC}}{R}. \qquad (2.7)$$

I (t) өрнегінің мәні келесідей.

$$i(t) = \frac{V_{DC}}{R}\left(1 - e^{-(t-t_0)/\tau}\right), t \geq t_0^+ \qquad (2.8)$$

$$\tau = \frac{L}{R}.$$

Мұндағы τ уақыт тұрақтысы деп аталады. T = t0 + τ болған кезде, $i(t_0 + \tau) = (1 - e^{-1})i(\infty) = 0{:}63 \times i(\infty)$;

мұндағы i (∞) - тоқтың тұрақты мәні және i (∞) = VDC \ R. Уақыттың тұрақты мәні жүйенің қаншалықты жылдам әрекет ететінін көрсетеді. Бұл жүйе динамикасының маңызды өлшемі. Тағы бір шара - өткізу қабілеті, бұл 3-тарауда айтылатын болады. Өткізу қабілеттілігі жоғары.

Немесе Laplace түрлендіруі арқылы біз жабық формуланы алуға болады. Лаплас доменінде (2.1) келесідей өрнектеледі:

$$\frac{V_{DC}}{s} = RI(s) + L(sI(s) - i(t_0^+)) \qquad (2.9)$$

мұндағы I (s) = L (i (t)) - токтың Лаплас-домен өрнегі.

T $t+_0$ кезінде ток 0-ге тең болады, бұл бастапқыда тізбек ашық және ток жоқтығына байланысты. Әрі қарай индуктор бар. Индуктор арқылы ток, коммутатор қосылған кезде де секіре алмайды. Сондықтан,

i (t^{+}_0) = 0.

(2.9) негізінде токтың өрнегі келесідей болады:

$$I(s) = \frac{V_{DC}}{s(R+Ls)} \tag{2.10a}$$

$$= \frac{V_{DC}}{R}\left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s+R/L}\right) \tag{2.10b}$$

Кері Лаплас түрлендіруі уақыттық доменнің өрнегін келесідей көрсетеді.

$$i(t) = \frac{V_{DC}}{R}\left(1 - e^{-(t-t_0)/\tau}\right), t \geq t_0^+ \tag{2.11}$$

τ=L\R

Есептеулер мен Лаплас түрленуіне негізделген i (t) өрнектері бірдей. Жүйенің күрделі моделі үшін қалаған айнымалылар үшін уақыттық домендік өрнектерді табу оңай емес. Оның орнына уақыт бойынша ODE айнымалыларының мәндерін табу үшін сандық интеграция жүргізіледі.

2.2 бөлімінде сандық интегралдау әдістеріне шолу жасалады. Осы бөлімнен кейін 2.3 бөліміндегі RLC сұлбасын модельдеу туралы мысал келтірілген. 2.4 бөлімде MATLAB / Simulink-те динамикалық модельдеу және модельдеу түсіндірілген және көрсетілген. 2.5-бөлімде сызықтық уақыт-инвариантты (LTI) жүйелер үшін динамикалық модельдеуді жүргізе алатын MATLAB командалары берілген.

2.2 Сандық интеграция әдістері

Сандық интеграциялау әдістері әдетте оқулықтарда сандық әдістер туралы, мысалы, Crow (2015); Chapra and Canale (2012). Crow 5 тарауында (2015) дәлдік және сандық тұрақтылықты талдауды қоса алғанда, сандық интегралдау әдістері туралы егжей-тегжейлі жазылған. Бұл оқулық қолданбалы және практикалық жаттығуларға арналған. Кодтармен және MATLAB® командаларымен қатар сандық интеграциялау әдістері енгізіледі. Бұл бөлімде үш әдіс қарастырылады: {Эйлер әдісі, Рундж {Кутта әдісі және Трапеция әдісі.

2.2.1 Алға {Эйлер әдісі

Ерітінді теңдеулер жиынтығын беріңіз

$$\frac{dx}{dt} = f(x), \qquad (2.12)$$

мұндағы x $\in$ 2 R^n және f - салыстыру f: $R^n \Rightarrow R^n$. Сандық интеграцияның мақсаты - x (t_1); x (t_2), ... x (T) берілген уақыттың бастапқы күйі үшін t_0 ~T уақыт интервалында x (t_0).

Егер тұрақты қадам өлшемін h таңдайтын болсақ, онда

$t_1 = t_0 + h$

. = ...

$t_k = t_k - 1 + h = t_0 + k_h$

.= ...

$t_N = t_N - 1 + h = t_0 + N_h$

Біз x_k табуды мақсат етеміз; k = 1;….; N, мұндағы N = (T - t_0) \ h, ал x_k - x (tk) шамасы.

Тейлор сериялары негізінде x (tk + 1) x (tk) және tk-де бағаланған x туындыларымен өрнектелуі мүмкін.

$$\begin{aligned} x(t_{k+1}) &= x(t_k) + \dot{x}(t_k)h + O(h^2) \\ &\approx x(t_k) + \dot{x}(t_k)h \\ &= x(t_k) + f(x(t_k))h \end{aligned}$$

мұндағы O (.) - жоғары дәрежелі терминдер.

X (t_k) шамасын x_k шамасына ауыстырсақ, бізде:

$$x_{k+1} = x_k + f(x_k)h: \qquad (2.13)$$

(2.13) - Алға Эйлер әдісі. Әдістің дәлдігі x(t_{k+1}) - x_{k+1} арқылы бағаланады. Егер x (t_k) мен x_k арасындағы қатені елемеуге болады деп болжасақ, онда nd аламыз

$$x(t_{k+1}) - x_{k+1} = O(h^2) \qquad (2.14)$$

Сондықтан Эйлер әдісі O (h^2) дәлдігіне ие.

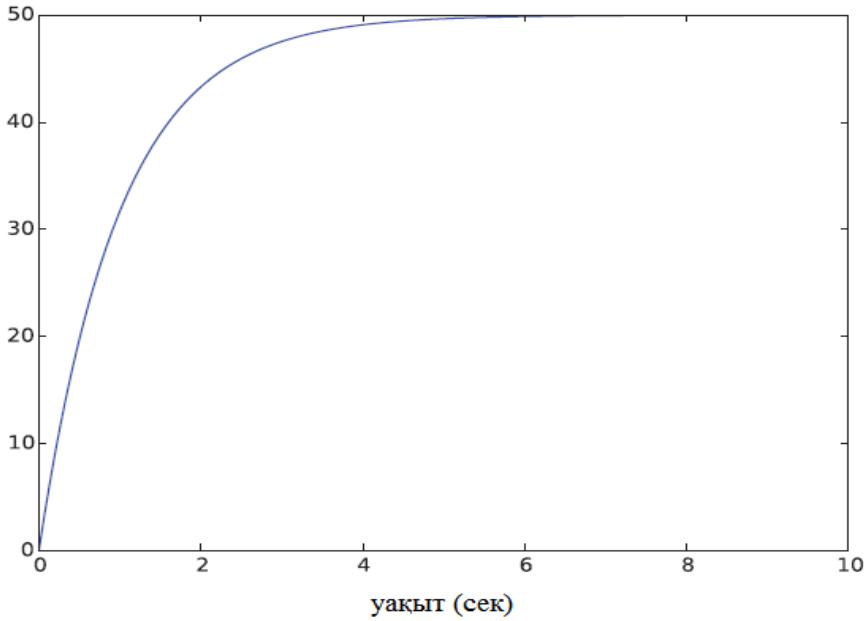
R L сұлбасынің мысалы үшін біз модельдеуді жүргізу үшін Питон кодын тез жаза аламыз.

```
импорттық математика, пибаб
# di / dt есептеу үшін динамикалық теңдеуді анықтаңыз # R * i + L.
di / dt = v def fun_didt (R, L, v, i):
di_dt = (v-R * i) / L;
қайтару di_dt

# Сандық интеграцияны жүргізу үшін трапеция әдісін қолданыңыз
№1 қадам, бастапқы шарт
# кернеу - бұл тұрақты ток күші. барлық уақытта кернеу 5В құрайды.
қадам_өлшемі = 0.01
n_steps = 1000
v = 5.0
R = 0,1
L = 0,1
i_data = []
v_data = []
i = 0
диапазондағы k үшін (n_steps):
v_data.append (5.0)
i_data.append (i)
# есептеуіш тогы
i = i + fun_didt (R, L, v, i) * step_size;
tt = [k * қадам_ өлшемі k үшін (n_steps)]
pylab.plot (tt, i_data)
pylab.xlabel ('уақыт (сек)');
pylab.show ()
```

Біріншіден, fun _didt функциясы анықталған. Бұл функцияда берілген кернеу, ток және белгілі параметрлер үшін токтың туындысын есептейді (R және L). Модельдеу қадамы h 0,01 секундты құрайды, ал жалпы 1000 қадам сандық интеграция көмегімен есептеледі. Тұрақты кернеу 5 В. Кедергісі 0,1. Индуктивтілік - 0,1 Н. Әр екі сатыда есептелген ток пен кернеуді сақтау үшін екі мәліметтер мен v деректер қолданылады. Бастапқы ток 0-ге тең.

Итерация 1000 қадамға жасалады және әр қадамда есептелген ток пен кернеу сәйкесінше екі тізімге қосылады. Әр қадамда fun_didt шақырылады және бағыттау {Эйлер келесі қадамда токты есептеу үшін орындалады.

Ақыр соңында, пилаб учаскелер жасау үшін қолданылады. Жоғарыда аталған Питон коды бойынша динамикалық модельдеу нәтижесі 2.2-суретте көрсетілген.



2.2-сурет: Эйлер әдісін қолданып тізбектегі токтың уақытша саладағы жауабы.

MATLAB-та ode1 - Эйлер әдісін қолданатын интегралды еріткіш.

2.2.2 Рундж -Кутта әдісі

Эйлер әдісінің дәлдігі төмендейді . Рундж-Кутта әдісінде екінші ретті термин сақталады және сандық есептеуді қолдана отырып жуықталады. Келесі төртінші ретті Редж-Кутта O (h^5) дәлдігіне ие. Рундж-Кутта үшін MATLAB ODE шешімі ode4.

$$x_{k+1} = \frac{1}{6}\left(k_1 + 2k_2 + 2k_3 + k_4\right) \tag{2.15a}$$

$$k_1 = f(x_k) \tag{2.15b}$$

$$k_2 = f(x_k + \frac{h}{2}k_1) \tag{2.15c}$$

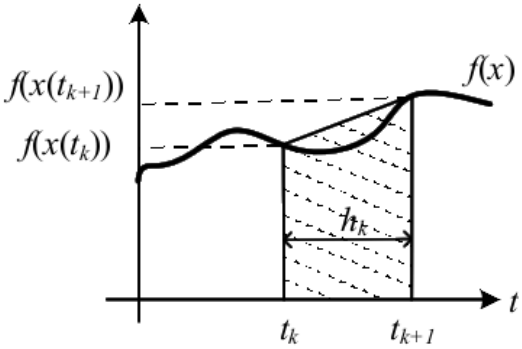
$$k_3 = f(x_k + \frac{h}{2}k_2) \tag{2.15d}$$

$$k_4 = f(x_k + hk_3) \tag{2.15e}$$

2.2.3 Трапеция әдісі

Трапеция әдісі O (h^3) дәлдігіне ие және 90-шы жылдардың басында Дж.Чоу әзірлеген энергетикалық жүйені динамикалық модельдеуге арналған тегін MATLAB құралдар жинағы Chow and Cheung (1992).

Эйлер әдісінде [t_k кезеңіндегі x-тің туындысы; t_{k+1}] f (x (t_k)) деп қабылданады. Трапеция әдісінде f (x) туындысы 2.3-суретте көрсетілгендей f (x (t_k)) және f (x (t_{k+1})) сызықтары арқылы жуықтайды. Сондықтан біз f (x) интегралын t_k -ден t_{k+1}-ге ауыстыру үшін трапеция аймағын қолданамыз.



2.3 сурет: Трапеция әдісі.

$$x_{k+1} = x_k + \int_{t_k}^{t_{k+1}} f(x)dt \approx x_k + \frac{h}{2}\left(f(x_k) + f(x_{k+1})\right) \tag{2.16}$$

Ескертпе: Трапеция әдісі f (x) туындысын t_{k+1} деңгейінде бағалауды талап етеді. Эйлер әдісі (2.17a) көрсетілгендей ~ x_{k+1}деп белгіленген t_{k+1} бағасын беру үшін қолданылады. Осыдан кейін (2.17b) көрсетілгендей k + 1 сатысында күйді табу үшін Трапеция әдісі қолданылады.

$$\tilde{x}_{k+1} = x_k + hf(x_k) \tag{2.17a}$$

$$x_{k+1} = x_k + \frac{h}{2}(f(x_k) + f(\tilde{x}_{k+1})) \tag{2.17b}$$

2.1-кестеде АЖ сұлбасын сандық интегралдау нәтижелерінің үш әдісін салыстыру келтірілген. Ұсынылған мәндер x_k - x (t_k), мұндағы x (t_k) аналитикалық жақын форманы (2.8) қолдана отырып есептеледі. 4-ретті Рундж-Кутта әдісі (RK4) ең дәл нәтиже беретіндігін көруге болады, ал Трапеция әдісінің дәлдігі Эйлер әдісімен салыстырғанда әлдеқайда жоғары.

2.1-кесте: Үш әдістің қателіктерін салыстыру

Time	Euler	RK4	Trapezoidal
0.01	−2.49e−03	4.16e−11	8.31e−06
0.02	−4.93e−03	8.24e−11	2.88e−05
0.03	−7.33e−03	1.22e−10	6.13e−05
0.04	−9.67e−03	1.61e−10	1.00e−04
0.05	−1.20e−02	1.99e−10	1.60e−04
0.06	−1.42e−02	2.37e−10	2.20e−04
0.07	−1.64e−02	2.74e−10	3.04e−04
0.08	−1.85e−02	3.10e−10	3.92e−04
0.09	−2.07e−02	3.46e−10	4.89e−04

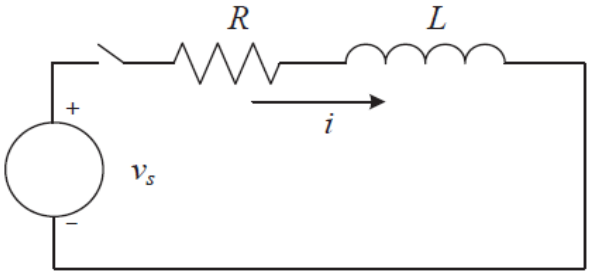
2.1-кесте келесі Питон кодымен жасалды.

```
Импорттық математика, пибаб
# d / dt есептеу үшін динамикалық теңдеуді анықтаңыз
# R * i + L. di / dt = v
def fun_didt (R, L, v, i):
di_dt = (v-R * i) / L;
қайтару di_dt

қадамдық қадам = 0.01; n_steps = 10;
v = 5.0; R = 0,1; L = 0,1;
i_data = []; i_Eu = []; i_RK = []; i_Tr = []; v_data = [];
i1 = 0; i2 = 0; i3 = 0;

диапазондағы k үшін (n_steps):
v_data.append (5.0)
i_data.append (5.0 / R * (1-mat.exp (-R * қадам_ өлшемі * k / L)))
i_Eu.pend (i1)
i_RK.қолдану (i2)
i_Tr. қосу (i3)
# Эйлер
i1 = i1 + fun_didt (R, L, v, i1) * қадам_ өлшемі;
# Трапзоидальды
i3 = i3 + 0.5 * (fun_didt (R, L, v, i1) + fun_didt (R, L, v, i3)) * қадам_
өлшемі;
# РК4
k1 = fun_didt (R, L, v, i2)
k2 = fun_didt (R, L, v, i2 + 0.5 * step_size * k1)
k3 = fun_didt (R, L, v, i2 + 0.5 * step_size * k2)
k4 = fun_didt (R, L, v, i2 + step_size * k3)
i2 = i2 + қадамдық өлшем / 6 * (k1 + 2 * k2 + 2 * k3 + k4)

# кесте басып шығарыңыз
диапазондағы k үшін (n_steps):
басып шығару step_size * k, i_data [k] -i_Eu [k], i_data [k] -i_RK [k], i_data
```

2.3 RLC сұлбасы үшін динамикалық модельдеу

Бұл бөлімде динамикалық модельдеу Питон бағдарламалау және ode45 сияқты MATLAB сандық интегралдау ерітінділерінің көмегімен жүзеге асырылады.

RLC сұлбасы 2.4 суретте көрсетілген. Кеңістік күйінің моделі



2.4 сұлба: RLC сұлбасы.

RLC сұлбасы алдымен алынады. Бізді тек дифференциалдық теңдеулер қызықтырады. Сондықтан модельде ешқандай интеграл көрінбеуі керек. RLC сұлбасы үшін і сызықты токтың туындысы индуктор v_L бойынша кернеудің түсуіне пропорционалды; v_C конденсатордың кернеуінің туындысы конденсатор і арқылы өтетін токқа пропорционалды. Сондықтан біз бірінші ретті дифференциалдық теңдеулерді жазып, одан әрі Кирхгофтың кернеу заңын (КВЛ) қолдана аламыз, ілмектің кернеулік теңдеуін жазамыз.

$$L\frac{di}{dt} = v_L \tag{2.18a}$$

$$C\frac{dv_C}{dt} = i \tag{2.18b}$$

$$-v_s + Ri + v_L + v_C = 0 \tag{2.18c}$$

I және v_C екі айнымалы күй деп аталады. Жоғарыда келтірілген модель динамикалық алгебралық теңдеулер деп аталады (DAEs). ОДУ жиынтығы бар алгебралық теңдеу.

$$L\frac{di}{dt} = v_s - Ri - v_C \tag{2.19a}$$

$$C\frac{dv_C}{dt} = i \tag{2.19b}$$

Жоғарыда келтірілген теңдеулерде күй айнымалыларының туындылары берілген кіріспен бірге v_s берілгендігін ескеріңіз.

Жоғарыда аталған жүйеге арналған жалпы өрнек келесідей.

$$\dot{x} = f(x, u) \qquad (2.20)$$

мұндағы u кіріс және x - күй айнымалысының векторы.

RLC сұлбасы үшін x = [i; v_C] ^{T} және u = v_s. Бұл сызықтық жүйе және біз келесі сызықтық күй-кеңістік моделін жаза аламыз.

$$\dot{x} = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}}_{A} x + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B} \underbrace{v_s}_{u} \qquad (2.21)$$

Бұдан әрі y моделінің шығуын x-ге тең деп алайық. Сонда бізде мына теңдеу бар:

$$y = Cx + Du \qquad (2.22)$$

мұндағы C = I - сәйкестендіру матрицасы және D = [0; 0] T.

Егер біз токтың шығыс ретінде болуына мүдделіміз болса, онда

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} x \qquad (2.23)$$

Тұрақты күйдегі тұрақты айнымалысы бар сызықты емес үздіксіз жүйе үшін сызықты үлгіні x_0 және u0 (f (x_0; u_0) = 0) тұрақты күйінде кішігірім бұзылыстарды қолдану арқылы бағалау арқылы алуға болады.

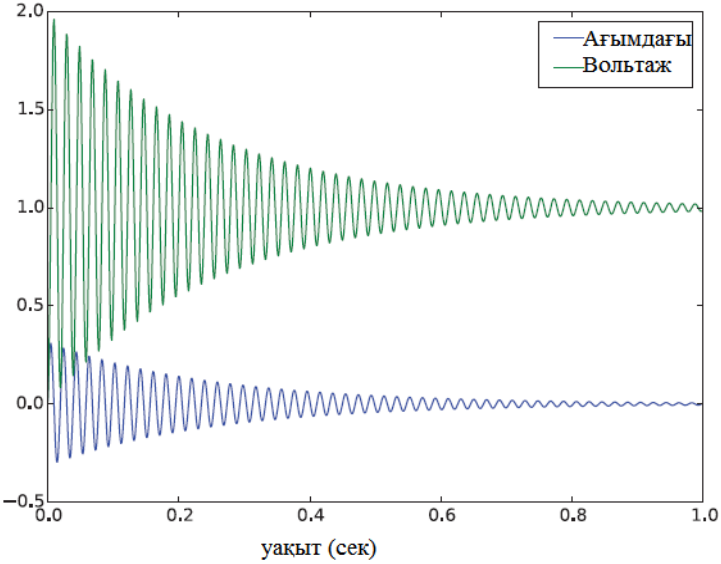
$$\begin{aligned} \Delta\dot{x} &= \frac{d(x_0 + \Delta x)}{dt} = f(x_0 + \Delta x, u_0 + \Delta u) \\ &\approx f(x_0, u_0) + \frac{\partial f}{\partial x}\Big|_{x_0,u_0} \Delta x + \frac{\partial f}{\partial u}\Big|_{x_0,u_0} \Delta u \qquad (2.24) \\ &= \frac{\partial f}{\partial x}\Big|_{x_0,u_0} \Delta x + \frac{\partial f}{\partial u}\Big|_{x_0,u_0} \Delta u \end{aligned}$$

2.3.1 Питон бағдарламасында трапециялық әдіс негізінде модельдеу

Келесі Питон коды RLC сұлбасын модельдеу үшін жасалған. dx \ dt туындысын есептеу функциясы алдымен анықталғанына назар аударыңыз. Функцияның құрамына RLC параметрлері, ауыспалы вектор x және бастапқы кернеу және т.б. кіреді. Әрбір қадамда dx \ dt туындылары функцияны шақыру арқылы есептеледі. Туындыға сүйене отырып, келесі кезеңнің жағдайы Forward {Euler әдісі арқылы бағаланады. Осы бағалау негізінде k +1 қадамындағы туынды есептеледі. Екі туындыдан кейін k +1 қадам күйі x_{k+1} есептеледі.

```
импорттық математика, пибаб
# d / dt есептеу үшін динамикалық теңдеуді анықтаңыз
# R * i + L. di / dt + vc = v # c
dvc / dt = i def fun_dxdt (R, L, C, vs, x):
dx_dt = [-R / L * x [0] -x [1] / L + vs / L, x [0] / C]
dx_dt қайтарыңыз

# Сандық интеграцияны жүргізудің трапеция әдісі
№1 қадам, бастапқы шарт
# кернеу - бұл тұрақты ток күші. барлық уақытта кернеу 1В құрайды.
қадам_өлшемі = 0.001
n_steps = 1000
v = 1
R = 0,1
L = 0.01
C = 0.001
x_data = []
v_data = []
x = [0, 0]
x1 = [0, 0]
x2 = [0, 0]
диапазондағы k үшін (n_steps):
v_data.append (v)
x_data.append (x [:])
x = x2
# есептеуіш тогы
dx_dt = көңілді_dxdt (R, L, C, v, x)
(2) диапазоны үшін:
x1 [i] = x [i] + dx_dt [i] * қадам_ өлшем
dx_dt_est = көңілді_didt (R, L, C, v, x1)
(2) диапазоны үшін:
x2 [i] = x [i] + 0.5 * (dx_dt [i] + dx_dt_est [i]) * қадам_ өлшем
tt = [k * қадам_ өлшемі k үшін (n_steps)]
pylab.plot (tt, x_data)
pylab.xlabel ('уақыт (сек)');
pylab.show ()
```

2.5-суретте Питон кодынан алынған модельдеу нәтижелері көрсетілген.



2.5 сурет: RLC сұлбасын модельдеу нәтижелері.

2.3.2 MATLAB® ODE шешуші негізіндегі динамикалық модельдеу

MATLAB® ODE шешушілері сандық интеграцияны жүргізуге ыңғайлы тәсіл ұсынады. Тек f (x; u) мәнін анықтайды.

M-_le көңілді RLC.m деп, f (x; u) есептеу үшін көңілді RLC функциясын анықтаңыз. ODE шешушілерін қолдану үшін біз алдымен u анықтаймыз. Мұнда біз u = 1 параметрін қадамдық жауапты бастау үшін орнаттық.

```
xdot = fun_RLC функциясы (t, x, пар)
xdot = [-par.R / par.L, -1 / par.L; 1 / par.C, 0] * x + [1 / par.L; 0];
```

Негізгі файл ODE шешушісін шақырады.

```
пар.P = 0,1; par.L = 0.01; пар.C = 0.001;
[t, y] = ode45 (@ (t, x) fun_RLC (t, x, par), [0 1], [0 0]);
сюжет (т, у);
```

ODE шешушілері күй векторының туындысын құрайтын функция атауын қажет ететінін ескеріңіз. Ode45 функциясының екінші және үшінші енгізілімдері уақыт аралықтары мен бастапқы күйлер болып

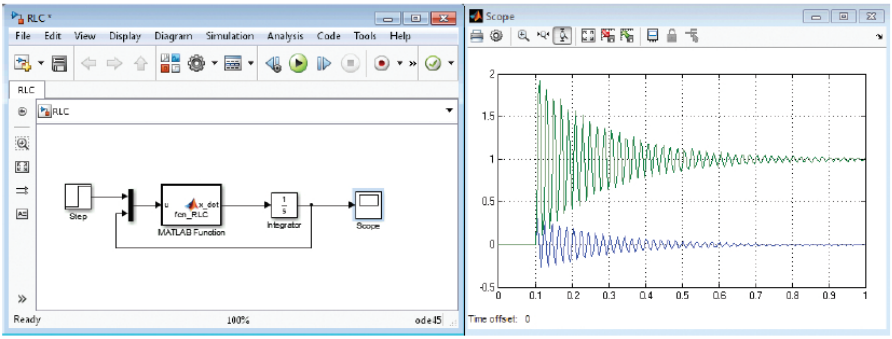
табылады. Алынған модельдеу нәтижелері 2.5-суретте көрсетілгендермен бірдей.

2.4 MATLAB / Simulink негізіндегі динамикалық модельдеу

MATLAB / Simulink модель құру үшін пайдаланушының графикалық интерфейсін (GUI) ұсынады. Модель салынғаннан кейін, сандық біріктіру іске қосу батырмасын басқаннан кейін автоматты түрде жүзеге асырылады. Simulinkте бізге 2.3.1 бөлімінде көрсетілгендей, Трапеция әдісінің қадамдарын жазу қажет емес. ODE шешушілерін нақты шақырудың қажеті жоқ. ODE шешушілері Simulink параметрлері конфигурациясының диалогтық терезесінде көрсетілген. Динамикалық модельдерді құрастырудың екі түрін ұсынамыз. Біріншісі интеграторға негізделген. Бұл әдіс дифференциалдық теңдеулер туралы түсінігімізге сәйкес келеді, онда туындылар мен күйлер интеграторлар мен бөлінеді. Балама тәсіл - S-функциясы. S-функция блогында біз бүкіл жүйені кірістер мен шығулармен бір блокқа біріктіреміз.

2.4.1 Интегратор негізінде модель құру

Модель құру процедурасының шешуші қадамы айнымалы векторын анықтау және оның туындысын x_ = f (x; u) u және ауыспалы векторынан есептеу x. Сонда күй пен оның туындысы интеграторлар мен байланысады. Бастапқы күйі x (0) интеграторға қойылған кезде, бұл модель жұмыс істеуге дайын.

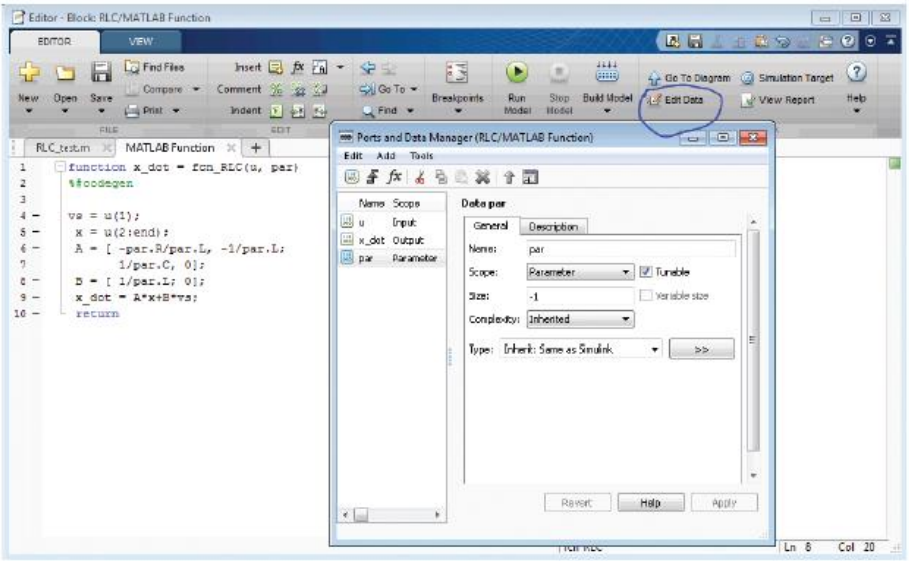


Сурет 2.6: Simulink негізіндег интегратор негізіндегі динамикалық модель құру.

2.6 суретте x = f (x; u) түрінде көрсетуге болатын динамикалық модель үшін құрылыс блоктары көрсетілген. Интегратор қолданылғанына назар аударыңыз. Интегратордың кірісі f (x; u), ал интегратордың шығысы x болады. f (x; u) енгізілген MATLAB функциясы арқылы есептеледі. Функцияның кірісі - кернеу көзі және x күйінің айнымалыларынан тұратын вектор. v_s және x бір векторды құру үшін біріктірілген. Fcn RLC функциясы ішінде v_s және x бөлінеді. Функцияда

R, L және C мәндері бар құрылым болатын тағы бір кіріс пар бар екенін ескеріңіз.

```
функция x_dot = fcn_RLC (u, par)
% # коды
vs = u (1);
x = u (2: соңы);
A = [-par.R / par.L, -1 / par.L;
1 / пар.C, 0];
B = [1 / пар.Л; 0];
x_dot = A * x + B * vs;
қайтару
```

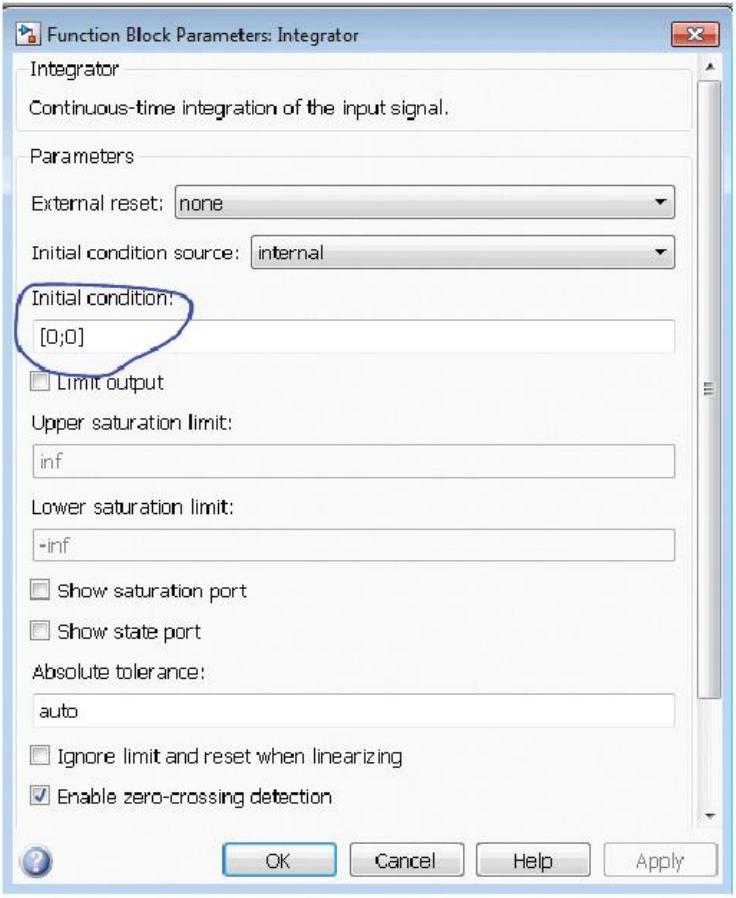


Сурет 2.7: MATLAB ендірілген функциясының параметрін параметр ретінде орнатыңыз.

2.7-суретте көрсетілгендей, MATLAB парды басқа кіріс ретінде қарастырады. Par-ты берілген параметр ретінде қарастыру үшін мәліметтерді өңдеп, пар ретінде параметр ретінде қою керек.

Тағы бір маңызды нәрсе - интегратордың бастапқы мәндерін дұрыс орнату, әсіресе x (0) өлшемі. Бұл мысалда x (0) бастапқы ток және кернеудің бастапқы мәндерінен тұратын вектор болуы керек. Сондықтан бастапқы вектор [0; 0] немесе нөлдер (2,1) 2.8-суретте көрсетілгендей.

Модельдеу кезеңінде біз MATLAB / Simulink-тің конфигурация диалогтық терезесін модельдеу кезеңін, сандық интегралдау әдісін және

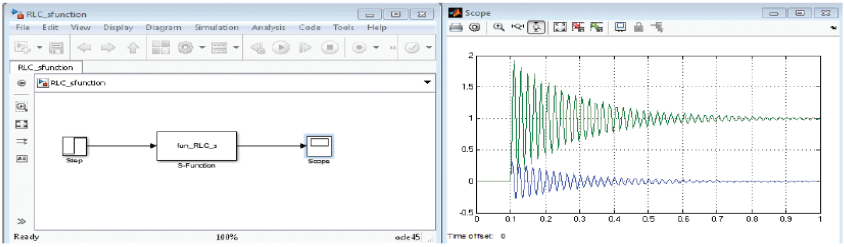


қадам өлшемін орнатуға болады.

2.8-сурет: x (0) мәнін сәйкесінше орнатыңыз.

2.4.2 S-функцияға негізделген модель құру

S-функция тәсілінде бүкіл жүйе 2.9 суретте көрсетілгендей бір блокта анықталған. S-функциясында жүйенің өлшемін, бастапқы күйін, туынды туындысын және т.б. анықтайтын бекітілген шаблон бар. Осы RLC мысалы үшін біз жүйенің үздіксіз шаблонын қолданамыз.



Сурет 2.9: S-функциясын қолдана отырып, Simulink-те модель құру.

S-функциясында қарастырылатын үш сценарий бар: (i) баптандыру; (ii) туынды есептеу; және (iii) нәтижені анықтау. Вектордың бастапқы күйі, кіріс, шығыс және күй өлшемдері барлығы mdl InitializeSizes функциясымен жүзеге асырылатын бірінші тапсырмада белгіленген. Екінші міндет, туынды есептеу mdl Derivatives функциясы арқылы жүзеге асырылады. Үшінші тапсырма, нәтиже анықтамасы, mdl шығыс функциясының көмегімен жүзеге асырылады. S-функциясының коды келесідей көрсетілген.

```
функция [sys, x0, str, ts, simStateCompliance] = fun_RLC_s (t, x, u,
жалауша)
жалаушаны ауыстыру,
% Баптандыру%
жағдай 0,
[sys, x0, str, ts, simStateCompliance] = mdlInitializeSizes;
Туынды%
1-жағдай,
sys = mdlDivivatives (t, x, u);
% Нәтижелер
3-жағдай,
sys = mdlOұйғыштар (t, x, u);
% дискретті жүйелерге қатысты басқа жағдайлар
жағдай {2,4,9}
sys = [];
әйтпесе
DAStudio.error ('Simulink: блоктар: unhandledFlag', num2str
(жалауша));
Соңы
функция [sys, x0, str, ts, simStateCompliance] = mdlInitializeSizes
өлшемдер = кішірейтеді;
өлшемдер.NumContStates = 2; % x - 2 векторы.
өлшемдер.NumDiscStates = 0;
өлшемдер.NumOutputs = 2;
өлшемдер.NumInputs = 1;
өлшемдер.DirFeedthrough = 0;
```

```
өлшемдер.NumSampleTimes = 1; % кемінде бір сынақ уақыты қажет
sys = кішірейтеді (өлшемдер);
% бастапқы шарттарды іске қосады
x0 = [0; 0];
str = [];
% уақыт үлгісінің массивін баптау%
ts = [0 0];
simStateCompliance = 'UnknownSimState';
% 1 жағдай: туынды
sys = mdl функциялары (t, x, u)
пар.P = 0,1;
par.L = 0.01;
пар.C = 0.001;
A = [-par.R / par.L, -1 / par.L;
1 / пар.C, 0];
B = [1 / пар.Л; 0];
x_dot = A * x + B * u;
sys = x_dot;
% 3 жағдай: шығару
функциясы sys = mdlOutputs (t, x, u)
sys = x;
```

2.5 MATLAB командалары сызықты жүйені модельдеуге арналған

2.4 бөлімінде қарастырылған модельдеу әдістері жалпы динамикалық жүйеге қолданылады. Сызықтық жүйелерде біз модельдеуді тікелей жүргізу үшін MATLAB командаларын қолдана аламыз. MATLAB басқару тақтасы сызықтық уақыттың инвариантты (LTI) жүйесін талдау және модельдеуге байланысты көптеген функцияларды ұсынады. Бірнеше жолдар LTI моделін құруға және уақыттық домендік модельдеуге көмектеседі. Бұл бізді кодтау тапсырмаларынан құтқарады.

RLC сұлбасының мысалын қолдана отырып, LTI моделін біз беру функциясы немесе күй кеңістігі арқылы жасаймыз.

2.5.1 Сызықтық модельдер

Бірінші қадам - RLC сұлбасының LTI моделін анықтау. Модель 2.2 бөлімінде алынды және келесі теңдеу түрінде болады.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \qquad (2.25)$$

Бұл Кеңістік күйінің моделі A, B, C және D сызықтары салынған болса, MATLAB-да бір жолмен айыппұл салуға болады.

sys1 = ss (A, B, C, D)

Модельдің беріліс функциясын табуға болады.

sys2 = tf (sys1)

Sys2 Laplace беру функциясы түрінде болады. Тағы бір тәсіл - жиіліктер аймағындағы үлгіні анықтау. Әр элементтің кедергі моделін қарастырайық. Импеданс моделі дегеніміз - _V (s) \ _ I (s) жиілік доменіндегі өсу кернеуі мен өсу тогының қатынасын сипаттайтын термин. Импеданс модельдеу әдісі - электрлік түрлендіргішті талдауда кеңінен қолданылатын модельдеу әдісі. R үшін, импеданс моделі R болып табылады: Индуктор үшін, импеданс моделі Ls, конденсатор үшін, импеданс моделі 1 Cs.

Сондықтан, біз Ом заңымен өсіп келе жатқан өрнекті аламыз. _V (c) - тен _I (s) -ке беру функциясы келесідей.

$$\frac{\Delta I(s)}{\Delta V(s)} = \frac{1}{R + Ls + 1/(Cs)} \qquad (2.26)$$

Сызықтық жүйе үшін біз беру функциясын білдіру кезінде әдетте ∧ елемейміз. Бұдан басқа, біз ескермеуіміз мүмкін.

$$\frac{I}{V_s} = \frac{1}{R + Ls + 1/(Cs)} \qquad (2.27a)$$

$$\frac{V_C}{V_s} = \frac{I \times \frac{1}{Cs}}{V_s} \qquad (2.27b)$$

$$\frac{V_L}{V_s} = sL\frac{I}{V_s} \qquad (2.27c)$$

Жоғарыда берілген беру функциялары токтың, конденсатордың кернеуінің және кіріс кернеуіне қатысты индуктордың кернеуінің кіріс / шығыс байланысына байланысты. Оларды MATLAB-та Laplace операторының көмегімен білдіруге болады.

```
s = tf ('s');
sys2 = 1 / (R + L * s + 1 / (C * s));
sys3 = sys2 * 1 / (C * s);
sys4 = L * s * sys2;
```

Екінші жол бастапқы кернеу мен токтың кіріс / шығыс байланысын анықтайды. Үшінші жол бастапқы кернеу мен конденсатор кернеуінің кіріс / шығыс байланысын анықтайды. Төртінші жол кіріс және шығыс кернеуі мен индуктор кернеуі арасындағы қатынасты анықтайды.

2.5.2 Уақытша саладағы жауаптар

Анықталған модель арқылы біз MATLAB командаларын қолдана отырып уақыттық домендік модельдеуді жүзеге асыра аламыз.

1-мысал: көздің кернеуі сатылы реакцияға ұшыраған кездегі токтың уақыттық домендік жауабын келтіріңіз (t).

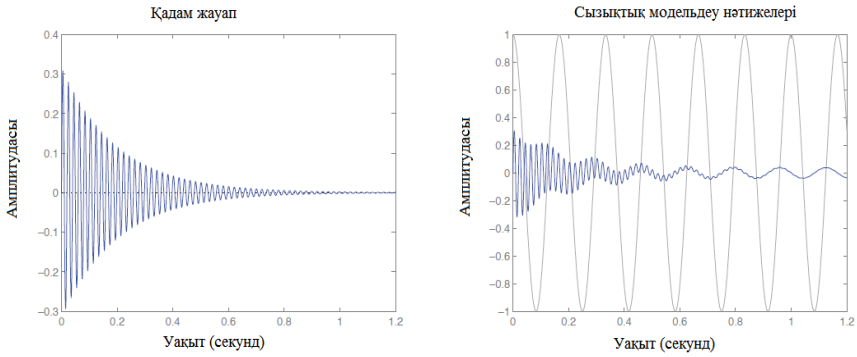
Шешім: Қадам жауабын MATLAB командасының көмегімен табуға болады. Кодтар төменде көрсетілген.

```
R = 0,1; L = 0,01; C = 0.001;
s = tf ('s');
sys2 = 1 / (R + L * s + 1 / (C * s));
қадам (sys2);
```

2-мысал: көздің кернеуі 0-ден 6 Гц жиіліктегі синусоидалы кернеуге өзгерген кезде токтың (i) уақыт-домендік жауабын келтіріңіз. Шешімі: Жалпы, біз кез келген берілген U үшін модельдеу үшін l sim-ті қолдана аламыз. Кодтар төменде көрсетілген.

```
T = 0: 0.001: 1.2;
u = cos (37,7 * T);
лсим (sys2, u, T);
```

2.10-суретте step және lsim екі командаларымен берілген учаскелер көрсетілген

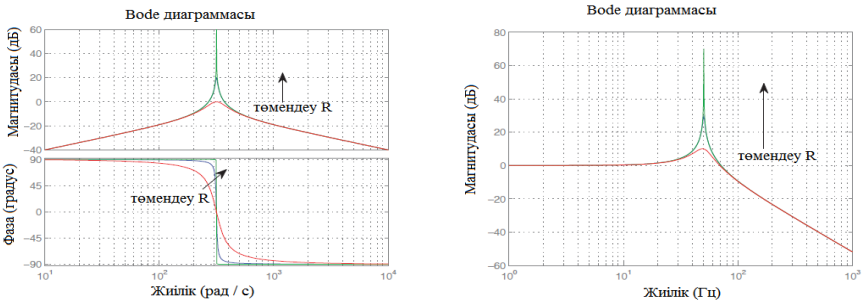


2.10 сурет: Қадамдық реакция және синусоидалы кіріс реакциясы.

2.5.3 Сызықтық жүйені талдау

Бір кіріс-шығыс (SISO) жүйесімен ВАТ учаскелерін алу үшін MATLAB пәрменін қолдана отырып, жүйелік полюстерді, жүйелік полюстерді табу үшін полюсті, жүйелік нөлдерді табу үшін нөлді, ал табу үшін pzmap-ты қолдана отырып, сызықтық жүйелік талдау жүргізе аламыз. нақты қиялдағы кеңістікте полюстер мен нөлдер. 2.11-сурет келесі код арқылы жасалды.

```
R1 = 0,1; R2 = 0.001; R3 = 1;
L = 0.01; C = 0.001;
s = tf ('s');
% ағымдағы
G1 = 1 / (R1 + L * s + 1 / (C * s));
G2 = 1 / (R2 + L * s + 1 / (C * s));
G3 = 1 / (R3 + L * s + 1 / (C * s));
сан (1);
bode (G1, G2, G3);
тор;
% конденсатор кернеуі
сан (2);
h = бодеплот (G1 / (C * s), G2 / (C * s), G3 / (C * s));
тор;
% Бірліктерді Гц-ке өзгертіңіз және фазалық сюжетті көрінбейтін етіп жасаңыз
setoptions (h, 'FreqUnits', 'Hz', 'PhaseVisible', 'off');
```



2.11-сурет: I \ Vs және Vc \ Vs саңылауларының учаскелері.

2.11 суреттегі магнитудасы Bode сюжеттері 500 Гц нүктесі бар екенін көрсетеді. Бұл 500 Гц тербелістердің бар екенін көрсетеді. Аз қарсылықпен нүктесі айқынырақ болады. Bode учаскесіндегі биік нүктесі 500 Гц тербелістің аз суығанын білдіреді. 2.5-суреттегі және 2.10-суреттегі уақыттық доменнің симуляциялық учаскелерін қарастыра отырып, тербелістердің жиілігі шынымен 500 Гц болатындығын білеміз.

2.6 Түйіндеме

Бұл тарауда бақылауды тексерудің негізгі құралы болып табылатын динамикалық модельдеу енгізілген. Осы тарауда Питон және MATLAB / Simulink-те модельдеу үшін RLC мысалы көрсетілген. Бұдан әрі MATLAB-да сызықтық жүйенің динамикалық модельдеу командалары енгізіледі. Сызықтық жүйелермен талдау (мысалы, Bode учаскелері) жүргізілуі мүмкін. Сызықтық жүйелік талдау нәтижесін уақыт аралығын модельдеу нәтижелерімен тексеруге болады.

Осы оқулықтың ішінде сызықтық жүйелік талдау басқару және тұрақтылықты бақылау үшін қолданылатын негізгі аналитикалық құрал болып табылады, ал динамикалық модельдеу - сызықтық және сызықтық емес жүйелер үшін қолданылатын тексеру құралы.

Жаттығулар

1. Кернеу көзі RLC сериясының қосылған сұлбасыне қызмет етеді. R = 0:01, L = 0:01 H, C = 0: 001 болсын. Жүйенің өтемдік дәрежесі Xc = XL, шамамен 70,36%. Кернеу көзі мен кернеу көзінің синусоидалы 60 Гц кірісі (амплитудасы 1 В) үшін жауап береді. Лаплас доменіндегі және уақыттық домендегі токты табу үшін Лаплас түрлендірулерін қолданыңыз.

2. Жоғарыдағы RLC сұлбасынің сызықтық жүйесін анықтау үшін MATLAB сызықты жүйені талдау құралдарын қолданыңыз. Ток шығыс болған кезде, кернеу көзін кіріс ретінде қарастырыңыз. R жүйесіндегі Bode сюжеттерінің жиынтығын беріңіз. MATLAB функциясының көмегімен токтың динамикалық реакциясын кернеу көзінің сатылы реакциясымен тексеріңіз. MATLAB функциясын синусоидалы кірісі бар токтың динамикалық реакциясын зерттеу үшін пайдаланыңыз.

3. Жоғарыда көрсетілген RLC сұлбасы үшін екі ретті Кеңістік күйінің моделін құрыңыз. Күйдің ауыспалы мәні - бұл ток және конденсатордағы кернеу. Қадамдық жауап пен синусоидалы кіріс үшін токтың динамикалық реакциясын модельдеу үшін MATLAB функциясын қолданыңыз

3-тарау Жиілікті бақылау

3.1 Маңызды фактілер

Жиілікті бақылау тақырыбына кіріспес бұрын, бірнеше фактілер келесі түрде келтірілген.

Синхронды машиналар үшін жиілік жылдамдық болып табылады. Электр жиілігі мен жылдамдықтың мәні бірлігінде бірдей. Егер машина номиналды жылдамдықта жұмыс істесе, 2 полюсті машина үшін минутына 3600 айналым (айн / мин) деп айтыңыз, статордың электр жиілігі 60 Гц құрайды. Бұл механизм Фарадей заңымен анықталады (электр сұлбасыне байланысты ағындық байланыстың өзгеруі кернеуді немесе электр қозғаушы күшті (ЭМӨ) өзгертеді: d_ \ dt = v). Егер статор сұлбасынf қосылған ағындық байланыс синусоидалы болса және жиілігі болса, онда кернеу синусоидалы болады және жиілігі болады w.

Айнымалы ток машинасының роторы 3600 айн / мин айналғанда және ротор сұлбасында тұрақты қозу тогы бар iF болғанда, айналу жылдамдығы 3600 айн / мин болатын айналмалы магнит өрісін (ағын) орнату керек. Бұл айналмалы магнит өрісі статор сұлбасынің ағынды байланыстыруды ^ _ cos (2_60t + _0) түрінде тудырады, мұндағы _0 ротордың бастапқы күйі. Өз кезегінде, статор сұлбасындегі индукцияланған кернеу 60 Гц жиілікке ие болады.

Егжей-тегжейлер 4-тарауда қарастырылады, оларда электромагниттік өрістер қарастырылады.

Екінші факт - электр жүйесіндегі әртүрлі жерлерде жиіліктер (барлық компоненттер қосылған) тұрақты күйде бірдей. Егер жүктеме өзгерсе, генераторлар жылдамдықты реттеу арқылы өзгеріске реакция жасайды. Сайып келгенде, барлық жылдамдықтар бірлік үшін бірдей болуы керек. Бұл электр жүйесінің өзара байланысты жағдайына байланысты. Бұл жүйе жұмыс істеп тұрған кезде, барлық жерде кернеу фазалары байланысты. I және j кез келген екі автобус үшін v_i (t) және v_j (t) екі кернеу бірдей жиілікке ие болуы керек және олардың бұрыштары әртүрлі болуы мүмкін, бірақ олардың айырмашылығы тұрақты күйде қалады, яғни $v_i(t)$ = Vi cos (ω_0t + θi), $v_j(t)$ = cos (ω_0t + θj) және θi - θj = тұрақты. θi және θj уақыт өзгеруі мүмкін.

Бұл тарауда негізгі компоненттер ретінде синхронды генераторлары бар қуат жүйелерін жиілікті басқаруға қатысты. Басқарудың кез-келген мәселесі үшін жобалау процедурасы басқару мақсатын түсінуден, зауыт моделін, контроллердің кірістері мен шығуларын, контроллердің дизайнын және ақырында контроллердің жұмысын тексеруден тұрады.

Сондықтан, бұл тарау бақылауды жобалау процедурасына сәйкес келтірілген. 3.2-бөлімде Plant моделі келтірілген. 3.3 бөлімінде бақылаудың бірінші мақсаты, жиіліктің тұрақты күйін төмендету және жобалау әдістері берілген. 3.4 бөлімінде бақылаудың екінші мақсаты, жиіліктің тұрақты ауытқуын жою және жобалау әдістері берілген.

Автоматты генерацияны басқару (AGC) осы бөлімде берілген. 3.5-бөлімде уақыттық-домендік модельдеуді қолдану арқылы тексеру нәтижелері келтірілген. 3.6-бөлімде жиілікті бақылауға қатысты көптеген мысалдар келтірілген. MATLAB кодтары оқырмандарға сызықтық жүйелік талдау жүргізу дағдыларын жетілдіруге көмектеседі.

3.2 Plant моделі (жүйенің математикалық моделі): Тербеліс теңдеулері

Бұл бөлімде жиілікті басқарудың Plant моделі (жүйенің математикалық моделі) моделі қарастырылады. Ньютонның екінші заңынан синхронды генераторға арналған тербеліс теңдеуін алу үшін айналатын масса үшін бастаймыз. Содан кейін теңдеуді жеңілдету үшін болжамдар жасалады. Бұдан әрі кішігірім дабылдардың бұзылуының сызықтық теңдеуі алынған.

Берілген тербеліс теңдеуімен біз жүктеменің өзгеруіне немесе механикалық қуаттың өзгеруіне ұшыраған кезде олардың жиіліктік жауаптарының екі жүйесін қарастырамыз.

3.2.1 Айналмалы массаға арналған Ньютон заңы

Тербеліс теңдеуі Ньютонның айналмалы масса үшін екінші заңынан туындайды. Синхронды генератор жағдайында айналмалы масса роторға жатады. Ньютон заңы бойынша үдеу жылдамдығы таза моментке пропорционалды:

$$J\frac{d\omega}{dt} = T_m - T_e \qquad (3.1)$$

мұндағы J - килограммның квадраты (кг.м2) немесе Джоульс екінші ($J.s^2$) бірліктері бар ротордың инерциясы. ω рад / с жылдамдықтағы айналу жылдамдығы, ал Ньютон стандартты бірлікте. метр (N.m). T_m - негізгі қозғалтқыш тудыратын механикалық момент, ал T_e - электромагниттік өріс тудыратын электромагниттік момент.

Энергетикалық жүйенің инженерлері үшін электр моментіне қарағанда жиі қолданылады. Сондықтан жоғарыда келтірілген теңдеу Pm механикалық күші мен Pe электромагниттік өрісі тудыратын электр қуаты туралы жазылады.

Pm = Tmωm мұнда ωm - механикалық жылдамдық, ал Pe = Te Pω E, мұндағы! E - статор сұлбасындегі электр жиілігі, ал P - машинаның тіректері. Екі полюсті машиналар үшін Pe = Te! E.

Екі полюсті синхронды генератор үшін механикалық жылдамдық! M және статордың электр жиілігі бірдей! Сондықтан біз қолданамыз! айналу жылдамдығын да, электр жиілігін де білдіреді. (3.1) -дегі бұрылыс теңдеуі:

$$J\frac{d\omega}{dt} = \frac{P_m}{\omega} - \frac{P_e}{\omega}. \qquad (3.2)$$

Бұл теңдеу тек синхронды машиналарға қолданылатынын ескеріңіз. Индукциялық машиналар жағдайында Tm = Pm =! M, Te = Pe =! E, мұндағы! M - айналу жылдамдығы және! E - статор тізбектеріндегі электр жиілігі. Индукциялық машиналар үшін айналу жылдамдығы мен электр жиілігі бірдей болмайды. Электр жиілігі! E 2 полюсті машинаның айналмалы магнит өрісінің айналу жылдамдығына тең. Өріс жылдамдығы - механикалық жылдамдық! M және ротор сұлбасының ток жиілігі! R:! E =! M +! R.

Егер механикалық жүйеде үйкелісті қарастырсақ және үйкеліс моменті жылдамдыққа пропорционал болса, онда жоғарыда келтірілген теңдеулер келесідей өзгертіледі.

$$J\frac{d\omega}{dt} = T_m - T_e - k\omega \tag{3.3}$$

$$J\omega\frac{d\omega}{dt} = P_m - P_e - k\omega^2 \tag{3.4}$$

мұндағы k - үйкеліске байланысты коэффициент.

(3.4) мағынасы бойынша сызықтық емес! Екеуі де J! D! dt және k! 2 сызықты емес. Тейлордың кеңеюі сызықтық өрнекті алу үшін жиі қолданылады. Сызықтық өрнек алу үшін бастапқы күй немесе тұрақты жұмыс күйі қабылдануы керек. Динамика мен басқаруда өтпелі кезеңнен кейінгі бастапқы тұрақты күй және соңғы тұрақты күй - бәрі тепе-теңдік нүктелері деп аталады.

3.2.2 Номиналды жылдамдықтағы тербеліс теңдеуі

Егер генератор номиналды күйде жұмыс істейді! 0 жылдамдығы бар болса, біз жоғарыда келтірілген теңдеуді Тейлордың номиналды күйінде бағаланған кеңеюі арқылы сызықтай аламыз. Сызықты модель номиналды жағдайдағы шағын дабылдық динамика үшін қолданылады.

$$\omega\frac{d\omega}{dt} = (\omega_0 + \Delta\omega)\left(\cancelto{0}{\frac{d\omega_0}{dt}} + \frac{d\Delta\omega}{dt}\right) = \omega_0\frac{d\Delta\omega}{dt} + \Delta\omega\frac{d\Delta\omega}{dt} \tag{3.5a}$$

$$\approx \omega_0\frac{d\Delta\omega}{dt} \tag{3.5b}$$

$$= \omega_0\frac{d\omega}{dt} \tag{3.5c}$$

Назар аударыңыз, d! 0 dt = 0, өйткені! 0 тұрақты,! d! dt құрамында екі кішкентай ауытқудың көбейтіндісі болады және еленбейді.

K! 2 термині үшін сызықтық жалпы сызықтық процедурамен жүзеге асырылады. F (x) функциясы үшін оның x0-ке бағаланған аз ауытқуы болады

$$\Delta f \approx \left.\frac{\partial f}{\partial x}\right|_{x_0} \Delta x. \qquad (3.6)$$

Сондықтан

$$k\omega^2 = k\omega_0^2 + \Delta(k\omega^2) \approx k\omega_0^2 + 2k\omega_0\Delta\omega. \qquad (3.7)$$

қайда! =! □! 0.

Ньютонның номиналды жұмыс нүктесіне жақын жағдайларға қолданылатын заңы қазір ұсынылған

$$J\omega_0\frac{d\omega}{dt} = \widetilde{P_m} - P_e - 2k\omega_0\Delta\omega \qquad (3.8)$$

мұндағы fPm = Pm □ k! 2 0.

3.2.3 Бірлікке арналған бұрылыс теңдеуі

Жоғарыда келтірілген теңдеуде физикалық бірліктер қолданылады. Мысалға, w рад / сағ, қуат Ваттта. Энергетикалық жүйенің инженерлері үшін қуаттылықтың бірлігінде көрсетілгенді қалайды. Сондықтан, сол жақ (LHS) және оң жақ (RHS) (3.8) Sb жүйесінің қуат негізіне бөлінеді. Бұл нәтиже береді

$$\frac{J\omega_0}{S_b}\frac{d\omega}{dt} = \widetilde{P_m^{pu}} - P_e^{pu} - \frac{2k\omega_0}{S_b}\Delta\omega. \qquad (3.9)$$

Әрі қарай, егер! Pu (! Pu =!! 0) қолданатын болсақ, онда жоғарыдағы теңдеу болады

$$\frac{J\omega_0^2}{S_b}\frac{d\omega^{pu}}{dt} = \widetilde{P_m^{pu}} - P_e^{pu} - \frac{2k\omega_0^2}{S_b}\Delta\omega^{pu} \qquad (3.10)$$

ауыстыру арқылы! =! 0! Pu және! =! 0! Pu.

Defi ne

$$H \triangleq \frac{J\omega_0^2}{2S_b}. \qquad (3.11)$$

H - ротордың номиналды жылдамдығындағы кинетикалық энергияның қуат базасына қатынасы. H бірнеше секунд ішінде бірлігі бар.

Әрі қарай, біз жоғарғы пу-ны ескермейміз. Ньютон заңы мынандай болады:

$$2H\frac{d\omega}{dt} = \widetilde{P_m} - P_e - D_1\Delta\omega. \qquad (3.12)$$

мұндағы D1 = 2k! 2 0 Sb,!, fPm және Pe pu. Тұрақты күйдегі номиналды жағдайда қашан! =! 0, fPm = Pe.

3.2.4 Шағын дабылды тербеліс теңдеуі

Бастапқы номиналды жағдайдан кішігірім ауытқуларды ескере отырып, \ 0 «жазуы бар:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega, \tag{3.13}$$

$$\widetilde{P_m} = \widetilde{P_{m0}} + \Delta P_m, \tag{3.14}$$

$$P_m = P_{m0} + \Delta P_m, \tag{3.15}$$

$$P_e = P_{e0} + \Delta P_e, \tag{3.16}$$

мұндағы gPm0 = Pm0 - k! 2 0 = Pe0

Сонда бізде (3.12) сәйкес келесі қатынас бар.

$$LHS = 2H\frac{d\Delta\omega}{dt} \tag{3.17}$$

$$RHS = \underbrace{\widetilde{P_{m0}} - P_{e0}}_{=0} + \Delta P_m - \Delta P_e - D_1\Delta\omega = \Delta P_m - \Delta P_e - D_1\Delta\omega \tag{3.18}$$

Сызықтық тербеліс теңдеуі келесідей ұсынылған.

$$2H\frac{d\Delta\omega}{dt} = \Delta P_m - \Delta P_e - D_1\Delta\omega. \tag{3.19}$$

Лаплас доменінде (3.19) (3.21) болады.

$$(2Hs + D_1)\Delta\omega = \Delta P_m - \Delta P_e. \tag{3.20}$$

3.2.5 Жүктеме жасайтын жеке генератор

PL ретінде белгіленген қуаттың нақты шығыны бар жүктеме қызмет ететін генераторы бар оқшау жүйе үшін (3.19) жүйенің жүктеме ұлғаюына ұшыраған кездегі жиілік реакциясын зерттеу үшін пайдаланылуы мүмкін.

Электр жүйесіндегі барлық жоғалтуларды елемеңіз және механикалық қуат өте баяу өзгереді деп есептеңіз. Зерттелетін уақыт шкаласы үшін, мысалы, 10 секунд, механикалық қуат өзгермейді, яғни _Pm = 0. Енді _PL-ге байланысты қадамның жауабын қарастырыңыз. Біріншіден, біз бұл жүйе үшін Pe = PL екенін түсінуіміз керек.

(3.19) болады

$$2H\frac{d\Delta\omega}{dt} = -\Delta P_L - D_1\Delta\omega. \tag{3.21}$$

Тұрақты күйдегі жауап

Тұрақты күйдегі жауап! жылдамдықтың ауытқуының туындысын (!) нөлге тең етіп табуға болады. (3.21):

$$-\Delta P_L - D_1 \Delta\omega = 0. \qquad (3.22)$$

Егер PL = 1 болса, онда тұрақты күйде жылдамдықтың ауытқуы - 1 \ D1

Тұрақты жиіліктің ауытқу шамасын берілу функциясынан да табуға болады. (3.21) бастап, $\wedge P_L$ жүктемесінен жылдамдыққа ауыстыру функциясы $\wedge\omega$ келесідей.

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta P_L} = -\frac{1}{2Hs + D_1} \qquad (3.23)$$

Уақыттың доменінің тұрақты күйін нөлдік теореманы қолдана отырып табуға болады:

$$\lim_{t\to\infty} f(t) = \lim_{s\to 0} sF(s) \qquad (3.24)$$

мұндағы f (t) - уақыт доменінің функциясы, ал F (s) - оның Лаплас түрленуі.

Біз:

$$\Delta\omega(t\to\infty) = \lim_{s\to 0} s\Delta\omega(s) = \lim_{s\to 0}\left(-\frac{1}{2Hs + D_1}\right) s\Delta P_L \qquad (3.25)$$

Егер қадамға жауап беру үшін _PL = 1 = s болса, онда (3.23) s = 0 кезінде беру функциясының мәнін зерттеу керек.

Осы бағалау негізінде тұрақты жиіліктің ауытқуы -1 \ D_1 болатындығын табуға болады.

Бұл жүктеменің жоғарылауы жиіліктің төмендеуіне әкелетінін көрсетеді. Сонымен қатар, D_1 өте аз, бұл жиіліктің үлкен төмендеуін білдіреді. Сондықтан жиіліктің тұрақты күйін ауытқуды азайту үшін бақылауды дамыту қажет. Бұл бастапқы жиілікті немесе құлдырауды басқару міндеті.

Динамикалық жауап

! (T) динамикалық жауабын (3.21) ретті дифференциалдық теңдеуді шешу арқылы табуға болады. Қысқаша айтқанда, PL = 1 үшін,

$$\Delta\omega(t) = -\frac{1}{D_1}\left(1 - e^{-\frac{D_1}{2H}t}\right). \qquad (3.26)$$

Динамикалық реакцияны Лаплас түрлендіруінен де бағалауға болады.

$$\begin{aligned}\Delta\omega(s) &= -\frac{1}{2Hs + D_1}\Delta P_L(s) = -\frac{1}{2Hs + D_1}\frac{1}{s} \\ &= -\frac{1}{D_1}\left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s + D_1/(2H)}\right)\end{aligned} \qquad (3.27)$$

Кері Лаплас түрлендіруі уақыт-домен өрнегін көрсетеді

! (t) келесідей.

$$\Delta\omega(t) = -\frac{1}{D_1}\left(1 - e^{-\frac{D_1}{2H}t}\right) \qquad (3.28)$$

3.2.6 Single Machine Infinite Bus (SMIB) энергия жүйесі

SMIB жүйесінің моделін жасауға кірісеміз. Генератор шексіз автобусқа электр беру желісі арқылы қосылады. Шексіз автобус үлкен торға жатады. Бұл торда инфинитивті инерция бар. Тор тұрақты кернеу шамасы мен тұрақты жиілігі бар кернеу көзімен ұсынылған. Жүктің өзгеруі инфинитивті инерцияға байланысты оның жиілігіне әсер етпейді (J! 1 және! _ = 0). In_nite шинасының кернеу фазасы - V1 \ 0. Электр жеткізу желісі X_L реактивті реакциясымен ұсынылған.

Егер генератор қарапайым модельмен ұсынылған болса, онда реакция Xs-нің артында кернеу көзі (E\δ_) болады және барлық электромагниттік динамика еленбейді, генератордан шексіз шинаға жіберілетін электр қуаты

$$P_e = \frac{EV_\infty}{X}\sin(\delta) \qquad (3.29)$$

мұндағы X = Xs + X_L - генераторды синхронды реакция мен желілік реакцияны қосқандағы жалпы реакция.

E - ротордағы i_F қоздыру тогына пропорционал ішкі кернеудің түбірлік орташа квадрат мәні (RMS). δ келесі қондырғыдағы ротордың позициясына байланысты θ

$$\begin{aligned}\theta &= \omega t + \theta_0 \\ &= \omega_0 t + \delta + \frac{\pi}{2}\end{aligned} \qquad (3.30)$$

.

мұндағы θ_0 - статикалық сілтемеге қатысты ротордың бастапқы орны.

Ішкі кернеудің ғарыштық векторы мен синхронды тірек жақтауы арасындағы бұрышы δ 4-тарауда егжей-тегжейлі түсіндірілген. Осы тарауда біз қысқаша түсініктеме береміз.

δ - ротордың квадратурасы-осінің позициясы (q-осі)

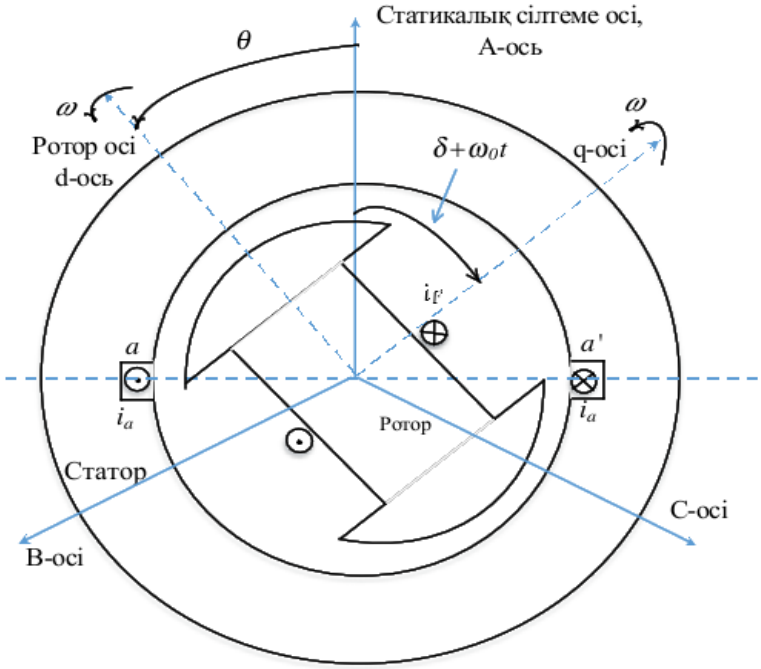
2) айналмалы тірек жақтауына қатысты (! 0t позициясында). Бұл айналмалы тірек рамасы тұрақты номиналды жылдамдыққа ие! 0, сондықтан оны синхронды айналмалы тірек жақтау деп атайды. Егер машина жылдамдықпен айналатын болса! Және d осінен d-осьте 900 қашықтықта, ал тікелей ось (d-осі) ротордың осі болып табылады (қозу тогы iF тудыратын өрістің бағыты) кеңістіктегі қ-осьтің статикалық сілтемеге қатынасы _ □ _ 2 =! t + _0 □ _ 2.

Бізде де бар

$$\delta = \theta - \frac{\pi}{2} - \omega_0 t = (\omega - \omega_0)t + \theta_0 - \frac{\pi}{2} \qquad (3.31)$$

$$\dot{\delta} = \omega - \omega_0, \qquad (3.32)$$

мұндағы δ раданда (рад), ал ω рад / с-та.
Dq-осьтері, θ және δ 3.1 суретте көрсетілген.



3.1-сурет: dq-осьтерге арналған иллюстрация, θ және δ.
Егер біз / ω үшін бірліктің мәнін қолданатын болсақ, онда бізде бар

$$\delta = \omega_0(\omega - 1) \qquad (3.33)$$

мұнда δ рад кезінде, ω бірлігінде.

Бұрыш үшін физикалық қондырғы қолданылатындығын ескеріңіз. Номиналды бұрыш пен нормаланған бұрыштың мағынасы жоқ сияқты. Сол сияқты, t уақыт үшін құрылғы бірнеше секунд ішінде болады. Андерсон мен Фуад (2008) t үшін бірліктің мәнін қабылдады және тұжырымдау ескіреді, өйткені нормаланған уақытты елестету өте қиын.

Шағын дабылдық модельді (3.33) Δδ және of өрнектерімен өрнектеуге болады:

$$\Delta \dot{\delta} = \omega_0 \Delta\omega. \qquad (3.34)$$

SMIB жүйесі үшін тербеліс теңдеулері келесі жиынтықта берілген.

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_0(\omega - 1)$$
$$2H\frac{d\omega}{dt} = \widetilde{P_m} - P_e - D_1\Delta\omega, \qquad (3.35)$$
$$P_e = \frac{EV_\infty}{X}\sin(\delta).$$

қайда

Сызықтық модель

Жоғарыдағы тербеліс теңдеулерін тепе-теңдік нүктесінде немесе бастапқы күйде сызуға болады (ω0, δ0, Pm0, Pe0).

$$\frac{d\Delta\delta}{dt} = \omega_0\Delta\omega \qquad (3.36a)$$
$$2H\frac{d\Delta\omega}{dt} = \Delta P_m - \Delta P_e - D_1\Delta\omega. \qquad (3.36b)$$

Ре қолдану үшін кішкентай бұзылуларды қолдану (3.6), бізде бар

$$\Delta P_e = \underbrace{\frac{EV_\infty}{X}\cos(\delta_0)}_{T}\Delta\delta. \qquad (3.37)$$

Δω-ны Δω Δ / in0-ге (3.36b) ауыстыра отырып, бір айнымалысы with болатын екінші ретті дифференциалдық теңдеуді алуға болады.

$$\frac{2H}{\omega_0}\Delta\ddot{\delta} + \frac{D_1}{\omega_0}\Delta\dot{\delta} + T\Delta\delta = \Delta P_m. \qquad (3.38)$$

Берген және Витталда (2009) екі жаңа параметр анықталды:

$$M \triangleq \frac{2H}{\omega_0} \qquad (3.39)$$
$$D \triangleq \frac{D_1}{\omega_0}. \qquad (3.40)$$

Екінші ретті екінші ретті бір айнымалысы бар дифференциалдық теңдеу

$$M\Delta\ddot{\delta} + D\Delta\dot{\delta} + T\Delta\delta = \Delta P_m. \qquad (3.41)$$

Лаплас доменінде (3.41) болады

$$(Ms^2 + Ds + T)\Delta\delta = \Delta P_m. \qquad (3.42)$$

Тұрақты жиіліктің ауытқуы және ротор бұрышының ауытқуы

Тербелмелі теңдеулерге сүйене отырып (3.35) жылдамдықтың тұрақты күй мәні ω (t → ∞) = 1 болуы керек, өйткені тұрақты күйде ˙δ = 0.

Тұрақты күй бұрышы Pm - kω20 = Pe = EV∞ \ x sin δ талаптарына сәйкес келуі керек. Егер генератордың негізгі қозғалтқышы Pm шығысын көбейтсе, онда ротор бұрышының in жоғарылауын көру керек.

Егер өсу маңызды болмаса, біз сызықтық модельді зерттеу үшін қолдана аламыз. Тұрақты күйдегі ΔPm = ΔPe = T Δδ сәйкес, бізде Δδ = ΔPm болуы керек

Беру функциялары

MPm to Δδ және Δω:

$$\frac{\Delta\delta}{\Delta P_m} = \frac{1}{Ms^2 + Ds + T} \tag{3.43}$$

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta P_m} = \frac{s}{\omega_0(Ms^2 + Ds + T)} \tag{3.44}$$

Егер s-ны нөлге ауыстырсақ, онда екі беріліс функциясының мәні 1 / T және 0 болатындығын анықтай аламыз. Егер механикалық қуат қадамдық реакцияға ие болса, онда бұрыштың радустарда 1 / T ұлғаюы болады. , ал жиіліктің ауытқуы нөлге тең болады немесе динамика динамикадан кейін жиілік номиналды болады.

Ескерту: SMIB жүйесінің жоғарыда келтірілген зерттеуі күшті торы бар жүйеде жиілікті бақылау мәселелері жоқ екенін көрсетеді. SMIB жиіліктеріне жауап беру жағдайы тараудың басында келтірілген екінші фактіні растайды: тұрақты күйде, жиілікте немесе жылдамдықта бәрі бірдей. Автобус номиналды жиілікті сақтайтындықтан, генератор жылдамдығы тұрақты күйде болады.

Нақты әлемдік энергетикалық жүйені модельдеуге қатысты жағдайларда біз қарапайым автобуста ұқыпты болуымыз керек. Жиілікті басқарудың естін зерттеу үшін, шина шинасында генераторды немесе торды модельдеу үшін пайдалануға болмайды. Модельдеудің бұл әдісі жиіліктің нақты жауаптарын тергеуге мүмкіндік береді.

Микрогридтерде энергияның электронды түрлендіргіштері таратылған энергия ресурстары мен тордың интерфейсі ретінде қолданылады. Конвертер негізгі басқару құрылғыларына айналады. Микрогридтердің екі жұмыс режимі бар: торға қосылған және автономды. Торға қосылған режимде микрогрид күшті торға қосылады. Автономды режимде микрогрид - бұл жеке жүйе. Тор қосылған режимде конвертерге тұрақты жиілікті қамтамасыз етудің қажеті жоқ, өйткені тор жиілікті қолдайды. Торға қосылған режимде түрлендіргіштер әдетте P Q басқару режимінде орнатылады. Мысалы, батареяны зарядтау немесе зарядсыздандыру қуаты оны электр желісіне қосылған кезде орнатылады.

Автономды режимде, мысалы, жүктемеге қызмет ететін аккумулятор, түрлендіргіш жиілікті басқаруды қарастыруы керек. Синхронды генераторлар сияқты жиілікті реттеудің тәсілі болуы керек. Жиілікті басқару турбиналық басқарушылар арқылы жүзеге асырылатын синхронды генераторлардан айырмашылығы, электрлік түрлендіргіштер жиілікті

басқаруды конвертерлік басқару және модуляция арқылы жүзеге асырады. Артықшылығы - түрлендіргіштер басқаруды әлдеқайда тезірек жасай алады, ал турбиналық басқарушылардың жауаптары баяу болады. Мұны әдеттегі синхронды генераторларсыз микрогридтердің инерцияның болмауына байланысты жиі өзгеретін жиілігі өзгеретін кемшілігі ретінде қарастыруға болады.

Микрогридтердегі жиілік пен кернеуді бақылау 6-тарауда қарастырылады..

3.3 Жиіліктің ауытқуын қалай азайтуға болады

Автономды жүйенің алдыңғы талдауларынан тұрақты жиіліктің ауытқуы −ΔPL / D1 болатындығын анықтадық. D1 демпфермен байланысты және кішкентай, мысалы, 1 пу. Демек, 0,1 бірлік жүктеме өзгеруі үшін жиілік өзгерісі 0,1 пу немесе 6 Гц болады. Нақты жағдайда жиіліктің ауытқуын номиналды 60 Гц ауқымынан тыс жерде ұстау керек. Төменгі жиілік шегі Солтүстік Американың Электрлік Сенімділігі Корпорациясының (NERC) пайдалану жөніндегі нұсқауларына сәйкес Солтүстік Американың Электрлік Сенімділігі Корпорациясының (2011) сәйкес 59,5 Гц деңгейінде орнатылған. Шағын жиіліктің тұрақты ауытқуы бастапқы жиілікті бақылау арқылы қол жеткізіледі.

3.3.1 Бастапқы жиілікті басқару және оның әсері

Әрине, D1 жоғарылату арқылы жиіліктің ауытқуын азайту туралы ойлана аламыз. Алайда, D1 механикалық жүйенің үйкелісімен байланысты және үйкелісті күшейту энергиямен тиімді емес. Осыған ұқсас нәтижеге жету үшін кері байланысты басқаруды қолдана аламыз. Егер (3.23) -тегі тұйықталған тұйықталған жүйе ω\PL = 1 \ 2Hs + D1 + болса, онда k таза пайда болса, онда тұрақты жиілік ауытқуы 1 / (D1 + k) болады. k кіші жиіліктің ауытқуына қол жеткізу үшін орнатылуы мүмкін.

Егер біз «нүкте» бақылау нүктесі деп алсақ, k-дан кері байланысты k-мен кері байланысты енгізу арқылы кері байланыс жүйесін жабық цикл «LPL» -ден Δω-ге ауыстырады.

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta P_L} = \frac{\text{Алға пайда}}{1 + \text{Тұйықталу}} = \frac{-1/(2Hs + D_1)}{1 + k/(2Hs + D_1)} = \frac{-1}{2Hs + D_1 + k} \qquad (3.45)$$

мұндағы Эйлер әдісі кірісі» кері байланыс циклі қарастырылмаған кезде ΔPL-ден Δω-ге ауыстыру функциясын білдіреді.

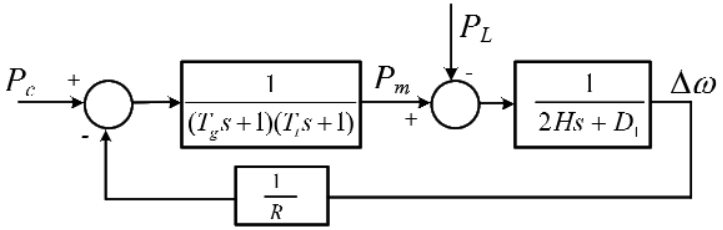
Жоғарыда келтірілген теңдеуден тұрақты жиіліктің ауытқуын азайту жөніндегі міндетіміз орындалғанын көреміз.

Шындығында, біз «нүктені» басқару нүктесі ретінде тікелей қарастыра алмаймыз. Оның орнына механикалық қуат турбинадан кейін шығарылады. Турбинаны губернатор негізінен клапан арқылы басқарады. Егер клапан кеңірек ашылса, турбинаны соғу үшін көбірек бу шығады

және одан көп механикалық қуат пайда болады. Турбина мен губернаторды бірінші кезектегі жүйемен модельдеуге болады. Трансмиссияның жалпы функциясы – 1 \ Tgs+1 1\ Tts+1 мұндағы Tg - әкімнің тұрақты уақыты, ал Tt - турбинаның уақыт тұрақтысы. Блоктың кірісі - қуат көзі, дана - механикалық қуат.

Электр қуатына сілтеме РК реттелуі мүмкін. Сондықтан Рс бақылау нүктесі болады. Жиіліктің ауытқуы өлшенеді және пайда жоғарылайды. Бұл нәтиже губернаторға енгізуді Рс - kΔω түрінде өзгерту үшін қолданылады. Осыдан бастап біз реттеу параметрін R / 1 ретінде қолданамыз. R сызғыштары сызылған кезде R жақсы жұмыс істейтінін көрсетеміз.

Айналдыру теңдеуінен, турбиналық-губернаторлық блоктан және құлдырау бақылаудан тұратын блок-сұлба 3.2 суретте келтірілген.



3.2-сурет: Бастапқы жиілікті (құлама) басқарудың блок-сұлбасы, турбина-губернатор және бұрылыс теңдеуі.

Тұрақты күйде Pm және Δω қатынасы болады

$$P_m = P_c - \frac{1}{R}\Delta\omega \qquad (3.46)$$

\ P c \ екінші жиілікті басқару арқылы өзгертіледі. Егер қайталама жиілікті басқару қосылмаған болса, \ Рс \ тұрақты мән ретінде қарастырылады. Сондықтан бізде:

$$\Delta P_m = -\frac{1}{R}\Delta\omega \Longrightarrow \Delta\omega = -R\Delta P_m. \qquad (3.47)$$

Егер D_1 = 0 үйкелісті елемейтін болсақ, онда тербелмелі теңдеу блогы интегратор блогына айналады. Блокқа кіру 0, яғни, ΔP_L = ΔPm = - 1 \ R Δω болуы керек. Жиіліктің ауытқуының мәні

Δω = −RΔPL. (3.48)

Бұл R орнына k-ны қолданудың себебі, өйткені біз R-дің физикалық мағынасын тез анықтай аламыз: жүктеме 1 пу өзгерген кезде, R бірлігінің жиілігі өзгереді.

Реттеу параметрі R. R, осылайша, қуат бірлігіне бөлінетін жиілік бірлігі. Сондықтан, R-ны 100 МВт-қа 3 Гц немесе Sb = 100 МВт 5% құрайды. Соңғысының мәні 1 pu қуат өзгерісі берілген; жиіліктің өзгеруі 5% pu немесе 5% pu × 60Hz / pu = 3 Гц болады.

Бірлігі үшін R үшін жиі қолданылады. Генераторлар үшін қуат базасы әдетте меншікті қуат рейтингі болып табылады. Мысалы, 1000 МВт генераторында R1 = 5% реттеу параметрі, ал 100 МВт генераторында R2 = 5% pu реттеу параметрі бар. Олар сәйкесінше 1000 МВт және 100 МВт-қа сілтеме жасайды. Бірінші генератор үшін 1000 МВт өзгеруі 3 Гц жиіліктің өзгеруіне әкеледі. 100 МВт өзгеруі 0,3 Гц өзгеруіне әкеледі. Екіншісі үшін 100 МВт өзгеруі 3 Гц өзгеруге әкеледі. Сол қуат базасында Sb = 100 МВт, содан кейін R1 = 0,5% pu және R2 = 5% pu.

Механикалық қуат жүктеме көбейген сайын бірдей ме? Егер үйкелісті қарастыратын болсақ, онда бұл екеуі бірдей емес. 3.2 суреттегі басқару блогының диаграммасын тұрақты күйде j0, мысалы ауыстыру арқылы бағалау: мысалы:

$\Delta Pm - \Delta PL = D_1\Delta\omega = -D_1R\Delta Pm$ (3.49)

$\Rightarrow(1 + D_1R)\Delta Pm = \Delta PL.$ (3.50)

D1 = 1, ал R = 0.05, содан кейін $1.05\Delta Pm = \Delta PL$ болсын.

Мысал. Үлкен торға түскен 1000 МВт генератордан кейін жиіліктің болжалды түсуін есептеңіз. Бұл тордың әрқайсысы 1000 МВт-қа 1000 үлкен генераторы бар деп есептеледі, ал құлдыраудың параметрлері әр генератордың номиналды қуатына негізделген 5% құрайды.

Шешімі: Бір генератор іске қосылған кезде, қуаттың теңгерімсіздігі генерацияға қарағанда 1000 МВт құрайды. 1000 МВт қуат базасын таңдай отырып, біз жүйенің жиілік ауытқуын есептей аламыз.

Генераторлардың үйкелістерін елемеу, содан кейін

$$\Delta P_L = \sum_{i=1}^{999} \Delta P_m = \sum_{i=1}^{999} \frac{-1}{R_i}\Delta\omega.$$

Сондықтан,

$$\Delta\omega = -\frac{\Delta P_L}{\sum_{i=1}^{999} 1/R_i} = -1/(999 \times 20) \ \text{ in pu} \qquad (3.51)$$

$$= -60/(999 \times 20) \ \text{ in Hz} \approx -0.003\text{Hz} \qquad (3.52)$$

Шығыс өзара байланысы сияқты нақты жүйеде 59,997 Гц жиілігі айтарлықтай күш теңгерімсіздігін көрсетеді. Егер жүйе 100 генератордан тұрса, жиілік ауытқуы шамамен -0,03 Гц құрайды. Бұл факт генераторлар бір-бірімен байланысты болған сайын жиіліктің ауытқуын азайтуға болатындығын көрсетеді. Бұл тордың масштабты болудың бір себебі. Жиілікті тұрақты ауытқумен қатар, жиіліктің динамикалық өзгеруі де айтарлықтай азайтылуы мүмкін. N генераторы бар жүйе үшін жүктемені өзгерту үшін әр генератор қуаттылықтың орташа өзгеруін 1 / N құрайды. Айналу теңдеуін зерттеп, ˙ω ˙ω \ Δt деп ауыстырыңыз. Бізде бар:

$$2H\frac{\Delta\omega}{\Delta t} \approx 2H\frac{d\omega}{dt} = P_m - P_e = -\frac{\Delta P_L}{N}. \qquad (3.53)$$

Бұл жерде Δ өте кішкентай деп санаймыз және осы уақыт аралығында Пм тұрақты болады. Әр генератордың электр қуаты жүктеме өсуіне сәйкес келеді. Сондықтан Pm - Pe = Pm0 - (Pe0 + ΔPL \ N) = −ΔPL \ N

Сондықтан генераторлар көбірек қосылған кезде жиіліктің өзгеру жылдамдығын төмендетуге болады. Бұл динамика кезінде максималды жиіліктің ауытқуының азаюына қол жеткізіледі. Шағын жүйелер үшін біз үлкен жиілікті экскурсияны көреміз, ал үлкен жүйелер үшін динамика мен тұрақты күйдегі жиілік экскурсиялары маңызды емес. Бұл үлкен жүйенің артықшылығы.

3.3.2 Бірнеше генераторлар арасында қуатты бөлу

Жүктемеге қызмет ететін n генераторы бар жүйені қарастырыңыз. Біріншіден, Pe Pe электр қуатымен жиіліктің ауытқуы арасындағы байланысты орнатайық.

Тұрақты күйде жылдамдық динамикасын жасау арқылы келесі қатынас дұрыс болуы керек -dω \dt = 0.

$0 = \Delta P_{mi} - \Delta P_{ei} - D_{1i}\Delta_{\omega i}, \quad i = 1, \cdots, n$ (3.54)

Бұл факт өте маңызды: қосылған жүйе үшін жиілік немесе тұрақты жылдамдық барлық жерде бірдей болуы керек. Осылайша, жоғарыда аталған қатынастар пайда болады:

0 = ΔPmi − ΔPei − D1iΔω. (3.55)

жүйенің жиілігін ωi ω -ге ауыстыру арқылы.

Бұл генератордың электр қуатының артуына екі элемент әсер ететіндігін айтады: механикалық қуаттың ΔPm артуы және −D1Δω жылдамдығының төмендеуіне байланысты үйкелістің төмендеуі немесе үйкеліс энергиясының шығуы.

Одан әрі -Pm пайдалану 1 \ R Δω, бізде бар

$$0 = -\frac{1}{R_i}\Delta\omega - \Delta P_{ei} - D_{1i}\Delta\omega = -\underbrace{\left(\frac{1}{R_i} + D_{1i}\right)}_{\beta_i}\Delta\omega - \Delta P_{ei}. \qquad (3.56)$$

Сондықтан әр генератордың электр қуатын өзгерту өзгереді

$$\Delta P_{ei} = -\beta_i \Delta\omega. \qquad (3.57)$$

Барлық генераторлардың шығыны жүктемеге ықпал ететіндіктен, бізде бар

$$\Delta P_L = \sum_i \Delta P_{ei} = -\sum_i \beta_i \Delta\omega \tag{3.58}$$

$$\Longrightarrow \Delta\omega = -\frac{\Delta P_L}{\sum_i \beta_i} \tag{3.59}$$

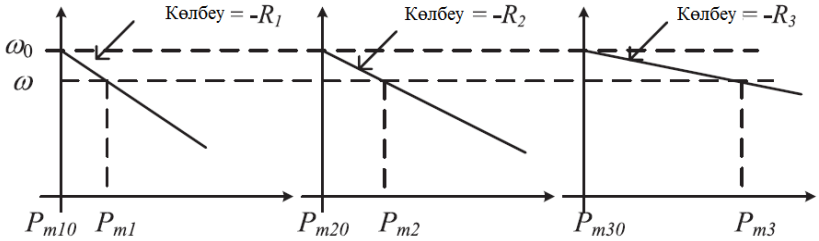
$$\Longrightarrow \Delta P_{ej} = \frac{\beta_j}{\sum_i \beta_i}\Delta P_L \tag{3.60}$$

$$\Longrightarrow \Delta P_{mj} = \frac{1/R_j}{\sum_i \beta_i}\Delta P_L \tag{3.61}$$

$$\Longrightarrow \Delta P_{e1} : \Delta P_{e2} : \cdots : \Delta P_{en} = \beta_1 : \beta_2 : \cdots : \beta_n \tag{3.62}$$

$$\Longrightarrow \Delta P_{m1} : \Delta P_{m2} : \cdots : \Delta P_{mn} = \frac{1}{R_1} : \frac{1}{R_2} : \cdots : \frac{1}{R_n}. \tag{3.63}$$

3.3 суретте әр түрлі түтіктері бар үш генератор көрсетілген. Тайыз көлбеу қуатты көп бөлуге әкелетінін көруге болады.



3.3 сурет: Тамырды реттеу параметрлерінің әсері. R1> R2> R3 және ΔPm1 <ΔPm2 <ΔPm3.

3.3.3 Қуатты реактивті бөлу

Құлдырау (Droop) ұғымы генераторлар мен реактивті қуатты өтеу құрылғылары арасында қуатты бөлісу үшін кеңінен қолданылды. Құлдырауды бақылау сонымен қатар Chandorkar және басқалары электрлік түрлендіргішті басқару арқылы микрогридтердегі таратылған энергия ресурстары арасында қуатты бөлу үшін қолданылды. (1993); Ли және Као (2009).

Статикалық компенсаторлар (STATCOMs) арасында реактивті қуатты бөлу үшін V-I тамыры Хингорани мен Гюгий (2000) қабылданды. Әр STATCOM торға таза реактивті қуат өндіруге ниетті. Олар кернеуі -V бар бірдей жүйелік шинаға қосылған. Q бөлісудің мақсаты - әрбір STATCOM-қа белгілі бір үлесті қосуға мүмкіндік беру. Әр STATCOM үшін жүйелік шина бірдей болғандықтан, торға Q енгізу толығымен берілген токтарға байланысты болады. Жүйелік шина төмендегенде, әрбір STATCOM ағымдағы және Q инъекциясын арттырады деп күтілуде. Сондықтан ΔV және ΔIi арасындағы байланыс немесе құлдырауды басқару келесідей.

ΔVs = −KiΔIi (3.64)

Qi = Δ (Vs × Ii) ≈ Vs0ΔIi, кернеудің өзгеруі өте аз болғандықтан, ΔVsIi0 сызықты термині ескерілмейді.

$$\Delta Q_1 : \Delta Q_2 : \cdots : \Delta Q_n = \Delta I_1 : \Delta I_2 : \cdots : \Delta I_n = \frac{1}{K_1} : \frac{1}{K_2} : \cdots : \frac{1}{K_n}. \quad (3.65)$$

Бақылауды басқару басқару блоктары арқылы жүзеге асырылады. Әр STATCOM V кернеуді басқару үшін кернеуді басқару режимінде. V^*_s кернеуді басқару ретін төмен түсіруді басқару арқылы құру керек:

$V^*_s = V^*_0 - KiIi$ (3.66)

мұндағы 0 бағаны кернеу параметріне қатысты.

3.4 Жиіліктің ауытқуын қалай жоюға болады

Көлемді басқарумен жүйеде тұрақты жиіліктің ауытқуы төмендейді. Келесі талқылау жүктеме өзгергеннен кейін жиіліктің тұрақты күйіндегі ауытқуды қалай жоюға болады. Энергетикалық жүйелердегі терминология - бұл екінші жиілікті басқару және автоматты генерациялау (AGC). Басқару элементінде бұл анықтамалық дабылды бақылау әдісі сияқты. Анықтамалық дабыл номиналды жиілік, ал өлшеу жүйелік жиілік. Бақылау кері байланысты бақылау арқылы жүзеге асырылуы мүмкін.

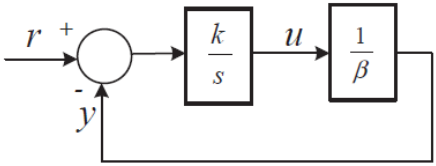
3.4.1 Дабылды қалай бақылау керек? Тұрақты ток дабылын бақылау

Тұрақты токтың дабылын бақылау үшін 3.4-суретте көрсетілгендей интеграторды қолдануға болады. E = r - y қатесі интеграторға u басқару әрекетін құру үшін жіберіледі. Plant моделі қарапайым пайда болды делік + 1 / β. Шығу y қатеге және сілтемеге байланысты

$$\frac{y}{e} = \frac{y}{r-y} = \frac{k}{\beta s} \quad (3.67)$$

$$\frac{y}{r} = \frac{k/(\beta s)}{1+k/(\beta s)} = \frac{1}{1+\frac{\beta s}{k}} \quad (3.68)$$

мұндағы k - интегралды бақылаудың пайдасы. R-ден y-ге дейінгі тұрақты өсім - 1, яғни тұрақты күйде, y = r.



Сурет 3.4: Тұрақты дабылдарды бақылау үшін интегралды бақылауды қолданыңыз.

Интегралды басқару дегеніміз тұрақты дабылдарды бақылау үшін басқару қосымшаларында кеңінен қолданылады. AGC-де интегралды бақылау қолданылады. Электрлік түрлендіргіштерде интегралды басқару ток көздерін, кернеуді және қуат көздерін бақылау үшін қолданылады.

Динамикалық перспектива. R-ден y-ге дейінгі тұйықталған беру функциясынан (3.68) жүйенің уақыт тұрақтысы constant / k болатындығын байқауға болады. Сондықтан үлкен k жылдам реакцияны білдіреді. k, пайда ретінде, шегі бар. 3.4 суретте Plant моделі таза табыспен қарапайым модель болып табылады. Шындығында, Plant моделінің де динамикасы бар. Өте үлкен болған кезде k Plant динамикасымен өзара әрекеттесуі қажетсіз өнімділікке, тіпті тұрақсыздыққа әкелуі мүмкін. Төменде зауыт бірінші тапсырыс жүйесі 1 \ 1 + TS болатын мысал келтірілген. Тұйық жүйені беру функциясы болып табылады

$$\frac{y}{r} = \frac{\frac{k}{s}\frac{1}{1+\tau s}}{1+\frac{k}{s}\frac{1}{1+\tau s}} = \frac{1}{\frac{s(1+\tau s)}{k}+1} = \frac{1}{1+s/k+\tau s^2/k} \qquad (3.69)$$

k көп санды қабылдаған кезде, жүйеде нашар демпинг болады. 3.5-сурет - жүйенің қадамдық жауабы + τ = 1 және k = 100. Жүйенің полюстері −0,5 ± j10. Демпферлік қатынас σ \ ω деп белгіленеді, мұндағы σ және ω күрделі біріктірілген полюстер немесе эигенвалюстар жұбының нақты бөлігі және қиял бөлігі −σ ± jω.

Жоғарыда аталған жүйе үшін демпферлік қатынас 5% құрайды. Бұл интегратордың үлкен пайдасына байланысты, өйткені көбейтіндідегі көпмүшені τ \ k (s2 + s / τ + k / τ) деп жазуға болады. Жүйенің полюстері немесе осы көпмүшенің тамырлары

$$s = -\frac{1}{2\tau} \pm j\sqrt{\frac{k}{\tau}} = \sigma \pm j\omega.$$

Полюстер тұйықталған жүйенің динамикалық реакциясын шешеді. Үлкен пайда k үлкен резонанстық жиілікке әкеледі + ω, демек демпингтің қатынасы аз болады. Тұтастай алғанда, тұйықталған жүйені қателіктен эталондық дабылға ауыстыру функциясын білдіруге болады

$$\frac{e}{r} = \frac{1}{1 + L(s)} \qquad (3.70)$$

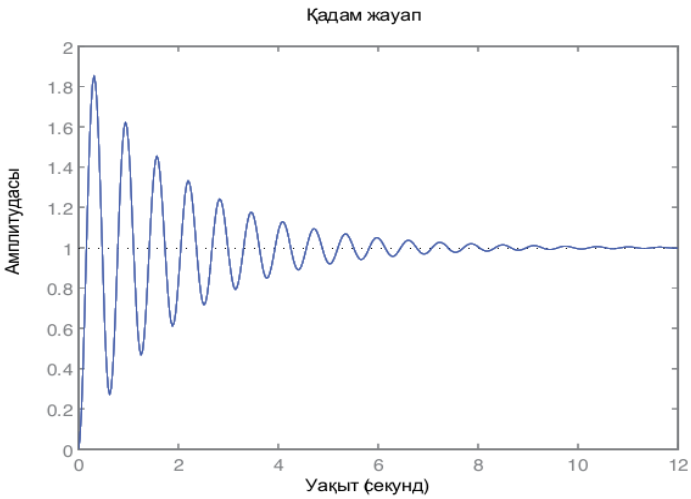
мұндағы L (s) - бұл циклдің басынан бастап циклдің соңына дейін, цикл ажыратылған кезде берілетін функция.

тұрақты ток болғанда + у трек + r жасау - тұрақты токтың кірісі үшін нөлге жету. Бұл s = j0 болғанда e нөлге айналады.

L (лер) интеграторы бар және оны қалай білдіруге болатынын тексеріңіз

$$L(s) = \frac{1}{s}G(s) \qquad (3.71)$$

мұндағы G (s) нөлдік емес тұрақты пайда болады.



3.5-сурет: 1 / (1 + 0.01s + 0.01s2) үшін қадамдық жауап.

Бұл сценарий үшін + s = j0 болғанда, циклдің пайда болатын кез-келген нәтижеге ие болатынына сенімді бола аламыз. Өз кезегінде r-ден e-ге беру функциясы тұрақты дабылдар үшін нөлдік кіріске ие болады (немесе s = j0 болғанда). Яғни, r тұрақты токтың дабылы болған кезде r-ді бақылай алады.

Эталондық дабыл тұрақты ток дабылы болмаса, интегралды басқару жұмыс істемеуі мүмкін. Мысалы, 1 = s2 түрінде Laplacian өрнегі бар t пандус дабылы үшін қос интегратор Astr om және Murray дабылдарын бақылау үшін қолданылуы керек (2010).

Синусоидалы дабылды бақылау

Көбінесе электр жүйелерінде біз дабылдарды қадағалап отырғымыз келеді. Мәселен, 60 Гц ток толқынының пішінін қалаған көлемімен,

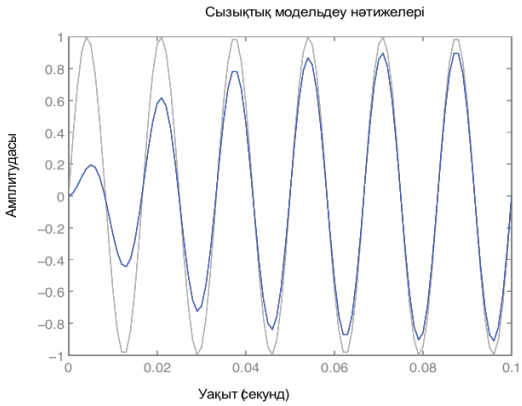
жиілігімен және фазалық бұрышымен қалай сақтауға болады? Ашық тізбекті басқару, мысалы, синусоидальды импульстің енін модуляциялау (PWM) коммутациясы мақсатты жүзеге асыра алады. Мұнда талқылау кері байланысты басқарумен шектеледі.

Үш фазалы токтың анықтамалық дабылдарын жасау Яздани мен Иравандидің электронды түрлендіргіш басқаруында байқалды (2010). Кері байланысты басқару арқылы қажетті толқындық пішінді алуға екі тәсіл бар. Біріншіден, abc дабылдарын dq-сілтемелік жақтау деп аталатын айналмалы тірек жақтауынан қаралған дабылдарға түрлендіру. Dq-та синусоидальды токтар барлық тұрақты күйде болады. Тұрақты ток дабылдарымен бақылау оңай. Біз қайтадан интегралды басқаруға немесе пропорционалды интегралды (PI) басқаруға сене аламыз. Dq негізіндегі конвертерді басқару мысалдарын 6-тарауда табуға болады.

Екінші тәсіл - 60 Гц жиіліктегі дабылды тікелей бақылау. Басқарудың бұл түрі резонанстық басқару деп аталады. Пропорционалды блок қосылған кезде басқару элементінде пропорционалды резонанстық (PR) басқару атауы болады. Тұрақты дабылды бақылау аналогиясын пайдаланып резонанстық бақылауды түсіндіреміз.

Тұрақты токтың дабылын бақылау үшін циклдің пайда болғанын қалаймыз, s = j0 болғанда, оның біркелкі болуын қалаймыз. Сонда сілтеме мен шығыс арасындағы қателік нөлге тең болады. Белгілі бір жиіліктегі signal дабылын бақылау үшін, циклдың пайда болуы s = jω болғанда, ity -ге тең болуы керек. Сондықтан, резонанстық реттегіш -1 \ s − jω тапсырманы толықтай орындайды. 1 \ s − jω нақты басқарушы емес. s \ s2 + ω2 нәтижесі s = j at болған кезде пайда болады. Практикалық резонанстық контроллерде біраз демпфер болады, ал беру функциясы болады

$$C(s) = \frac{ks}{s^2 + 2\alpha\omega s + \omega^2} \qquad (3.72)$$



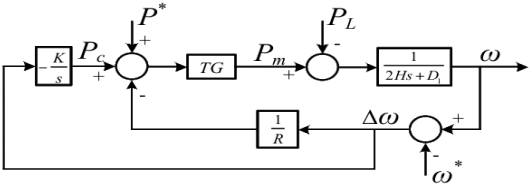
3.6 сурет: 60 Гц дабылды бақылау. Plant моделі P (s) = 0,5, C (s) = 100s / (s2 + 7.54s + 3772) контроллері.

3.6 суретте эталондық дабыл және шығыс дабылы көрсетілген. Plant моделі тұрақты 0,5-тен тұрады. Резонанс контроллері жұмыс істейді. Сызықтық жүйе MATLAB командасының lsim көмегімен имитацияланған. 3.6-сурет келесі код арқылы жасалды.

```
s = tf ('s');
k = 200;
a = 0,01;
w = 2 * pi * 60;
P = 0,5;
C = k * s / (s ^ 2 + 2 * a * w * s + w ^ 2);
G = кері байланыс (P * C, 1); t = 0: 0.001: 0.1;
u = sin (377 * t); лсим (G, u, t);
```

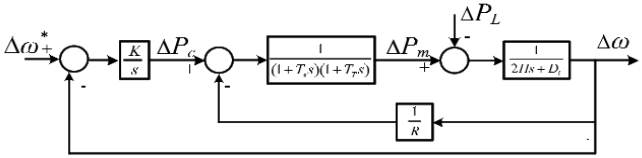
3.4.2 Екінші жиілікті басқару

Екінші жиілікті бақылау екі минут сайын қолданылады. Жүйе алдымен жиіліктің ауытқуын көреді, содан кейін қайталама жиілікті басқару жүйенің жиілігін номиналды күйге келтіреді. Басқару мәселесі ретінде бұл мәселе жиілік жолын номиналды жиілікке айналдыру ω ∗. Әрине, интегралды бақылауды қолдануға болады. Контроллердің шығысы Pc болуы керек, губернатордың қуат параметрлері. Жүктемеге қызмет ететін генератордың блок-сұлбасы 3.7 суретте келтірілген. Сурет 3.7 неғұрлым шынайыбасқару блок-сұлбасы болып табылады.



3.7 сурет: Екінші жиілікті басқарудың блок-сұлбасы.

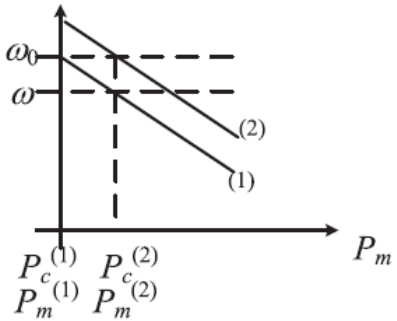
Сызықтық жүйені талдау үшін біз 3.8-сурет ретінде шағын дабылдық модельді қолданамыз.



3.8 сурет: Шағын дабылды талдауға арналған қайталама жиілікті басқарудың блок- сұлбасы.

Тұрақты күйді талдау

3.7 суреттегі басқару блогының сызбасынан Pm = Pc - 1 \ R = Δω тұрақты күйде тұрғанын көруге болады. Сонымен қатар, қайталама жиілікті басқарумен тұрақты интеграторға кіру 0 болады. Сондықтан тұрақты күйде, Pm = Pc.



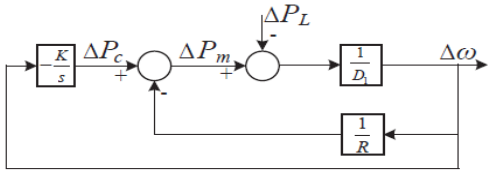
3.9 сурет: Екінші жиілікті басқарудың әсері.

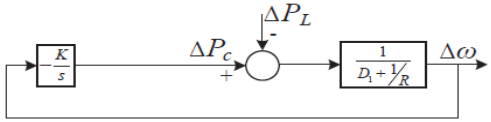
Екінші жиілікті басқарудың әсерін 3.9-суретті пайдаланып түсіндіруге болады. Бастапқыда жүйе номиналды күйде жұмыс істейді, ал анықтамалық қуаттың мәні - $P^{(1)}$c. Жүйеде жүктеме жоғарылағанда, тек бастапқы жиілікті басқарумен жүйе жиіліктің төмендеуін көреді. Жиілік тұрақты күйде -. Тиісті механикалық қуат шығысы - $P^{(2)}_m$. ДК өзгермейді. Екінші жиілікті басқару енгізілген кезде жүйенің жиілігі номиналды күйге келтіріледі. Алайда механикалық қуатты $P^{(2)}_m$ -де ұстау керек. Бұған көлбеу сызықты жоғары қарай жылжыту арқылы қол жеткізіледі (2). Содан кейін $P^{(2)}_m$ жүйенің жиілігі номиналды болады. Номиналды жиілікте тірек күші мен механикалық қуат бірдей. Сондықтан 3.9-суретте $P^{(2)}_m$ $P^{(2)}$c түрінде көрсетілген. Екінші жиілікті басқарудың эффектісі тірек қуатын P $^{(1)}$c-ден $P^{(2)}$c-ге дейін арттыру болып табылады.

Қарастырылатын тұрақты пайда - бұл Δω Δω-ден Δω-ге дейін. Пайданы тексерудің жеңілдетілген тәсілі - алдымен ΔPc-тен Δω-ге дейінгі тұрақты пайда алу. Тұрақты күйдегі пайда – 1\D1 + 1/R немесе 3.10 суретте көрсетілгендей шамамен R.

Екіншіден, 3.10 суреттегі тұйық жүйені қарастырыңыз. Аударым функциясы қазір:

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta\omega^*} = \frac{RK/s}{} = \frac{1}{} \qquad (3.73)$$





3.10 сурет: Тұрақты күйді есептеу үшін қайталама жиілікті басқарудың жеңілдетілген блок- сұлбасы. Интегратордан басқа барлық қалған s = j0.

Әлбетте, тұрақты өсім 1-ге тең. Демек, track қадағалай алады ω ∗. ΔPL-ден Δω-ге беру функциясы келесідей.

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta P_L} = \frac{-R}{1 + RK/s} \qquad (3.74)$$

S = j0 болғанда, пайда нөлге тең болады. Бұл жүктеме өзгерісі болса да, жиілік номиналды күйінде қалады дегенді білдіреді. Жоғарыда келтірілген талдау жеңілдетілген тұрақты кіріске негізделген. Берілген нәтижені табу үшін толық жабық циклды табуға және s = j0 ауыстыруға болады.

Интегралды басқару кірісін k қалай таңдауға болады?

Тұйықталған жүйенің тұрақтылығын қамтамасыз ету үшін жеңілдетілген модельдің жақын тұйық жүйесі (3.73) негізінде жүйенің полюстері сол жақ жазықтықта орналасуы керек. Полюсі -RK. Сондықтан K> 0.

Басқаруды жобалаудың негізгі қағидаты - әр түрлі функциялар / циклдер өткізу қабілетінің әр түрлі болуы. Өткізгіштің өткізу қабілеттілігі, егер тұрақты тұрақты пайда 1 болса, беру функциясының шамасы d3 дБ болатын жиілік ретінде анықталады. Бірінші ретті жүйені қарастырайық G (s) = 1\τs + 1. Содан кейін

$$|G(j\omega)| = \left|\frac{1}{j\omega\tau + 1}\right|.$$

$$\omega = 1/\tau,\ |G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{2}} = 20\log_{10}\frac{1}{\sqrt{2}}\ \mathrm{dB} = -3\ \mathrm{dB}.$$

Содан кейін

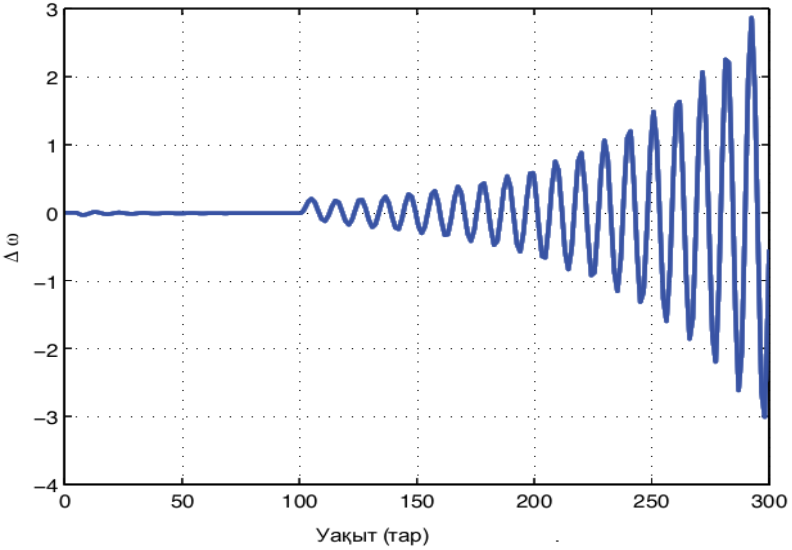
Бұл жағдайда интегралды басқаруы бар тұйық жүйенің шамамен ҚР өткізу қабілеті бар. Бұл өткізу қабілеті дизайнға негізделген зауыттың өткізу қабілетіне қарағанда әлдеқайда төмен болуы керек. Зауыттың құрамына құлдыраудың бақылауы кіреді. Егер турбиналық-басқарушы блок 1-ге тең болса, ΔPc-тен Δω-ге жақын тұйықталу жүйесі 1 / R » D1 қабылдай отырып, 1 \ 2Hs + 1 / R өткізу функциясына ие. Сондықтан өткізу қабілеті шамамен 1 / (2HR) құрайды.

H = 5, R = 0,05 қолданыңыз, екі өткізу қабілеті ішкі цикл үшін 2 рад / с, ал сыртқы цикл үшін 0,05 К құрайды. 2 рад / с-тан әлдеқайда төмен болуы үшін K = 1 нәтижелі өткізу қабілеттілігін 0,05 рад / с

құрайды. Интегралды басқарудың жиілікті 60 Гц-ке қайтаратын уақыты шамамен 20 секундтың бірнеше бірлігі ретіндегі күтуге тура келеді.

Тұрақтылықты талдау

Жиілікті бақылаудың осы бөлімінде біз тұрақтылықты талдау туралы аздап қарастырамыз. Бақылауды жобалау кезінде тұрақтылық мәселелерін шешуге болады. Өте жиі, үлкен пайда жүйені тұрақсыз етуі мүмкін. Мысал ретінде, интегралды басқарудың шегі болуы керек жүктеме жағдайына қызмет ететін жалғыз генераторды қарастырайық. 3.16-суретте пайда 1-ге тең болады. Егер пайда 3-ке тең болса, жүйе тұрақсыз болады, 3.11-суретті қараңыз.



3.11-сурет: Үлкен интегралды бақылау нәтижесінде жүйе тұрақсыз болады.

Жүйенің тұрақтылығы немесе тұрақсыздығы көптеген тұрақтылық критерийлері арқылы анықталуы мүмкін, мысалы, Рут-Хурвиц (егер жүйенің сипаттамалық функциясы және көпмүшенің коэффициенттері берілген болса), жүйенің өзгеруі (егер жүйенің Кеңістік күйі моделінің матрицасы берілсе немесе берілу функциясы берілсе)), түбірлік локализациялау (егер ашық айналымның берілу функциясы берілсе), Nyquist тұрақтылығы критерийі және Nyquist критерийінен алынған Bode учаскелері (егер ашық цикл беру функциясы берілсе).

Инженерлік талдау үшін түбірлік және Bode учаскелері жиі қолданылады. Циклдың пайда болуы белгілі болғанда, екеуін де орындауға болады, бірақ оларда біршама айырмашылықтар бар. Түбірлік локалды қолдана отырып, біз пайда көлемін нақты айта аламыз. Bode учаскелерін пайдаланған кезде, біз белгілі бір табысқа сәйкес келетін циклды ойлап тауып, кіріс шегін 80180 градусқа тексеруіміз керек.

Берген және Виттал (2009) тұрақтылықты тексеру үшін тамырлы локустарды жиі қолданады.

3.8-суреттегі жүйе үшін қайталама жиілікті басқару циклын ашатын цикл үшін кірісті беру функциясы төмендегідей.

$$L_1(s) = \frac{K}{s}\frac{\frac{1}{T_T s+1}\frac{1}{T_s s+1}\frac{1}{2Hs+D_1}}{1+\frac{1}{R}\frac{1}{2Hs+D_1}\frac{1}{T_T s+1}\frac{1}{T_s s+1}} = \frac{K}{s\left((T_T s+1)(T_s s+1)(2Hs+D_1)+1/R\right)}$$
$$= KL(s) \tag{3.75}$$

Түбірлік локализациялау MATLAB функциясын r locus шақыру арқылы құрылады және 3.12 суретте көрсетілген. Root loci әр түрлі пайдасы бар жабық цикл жүйесінің тіректерін көрсетеді. Табыс K → 0 болғанда, тұйықталған жүйенің тіректері мен ашық цикл жүйесінің тіректері бірдей болады. Егер пайда K → ∞ болса, тұйық жүйенің полюстері ашық цикл жүйесінің нөлдеріне немесе шексіздігіне жақындайды. Мұны екі жабық циклды беру функцияларын зерттеу арқылы түсіндіруге болады:

$$G_1 = \frac{L}{1+KL} \tag{3.76a}$$

$$G_2 = \frac{1}{1+KL}. \tag{3.76b}$$

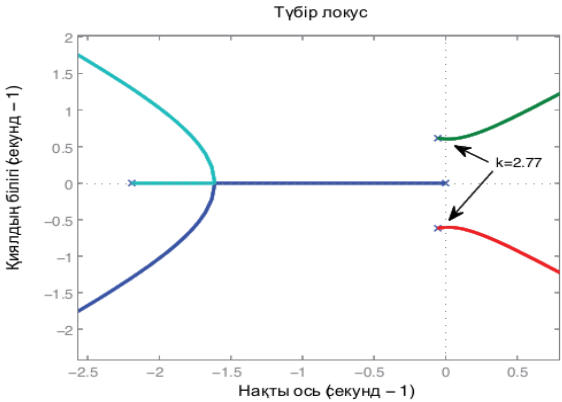
K → 0, G1 ≈ L. болған кезде G1 полюстері L полюсі болады.

K → ∞ болған кезде G2 = 1 \ KL \ 1 \ KL +1 ≈1 \ KL. Демек, G2 полюстері - бұл L нөлдері.

K шегі 2,7 болатындығын көруге болады. Сондықтан пайда 3-ке тең болғанда, бұл жүйе тұрақсыздықпен аяқталады.

Түбірлік локус әдісі үшін оқырмандар бақылаудың классикалық мәтіндеріне жүгіне алады, мысалы, Дофф пен Бишоп (1998). Жоғарыдағы L(s) ілмегі үшін 4 полюс бар (күрделі біріктірілген полюстер және нақты осьте екі полюс). Нөл жоқ.

Төрт полюстер: 0, −2.192, −0.054 ± j0.6167.



3.12-сурет: үшін түбірлік учаске $\frac{1}{s((T_T s+1)(T_s s+1)(2Hs+D_1)+1/R)}$.

Теріс кері жүйелер үшін түбірлік локалия нақты осьте орналасады, егер түбірлік локальды позицияның оң жағындағы нақты полюстердің жалпы саны тақ болса. Бұл жағдайда нақты осьтің екі полюсі 0 және .12.192 болады. 0 және .12.192 арасындағы нақты ось түбірлік локал болып табылады.

N - m асимптоттар болуы керек, мұндағы n - полюстер саны, m - нөлдердің саны. Асимптоттардың нақты осіне қатысты бұрышы (2k +1) 180◦ / (n − m), мұндағы k - бүтін сан. Бұл жағдайда төрт асимптот болады және бұрыштары ± 45◦ және ± 135◦.

Асимптоталық центроидты немесе төрт асимптотаның ортасын полюстер мен нөлдер көмегімен есептеуге болады:

$$s_0 = \frac{\sum p_i - \sum z_i}{n-m} \quad \text{ауырлық центрі ережесі,} \qquad (3.77)$$

мұндағы p_i - полюстер, z_i - нөлдер, n - полюстер саны, m - нөлдердің саны.

Бұл жағдайда $s_0 = -0.575$.

```
Tt = 5; Ts = 0.5; H = 5; D1 = 1; R = 0.05;
s = tf('s');
L = 1/s*1/(1/R +(Tt*s+1)*(Ts*s+1)*(2*H*s+D1));
r локусы (L);
```

Назар аударыңыз, мұнда біз теріс кері байланыс жүйесін қабылдаймыз, ал L - циклді ашқан кезде теріс кері жүйенің циклдік пайдасы. Егер тұйық цикл жүйесі кері байланыс циклінің оң жүйесі болса, онда кері байланыс жүйесі үшін түбірлік локалды орналастыру үшін rlocus (−L) қабылдау керек.

3.4.3 Байланыстырылған электр қуаты көздерінің сұлбасын бастапқы қалпына келтіріңіз

Бір-бірімен байланысты көптеген учаскелер болған кезде электр желісі бойынша электр энергиясын беру кестесі жоспарланғандай тұрақты болған жөн. Қуат көздерінің сұлбасының тұрақты болуы әр ауданды жүктеменің өзгеруіне қамқорлық жасауды талап етумен бірдей. Әрине, бұл міндетті интегралды бақылау арқылы да жүзеге асыруға болады.

Ағаттықтарды бақылау (ACE)

AGC үшін қолданылатын интегралды басқаруға арналған біріктірілген дабыл - $k\Delta\omega + \Delta P_{tie}$. Кез келген k жиілікті номиналға, ал байланыс кестесі кестеге қайтады. Келесі сұрақ туындайды: біз бұл аймақты электр энергиясының теңгерімсіздігін көрсете аламыз ба, қай аймақтың генерацияланбайтындығын және қай аймақта қуаттың өзгермегенін бірден білеміз бе? Барлық есептеулер бақылауды жүргізгеннен кейін, бірақ AGC қолданылғанға дейін тұрақты айнымалыларға негізделген.

Басқару дабылын қалай жасаймыз, жиіліктің ауытқуы мен байланыстырушы сызықтың ауытқуы қуат теңгерімсіздігін көрсетеді?

Төмендегі туынды ACE дабылын аймақтың ΔPm және ΔP_L арқылы көрсетуге болатындығын көрсетеді.

$$\begin{aligned} k\Delta\omega + \Delta P_{tie} &= -kR\Delta P_m + \Delta P_e - \Delta P_L \\ &= -kR\Delta P_m + \beta R\Delta P_m - \Delta P_L \\ &= (\beta - k)R\Delta P_m - \Delta P_L. \end{aligned} \tag{3.78}$$

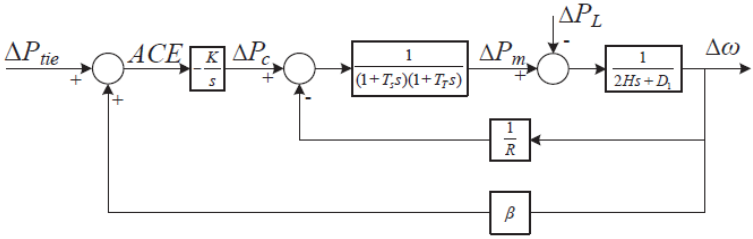
Бұл жерде біз ΔPe және ΔPm арасындағы қатынасты қолдандық: $\Delta P = \beta R\Delta Pm$. Сондықтан $k = \beta$ болғанда, дабыл $-\Delta PL$ болады. Бұл дабыл аймақты басқару қатесі (ACE) ретінде анықталған

$$ACE = \beta\Delta\omega + \Delta P_{tie} \tag{3.79}$$

Егер жүйе тек бастапқы жиілікті басқарумен жабдықталған болса және жүйе тұрақты күйде болса,

$$ACE = -\Delta P_L. \tag{3.80}$$

ACE әр аймақтағы қуат теңгерімсіздігін көрсетеді. 3.13 суретте ACE басқаруымен басқару блогының сұлбасы көрсетілген.



3.13-сурет: генератор мен ACE-ді автоматты басқару.

Ағаттықтарды бақылау бойынша мысал

Үш аймақтық жүйе үшін, егер 1-ші ауданда жүктеме жоғарыласа, бүкіл жүйеде генераторларға орнатылған бастапқы жиілікті басқарудың арқасында жиіліктің жоғарылауы болады. Әрбір генератор 100 МВт құрайды, мысалы, 5% құлайды. 1-ші ауданда жүктеме артуы 100 МВт құрайды. Үш аймаққа ACE есептеңіз.

Жауап: Содан бері жиіліктің құлдырауы 1 Гц

$$\Delta\omega = \frac{-\Delta P_L}{\sum \frac{1}{R_i}} = -\frac{1}{\frac{1}{0.05} + \frac{1}{0.05} + \frac{1}{0.05}}\text{pu} = \frac{-1}{60}\text{pu} = -1\text{Hz}.$$

1 аймақтағы механикалық қуаттың өсуі 60 = -1 \ 0.05 * -1 \ 60 = 1 \ 3 болады Үйкеліс еленбейді делік және Pm = Pe. Жүктеме 1 пу артқандықтан, байланыстырушы ағын 2 \ 3 фу-ға (tPie, 1 = ePe1 - ΔPL1) азаяды. ACE дабылы - β1Δω + ΔPtie, 1 = 20 × -1 \ 60-2 \ 3 = −1 фу.

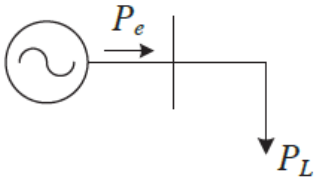
Екінші жағынан, 2-ші аудан үшін механикалық қуаттың өсуі 1 \ 3 болады. Жүктеме өзгерісі болмағандықтан, бұл өзгеріс толығымен байланыстыру ағынының өзгеруіне ауысады. Сондықтан, tPie, 2 = 1 \ 3. ACE2 = 20 × -1 \ 60 + 1 \ 3 = 0 Сол сияқты, біз ACE3 = 0 таба аламыз.

Бұл мысал ACE дабылы қуаттың теңгерімсіздігін көрсетеді.

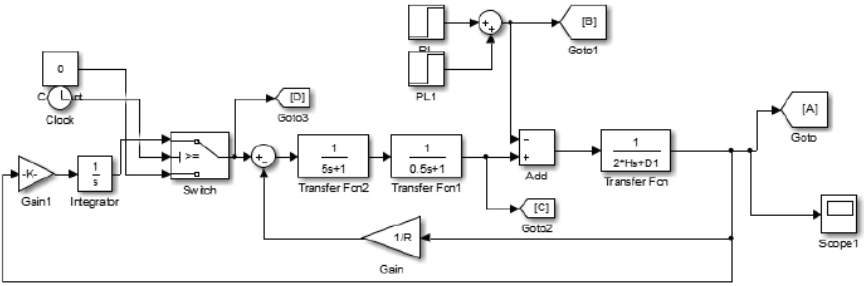
3.5 Жиілікті басқару дизайнын тексеру

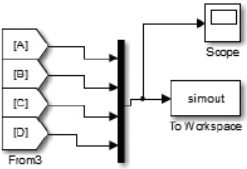
3.5.1 Жүктеме жасайтын жалғыз генератор

3.8-суреттегі бақылау әсерін тексеру үшін біз жүктемеге қызмет ететін бір генераторы бар жүйе үшін MAT-LAB / Simulink-те модельдер құра аламыз, 3.14-суретте көрсетілген. 3.13-суреттегі ACE-нің басқару әсерін тексеру үшін көп аудандар мен байланыстырушы сызықты көрсететін неғұрлым күрделі блок- сұлба салу керек. 3.8-суреттегі MATLAB / Simulink блок- сұлбасы 3.15 суретте көрсетілген.



Сурет 3.14: Жүктеме жасайтын жалғыз генератор.





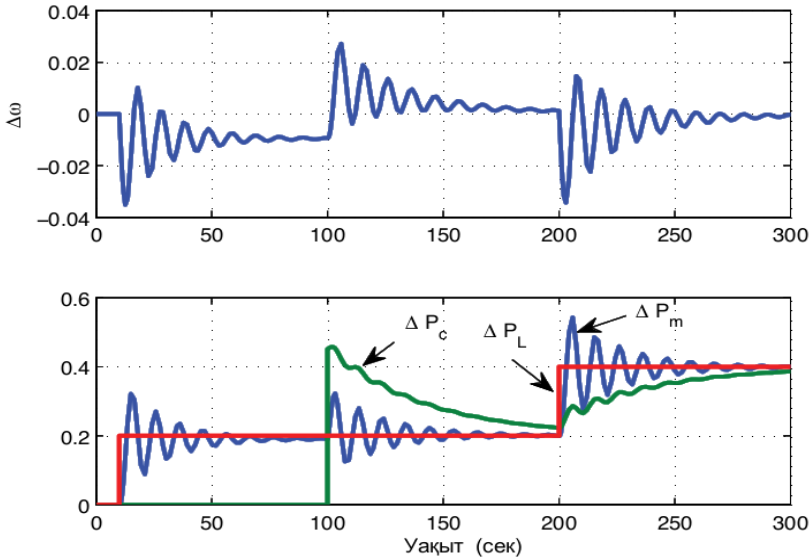
3.15 сурет: Simulink экран суреті. H = 5, R = 0.05, D1 = 1, k = 0.5.

Simulink моделі жүктемеден екі сатылы жауапқа ие. 10 секундта жүктеме 0,2 фунтқа артады. 200 секундта тағы 0,2 фунт өсті. Қосымша жиілікті басқаруды 100 секундтан кейін қосу үшін коммутатор қолданылады.

Модельдеу нәтижелері 3.16-суретте көрсетілгендей, 10-100 секунд ішінде құлама бақылау жұмыс істейді және жиілік тұрақты күйге жетеді. Жиіліктің ауытқуы $\Delta\omega = -\Delta PL / (1 / R + D1) = -0.2 / 21$. Механикалық қуат ΔPm өз кезегінде /PL-ге қарағанда $1 / R \setminus 1 / R + D1\ \Delta PL = 20 \setminus 21 \times 0{,}2$ артады.

100 секундтан кейін қайталама жиілікті басқару жұмысын бастайды және жиілікті номиналды қалпына келтіреді. Жиіліктің ауытқуы тұрақты күйде 0 болады. Тұрақты күйдегі механикалық қуат ΔPm жүктеме деңгейіне бірдей болатынын ескеріңіз: $\Delta Pm = \Delta PL = 0.2$ pu. ΔPc қуат ретін жүктемеге сәйкес өзгертеді: $\Delta Pc = \Delta PL = 0.2$ pu. Тұрақты жағдайға 3.16 суретте 200 секундта қол жеткізілмегенін ескеріңіз.

200 секундта тағы бір жүктеме артуы байқалады. Екі жиілікті басқару екеуі де бірге жұмыс істейді және жиілік динамикалық өтпелі кезеңнен кейін номиналды болады. CPc және ΔPm екеуі де ΔPL-ге сәйкес келеді және қазір 0,4 фу болып табылады: $\Delta Pc = \Delta Pm = \Delta PL = 0{,}4$ pu.

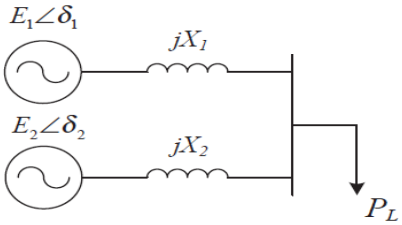


3.16-сурет: Симуляциялық сюжеттер. T = 10 с кезінде жүктеме 0,2 pu артады. T = 100s кезінде қайталама жиілікті басқару қосылады. T = 200 с кезінде жүктің тағы бір 0.2pu артуы орын алады.

3.5.2 Жүктеме жасайтын екі генератор

3.17-суретте көрсетілген жүйенің мысалын қолдана отырып, жүктеменің ұлғаюына және генераторлардың жүктеменің артуын көлбеу басқарумен және одан әрі қайталама жиілікті басқарумен байланысты жүйенің динамикалық реакциясын көрсетуге тырысамыз.

Генераторлар арасында қуатты тұрақты түрде бөлуді құлдыраудың параметрлері бойынша табуға болады:



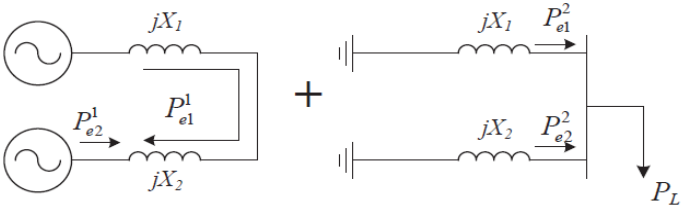
Сурет 3.17: Жүктеме жасайтын екі генератор.

$$\Delta P_{e,i} = \frac{\beta_i}{\sum_i \beta_i} \Delta P_L. \qquad (3.81)$$

Сондықтан, егер екі генератордың түсу параметрлері бірдей болса, олардың әрқайсысы жүктеме жоғарылауының 50% құрайды. Алайда, әр генератордың бастапқы жауабы қандай? Бұл қызықты сұрақ. Жүктеме кенеттен өзгерген кезде, әр генератор жүктеменің өзгеруін қалай бөледі? Бұл тізбектің сипаттамалары бойынша анықталады. Динамикалық модель құру процесті түсіну үшін маңызды.

Әр генератордың Pei мәнін PL және ротордың бұрыштары + δ арқылы көрсету өте маңызды емес. Осы өрнектің көмегімен біз ΔPe ΔδPL және Δδ-ге қатысты -Pe дабылдарының шағын моделін ала аламыз

.



3.18-сурет: Жүктеме жасайтын екі генераторы бар жүйе екі жүйеге ыдырайды.

Суперпозиция - бұл P_{ei} өрнегін алудың қарапайым әдісі. Бізде екі тізбек болады, біреуі екі кернеу көзі бар, бірақ жүктемесі жоқ, ал екіншісі жүктемеде, бірақ кернеу көздері 3.18 суретте көрсетілгендей нөлге тең.

Жүктемені токқа немесе кернеу көзі ретінде қарастыруға болатындығын ескеріңіз. Сондықтан жоғарыда келтірілген суперпозиция дәл. Сондықтан әр генератордан келетін электр қуаты екі компоненттен тұрады.

$$P_{e1} = P_{e1}^1 + P_{e1}^2 = \frac{E_1 E_2}{X_1 + X_2}\sin(\delta_1 - \delta_2) + \frac{X_2}{X_1 + X_2}P_L \qquad (3.82)$$

$$P_{e2} = P_{e2}^1 + P_{e2}^2 = \frac{E_1 E_2}{X_1 + X_2}\sin(\delta_2 - \delta_1) + \frac{X_1}{X_1 + X_2}P_L \qquad (3.83)$$

Сызықтық өрнектер келесідей.

$$\Delta P_{e1} = \frac{E_1 E_2}{X_1 + X_2}\cos(\delta_1^0 - \delta_2^0)(\Delta\delta_1 - \Delta\delta_2) + \frac{X_2}{X_1 + X_2}\Delta P_L \qquad (3.84)$$

$$\Delta P_{e2} = \frac{E_1 E_2}{X_1 + X_2}\cos(\delta_2^0 - \delta_1^0)(\Delta\delta_1 - \Delta\delta_2) + \frac{X_1}{X_1 + X_2}\Delta P_L \qquad (3.85)$$

Егер біз T-ны анықтап, рұқсат етсек $T \triangleq \frac{E_1 E_2}{X_1+X_2}\cos(\delta_1^0 - \delta_2^0).$

Содан кейін

$$\Delta P_{e1} = T(\Delta\delta_1 - \Delta\delta_2) + \frac{X_2}{X_1 + X_2}\Delta P_L \qquad (3.86)$$

$$\Delta P_{e2} = -T(\Delta\delta_1 - \Delta\delta_2) + \frac{X_1}{X_1 + X_2}\Delta P_L \qquad (3.87)$$

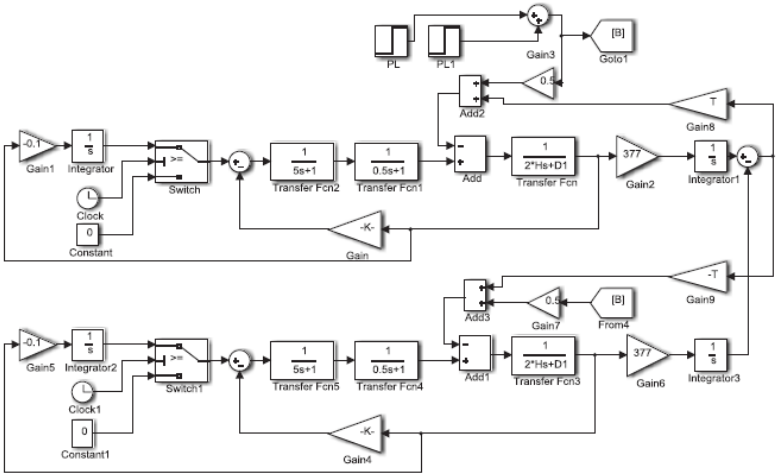
Жоғарыда келтірілген талдау әр генератордың қуатын бөлудің бастапқы реакциясы туралы сұраққа жауап береді. Ротордың бұрыштары t_0^--ден t_0^+-ге өзгере алмайтындықтан, жүктеме өскен кезде әрбір генератор жүктеменің өсуін оның реакциясына кері пропорционал бөледі немесе ΔPe1 ΔPe2 = X1 \ X2

Simulink блоктары. Скриншоттың модельді блоктары 3.19 суретте көрсетілген. Бұл жағдайда әр генераторға + Δδ (радиан) алу үшін интегратор қосатынымызды ескеріңіз. Үш жағдай бойынша зерттеу жүргізіледі.

1. 1-жағдай: R1 = 0.05, R2 = 0.1, K1 = K2 = 1. Модельдеу нәтижелері 3.20 суретте көрсетілген. Бұл жағдай ген 1-ге бастапқы жиілік реакциясы үшін R аз болғандықтан көбірек қуат бөлетіндігін көрсетеді. Алайда, қайталама жиілікті бақылаудан кейін қуатты бөлу бірдей болады, өйткені интегралды басқарудың пайдасы бірдей.

2. 2-жағдай: R1 = 0,05, R2 = 0,1, K1 = 1, K2 = 0,5. Модельдеу нәтижелері 3.21 суретте көрсетілген. 2 жағдайда, Gen 1 (жасыл сызық) екінші жиілікті бақылаудан кейін көбірек бөліседі, өйткені бақылаудың интегралды өсуі пайдаланылады.

3. 3-жағдай: R1 = 0.05, R2 = 0.1, K1 = 0.5, K2 = 1. Модельдеу нәтижелері 3.22-суретте келтірілген. 3 жағдайда, Gen 2 (қызыл сызық) екінші жиілікті бақылаудан кейін көбірек бөліседі, өйткені бақылаудың интегралды өсуі пайдаланылады.



Сурет 3.19: Жүктеме жасайтын екі генератор жүйесіне арналған симуляциялық блоктар. H = 5, D1 = 1, T = 1.

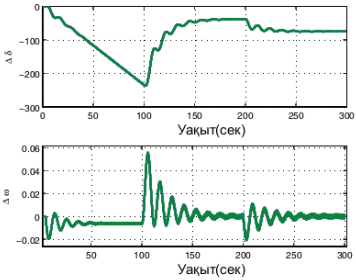
Динамикалық модельдеу нәтижелері жүйенің жұмысына егжей-тегжейлі қарауға мүмкіндік береді. Бір-екі нәрсені байқауға болады.

• Ротордың бұрыштары қысқаруы мүмкін. Бұл екінші жиілікті басқарусыз жиілікті белгілі бір уақыт аралығында 60 Гц-тен төмен ұстауға болатындығына байланысты. Бұл кезеңде бұрыштар қысқарады. Сондықтан бұрыштардың әрекеті әдетте тұрақтылықты бағалау үшін пайдаланылмайды. Бұл жағдайда зерттеу жүйесі тұрақты екені анық. Себебі, екі ротордың бұрышы және екі жылдамдығы бар сызықты жүйеде күй айнымалысы ретінде әрқашан 0 мәні бар. 3.23-суретте ротордың бұрыштық айырмашылығының динамикасы және әр генератордың электр қуаты көрсетілген.

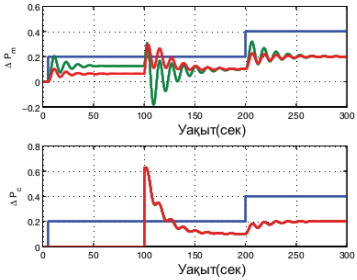
Жүктеме өзгерген кезде әрбір генератор X1 = X2 болғандықтан жүктеме өзгерісінің бірдей мөлшеріне ие болатындығын ескеріңіз. Біраз уақыттан кейін екі генератор бір-біріне қарсы бұрылды. Бір генератордың қуаты жоғарылағанда, екіншісінде қуат азаяды. Бұл ΔPe1 құрамындағы T (Δδ1 - Δδ2), ΔPe2-де - −T (Δδ1 - Δδ2).

• Екінші байқау - интегралды пайда екінші жиілікті басқарғаннан кейін қуаттың бөлінуін анықтайды. Бұл факт әдетте оқулықтарда айтылмаған. Шынайы өмірді жүзеге асыруда әр ауданда қайталама жиілікті бақылауды жүзеге асыратын бір ғана интегратор бар. Содан кейін интегратордың нәтижесі қатысу коэффициенті арқылы әр генераторға бөлінеді. Әсері әртүрлі интегралдық бақылауға ие болумен бірдей. Біз қымбат генераторлардың аз бөлінуіне және арзан генераторлардың көбірек бөлісуіне мүмкіндік беру үшін екінші реттік жиілікті басқарудың нәтижелерін реттей аламыз. Мұндай бөлудің теориялық негізін Лагрангиялық релаксациялық диспетчерлік есепті итеративті шешу арқылы алуға болады. Қосымша ақпарат алу үшін автордың Miao және Fan (2017) жақында жариялаған мақаласын қараңыз.

Симуляцияның бірнеше амалдары Модельдеу фигураларында жиіліктер тегіс емес болып көрінетінін ескеріңіз. Жақын тексеру көптеген тербелістерді көрсетеді. Бұл көбінесе модельдеудің сандық қателігіне байланысты. Модельдеуді қадамның өлшемін 0,01 секундқа дейін шектеу арқылы жақсартуға болады. Бұл қадамның мөлшері электромеханикалық динамика үшін қолданылады. Электромагниттік динамика үшін жүйенің өткізу қабілеті әлдеқайда жоғары және қадамның кішірек өлшемі қажет болады.

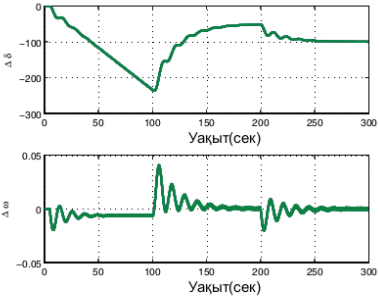


(a) 1 жағдай: ротордың бұрышы және жылдамдығы. R1 = 0.05, R2 = 0,1, k1 = k2 = 1.

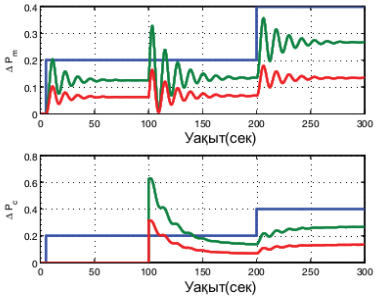


(b) 1-іс: mPm және ΔPc. R1 = 0,05, R2 = 0,1, k1 = k2 = 1.

Сурет 3.20: 1 жағдайға жүктеме бойынша қызмет ететін екі генератордың жүйесін модельдеу нәтижелері.

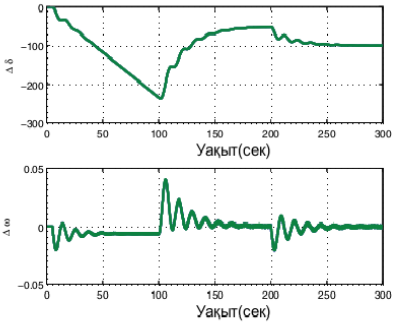


(a) 2 жағдай: ротордың бұрышы және жылдамдығы. R1 = 0,05, R2 = 0,1, k1 = 1, k2 = 0,5.

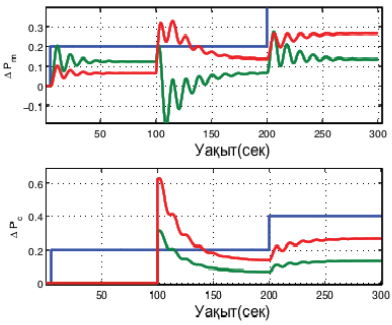


(b) 2 жағдай: Δ Pm және ΔPc. R1 = 0,05, R2 = 0,1, k1 = 1, k2 = 0,5.

3.21-сурет: Жүктеме бойынша қызмет ететін екі генератордың жүйесі үшін 2-ші жағдайды модельдеу нәтижелері.

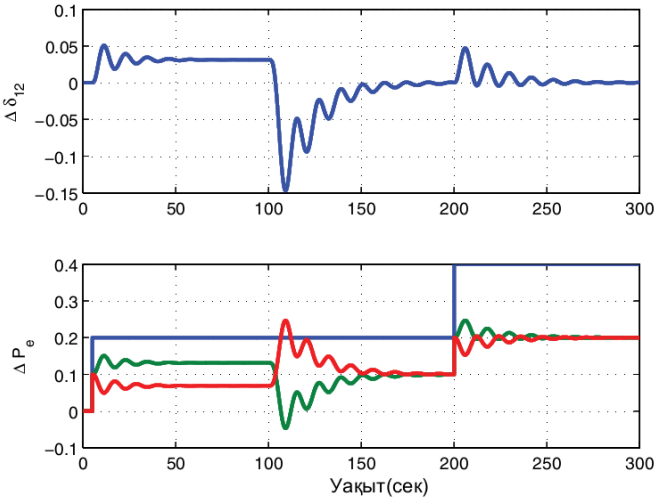


(a) 3 жағдай: ротордың бұрышы және жылдамдығы. R1 = 0,05, R2 = 0,1, k1 = 0,5, k2 = 1.



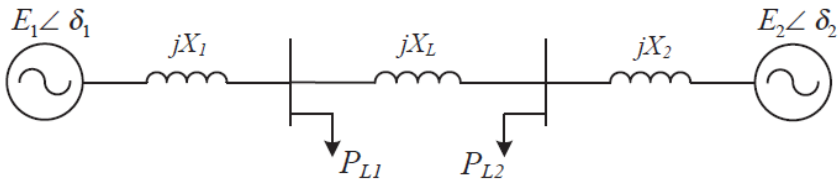
(b) 3 іс: Δ Pm және ΔPc. R1 = 0.05, R2 = 0,1, k1 = 0,5, = k2 = 1.

Сурет 3.22: Жүктеме бойынша қызмет ететін екі генератордың жүйесі үшін 3-ші жағдайды модельдеу нәтижелері.



3.23-сурет: 1-жағдай ротордың бұрылуының төмендеуі және жүктемеге қызмет ететін екі генератор жүйесіне арналған электр қуаты.

3.5.3. Байланыстырушы желі арқылы қосылған екі аймақ

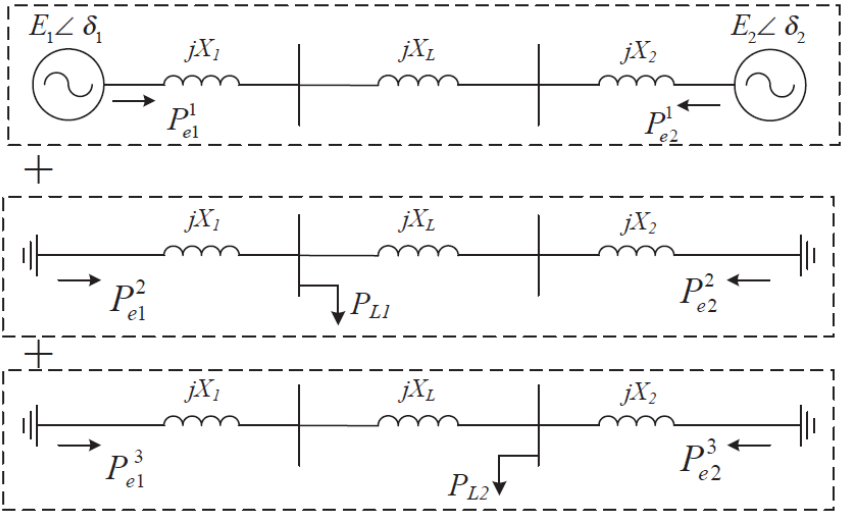


3.24-сурет: Екі облысты жүйе.

Бұл Бергеннің «Берген және Виттал» кітабы ма (Кундурдың «Кундур және басқалар» кітабы болсын). (1994 ж.), ACE түсіндірмесі үшін 3.24-суретте көрсетілген байлам сызығымен байланысты екі аймақтық жүйе қолданылады. Модельдеуді жөндеу әдетте келесідей. Байланыстырушы желінің қуаты P12 = E1E2 \ XL sin (δ1 - δ2). Gen 1-нің экспорттық қуаты - PL1 + P12.

Бұл мәтінде суперпозиция принципін қолдана отырып, Реі-дің нақты өрнегі алынады. Сонымен қатар, белгілі болжамдармен, Реі өрнегі басқа мәтіндерде кеңінен қолданылатын өрнекпен біріктіріледі.

3.24-суретте көрсетілген жүйе 3.25-суретте көрсетілгендей үш тізбектің суперпозициясы. Реі өрнегін (3.88) табуға болады.



3.25-сурет: Екі облысты жүйені үш тізбектің суперпозициясы ретінде қарастыруға болады.

$$
\begin{aligned}
P_{e1} &= P_{e1}^1 + P_{e1}^2 + P_{e1}^3 \\
&= \frac{E_1E_2}{X_1+X_2+X_L}\sin(\delta_1-\delta_2) + \frac{X_2+X_L}{X_1+X_2+X_L}P_{L1} + \frac{X_1}{X_1+X_2+X_L}P_{L2} \\
P_{e2} &= P_{e2}^1 + P_{e2}^2 + P_{e2}^3 \\
&= -\frac{E_1E_2}{X_1+X_2+X_L}\sin(\delta_1-\delta_2) + \frac{X_2}{X_1+X_2+X_L}P_{L1} + \frac{X_1+X_L}{X_1+X_2+X_L}P_{L2}
\end{aligned}
$$

Егер сызықтық реакциямен салыстырғанда синхрондау реакциясы мен трансформаторлық реакцияға байланысты қалған екі реакция еленбейді деп болжасақ, онда бізде мыналар болады.

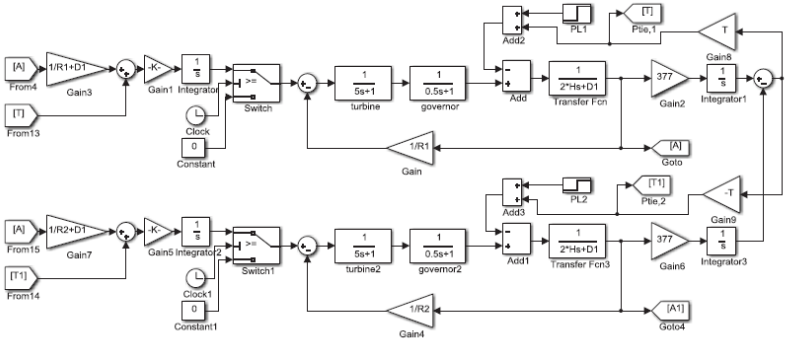
$$
\begin{aligned}
P_{e1} &= \frac{E_1E_2}{X}\sin(\delta_1-\delta_2) + P_{L1} \\
P_{e2} &= -\frac{E_1E_2}{X}\sin(\delta_1-\delta_2) + P_{L2}
\end{aligned}
\qquad (3.88)
$$

мұндағы X - радиалды жүйенің толық реакциясы. P_{ei} сызықты моделі енді:

$$
\begin{aligned}
\Delta P_{e1} &= T(\Delta\delta_1 - \Delta\delta_2) + \Delta P_{L1} \\
\Delta P_{e2} &= -T(\Delta\delta_1 - \Delta\delta_2) + \Delta P_{L2}
\end{aligned}
\qquad (3.89)
$$

Қайда $T = \frac{E_1 E_2}{X} \cos(\delta_1^0 - \delta_2^0)$.

Simulink блоктары Simulink блоктары 3.26 суретте көрсетілген. Интегралды басқарудың кіріс көзі болып ACE, жиіліктің ауытқуы мен байланыстырушы сызықтың ауытқуы қосылды.



3.26-сурет: Екі аймақты жүйеге арналған Simulinkалық блоктар. H1 = H2 = 5, D1,1 = D2,1 = 1, T1 = T2 = 1, R1 = 0,05, R2 = 0,1. Басқарудың әрбір интегралдық өсімі 1 / (1 / Ri + D1, i) = 1/21 құрайды.

Динамикалық оқиға келесідей.

• 0–100 секундтан кейін жүйе тек құлдырауды басқарумен жабдықталған. 100 секундта 1-ші аймақтың AGC қосылады. 300 секундта 2-ші аймақтың AGC қосылады.

• 10 секундта 1-ші алаңда жүктеме 0,2 фунтқа дейін артады.

• 210 секундта 2-ші ауданда жүктеме 0,2 пу жоғарылайды.

3.27 суретте көрсетілген динамикалық жауаптарды әр түрлі уақыт кезеңдеріне тексеріңіз.

• 0–100 секунд, тек құлдырауды басқару бар. Сондықтан, 1-ші ауданда жүктеме өскен кезде екі аймақтағы генераторлар жауап береді және жүктеменің өсуіне ортақ. Байланған ағынның қазір ауытқуы бар. Егер екі облыста ACE байқасақ, 1-ауданда ACE = .20,2 pu, ал 2-ші ауданда ACE нөлге тең болады. ACE әр аймақтағы жүктеменің өзгеруін білдіреді. 1-ші ауданда жүктеме өсімі 0,2 pu болғандықтан, ACE1 = .20.2pu. 2-ші ауданда жүктеме өзгермейді, сондықтан ACE2 = 0

• 100–210 секунд. 100 секундтан бастап 1-ші аудандағы АГС жұмыс істей бастайды. Бұл ACE_1-ді нөлге келтіреді. Бүкіл жүйенің жиілігі де нөлге келтірілген. Сонымен қатар, байланыстырушы ағын жоспарланған мәнге қайтарылады. Бұл үшін біз 1-ші аймақтың генераторының әсерінен көре аламыз. Оның механикалық қуаты, қуат реті және электр қуаты 1-ші аймақтың жүктемесінің жоғарылауымен байланысты. Бұл байланыстырушы ағынның жоспарланған мәнге оралуын қамтамасыз етеді.

2-ші аудандағы генератор үшін, 1-ші ауданда жүктеменің жоғарылауы ескерілгендіктен, оның механикалық қуаты, қуат реті және электр қуатының шығыны нөлге тең болады. Яғни, 2-ші алаң енді жүктің көбеюіне жауап бермейді.

• 210–300 секунд. 210 секундтан бастап 2-ші ауданда жүктеме өсімі 0,2 пу. 1-ші аудандағы ACE-де жиілік ауытқуы болса да, нөл болуы мүмкін. 2-ауданда, AGC болмағандықтан, жүйе жиіліктің ауытқуын сезінеді. Бұл уақыт кезеңі өте қызықты. Осы сценарий бойынша қысқаша талдау жүргіземіз.

Тұрақты жағдайда 1-ауданда ACE бақылауы бар, сондықтан:

$\beta_1\Delta\omega + \Delta P_{tie,\ 1} = 0.$

Байланыстырушы желінің қуаты 1-жүктің ұлғаюымен Gen 1 электр энергиясынан алынады: $\Delta P_{tie,\ 1} = -\Delta Pe1 - \Delta PL1$. Сондықтан, біз мұны табамыз

$\Delta Pe1 = -\beta_1\Delta\omega + \Delta P_{L1}.$

2-ші аудан үшін, ACE бақылау болмағандықтан, оның электр қуаты мен жиіліктің ауытқуы байланысты

$\Delta P_{e2} = -\beta_2\Delta\omega.$

Жалпы электр қуаты жүктемеге сәйкес келуі керек:

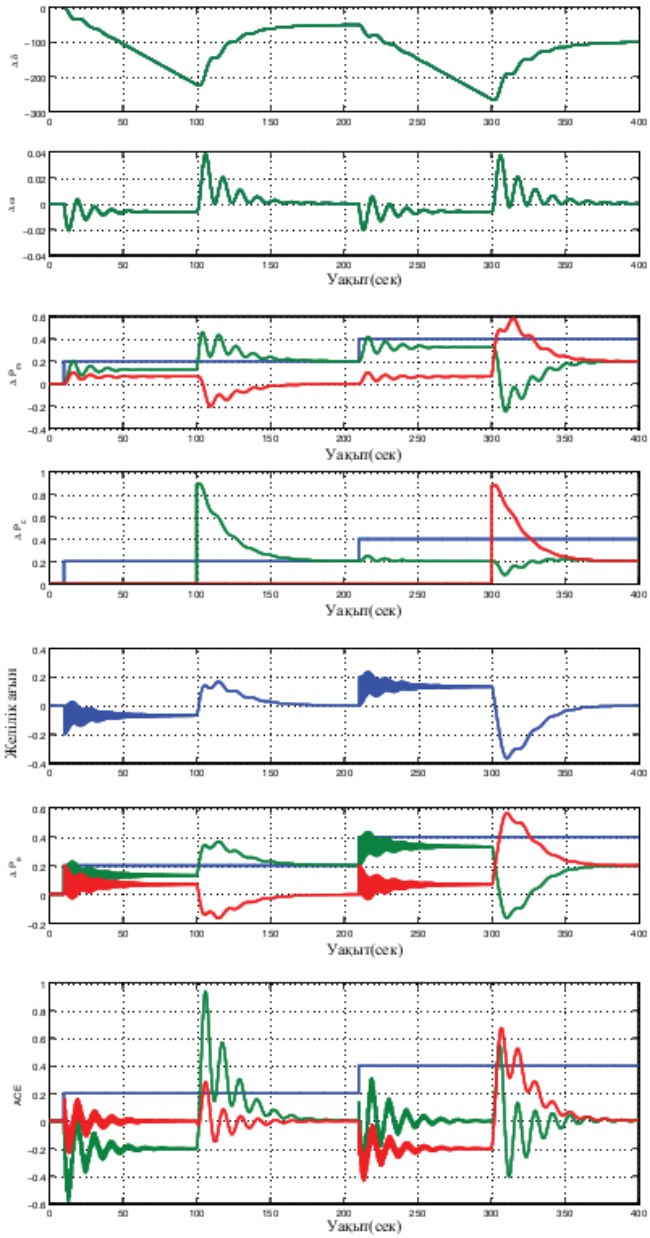
$\Delta P_{e1} + \Delta P_{e2} = \Delta P_{L1} + \Delta P_{L2}.$

Жиіліктің ауытқуын табуға болады:

$$\Delta\omega = -\frac{\Delta P_{L2}}{\beta_1 + \beta_2}.$$

Кейін 300 секундтан кейін. 300 секундтан бастап, 2-ші аймақтың AGC қосылады. Енді жүйенің бүкіл жиілігі нөлге келтірілген. Сонымен қатар байланыстырушы ағындардың ауытқуы нөлге келтіріледі. Екі генератордың қуаттылығы да жүктемелердің ұлғаюына байланысты өзгереді. Әрқайсысы 0,2 фунт бөліседі, өйткені түпкілікті бөлісу әр аймақтың жүктеме өзгеруіне сәйкес келуі керек.

AGC бақылауды жақсарту Байқау сызығында тербелістер бар екенін және ACE дабылдарының жылдам тербелістерге ие екенін ескеріңіз. Шынында да, ACE дабылдары үшін олар тек тұрақты мәндерді көрсетсе дейміз. Сондықтан интеграторға ACE дабылдарын жібермес бұрын төмен сүзгі қолданылады. Жүктеме өзгерісі ΔPL1 = 0.2 pu және ΔPL2 = 0.3 pu болып өзгертілді. Модельдеу нәтижелерінің келесі жиынтығы 3.28-суретте жақсырақ ACE дабылдарын және 0,2 pu және 0.3 pu ретінде қуаттың түпкілікті бөлінуін көрсетеді.



3.27-сурет: Модельдеу нәтижелері. (1) δ. (2) ω. (3) Pm. Баспалдақ учаскесі жалпы жүктемені көрсетеді. (4) дана (5) Қуат көзінің байланысы. (6) Pe. (7) екі аймаққа арналған ACE.

3.6 Жиілікті басқарудың көбірек мысалдары

3.6.1 1-мысал: Анықтамалық қуаттың қадамдық жауабы, дана

Бұл мысал Бергеннің жиілікті бақылау жаттығулар кітабынан алынған. Бұл мысал қайталама жиілікті басқару механизмі туралы нақты түсінік береді. Қысқаша айтсақ, екінші реттік жиілікті басқарудың жұмысы Δ ДК қуат ретін ΔPL жүктемесіне сәйкестігін тексеру. Осы тапсырманы орындау арқылы жүйелік жиілік номиналды болады. Осы мысал арқылы біз сатыдағы немесе сызықтық жүйелік жауаптарды тексеру үшін MATLAB-тың беру функциясы матрицасын қалай қолдану керектігін көрсетеміз.

Жүйе 3.29-суретте көрсетілген және екі кірісті бір шығу жүйесі немесе жалпы көп кіріспелі (MIMO) жалпы жүйе ретінде қарастырылады. Біз суперпозиция принципін қолдана отырып, s-домендік жиілік өрнегін жаза аламыз: бір уақытта бір кірісті қарастырып, әсерлердің қосындысын табыңыз.

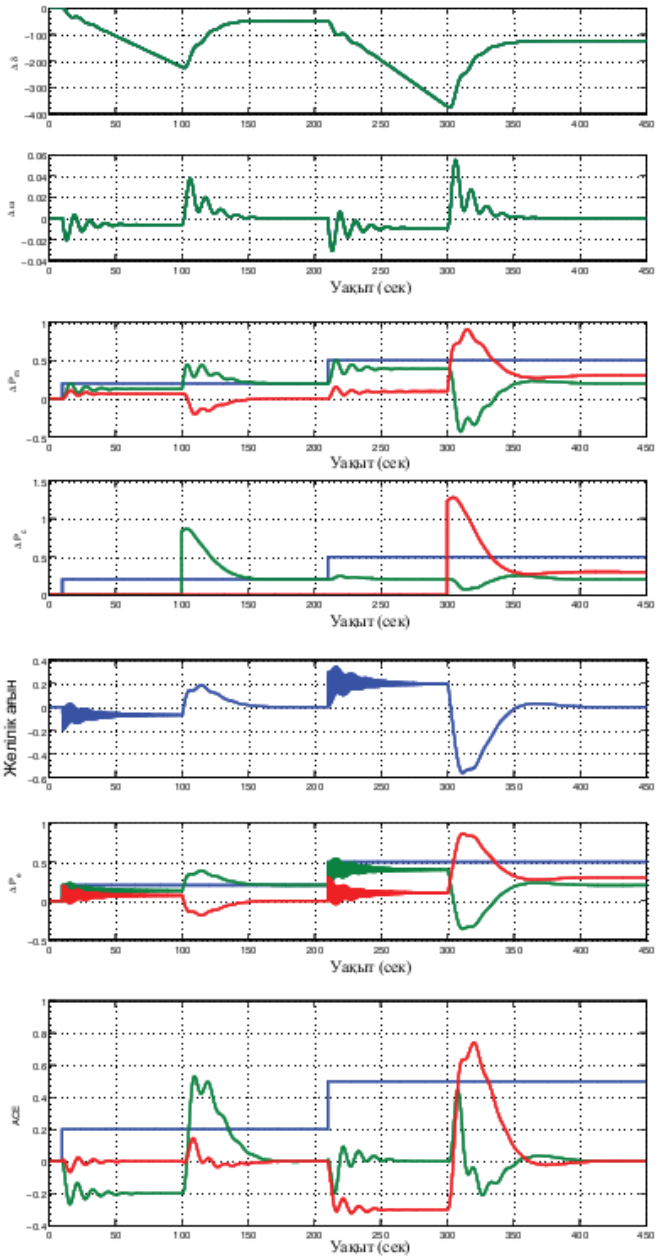
$$\Delta\omega(s) = \frac{1}{1+\frac{1}{s+1}\frac{10}{1+10s}\frac{1}{R}}\left(\frac{-10}{1+10s}\Delta P_L + \frac{1}{s+1}\frac{10}{1+10s}\Delta P_c\right) \qquad (3.90)$$

Бүкіл жүйеде ілгерілеудің және екі алға алға пайда болатынына назар аударыңыз. Олар

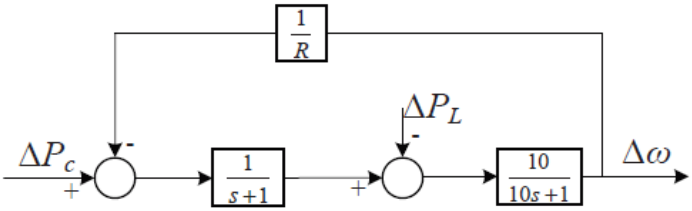
$$\begin{aligned}
&\text{Циклдыалу:} \quad \frac{1}{s+1}\frac{10}{1+10s}\frac{1}{R};\\
&\Delta P_L \to \Delta\omega : \frac{-10}{1+10s};\\
&\Delta P_c \to \Delta\omega : \frac{1}{s+1}\frac{10}{1+10s}.
\end{aligned} \qquad (3.91)$$

Жалпы кіріс / шығыс қатынасын матрица / вектор форматын қолдана отырып өрнектеуге болады:

$$\Delta\omega(s) = \underbrace{\frac{1}{1+\frac{1}{s+1}\frac{10}{1+10s}\frac{1}{R}}\begin{bmatrix}\frac{-10}{1+10s} & \frac{1}{s+1}\frac{10}{1+10s}\end{bmatrix}}_{G(s)}\begin{bmatrix}\Delta P_L\\ \Delta P_c\end{bmatrix} \qquad (3.92)$$



3.28-сурет: 2-жағдай, жүйенің модельдеу нәтижелері, ACE дабылдары 1 / (5s + 1) фильтрден интегралды басқаруға өтті.



3.29-сурет: 1-мысал.
G (s) - беру функциясы матрицасы.

MATLAB «қадам» функциясы, егер әрбір кіріс дабылы қадам жоғарылатылған болса, жүйенің қадамдық жауаптарын қарастырады.

```
s = tf ('s');
Ds = 1 + 1 / (s + 1) * 10 / (10 * s + 1) * 20;
G = 1 / Ds * [10 / (1 + 10 * s), 1 / (s + 1) * 10 / (1 + 10 * s)];
қадам (G);
```

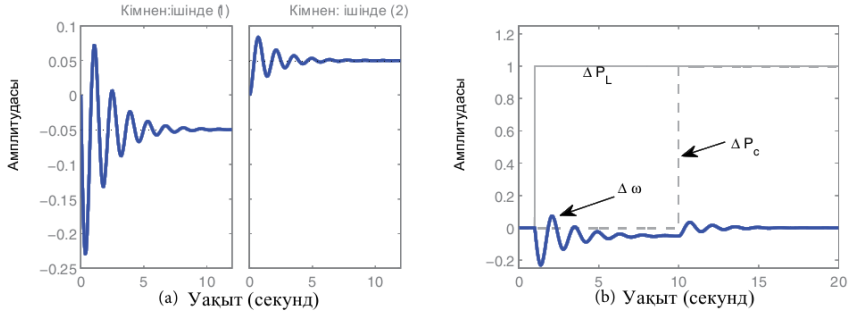
Жоғарыда аталған кодтан екі қадамдық жауаптар берілген және 3.30 (а) суретте көрсетілген. Бірінші сатыдағы жауап, егер ΔPL 0-ден 1-ге ауысса, Δω жылдамдығы u0,05 pu деңгейінде болатындығын көрсетеді. Екінші сатыдағы жауап, егер сПС 0-ден 1-ге секірсе, speed жылдамдығы 0,05 pu деңгейінде болатындығын көрсетеді.

Егер біз екі сатыдағы өзгерістерді дәйекті қолдансақ (алдымен жүктеме 1 пу-ға артады, содан кейін анықтамалық қуат 1 пу-ға артады), жиілік номиналды болады деп тұжырымдай аламыз. Басқаша айтқанда, жиіліктің ауытқуы 0 болады. Бұл эксперимент жиілікті номиналға қайтарудың қайталама жиілігін басқару механизмі ΔPc = ΔPL түзуге негізделгенін көрсетеді.

Қадамдық дәйекті өзгерісті MATLAB «lsim» функциясының көмегімен модельдеуге болады, ол берілген кіріс дабылдарының динамикалық реакциясын қарастырады. Келесі MATLAB коды екі қадамдық жауаптары бар кіріс дабылын анықтайды. T = 1 секундта u1 немесе ΔPL бірінші кіріс 0-ден 1-ге ауысады, t = 10 секундта екінші кіріс немесе ΔPc нөлден 1-ге ауысады.

```
i = 1: 2000 үшін
t (i) = 0,01 * (i-1);
егер (t (i) <1) u (i, :) = нөлдер (1,2);
else if (t (i) <10)
u (i, 1) = 1; u (i, 2) = 0;
басқа
u (i, 1) = 1; u (i, 2) = 1;
Соңы
Соңы
Соңы
лсим (G, u, t);
```

Модельдеу нәтижесі 3.30 (b) суретте келтірілген. Жүктеменің жоғарылауымен жиіліктің төмендейтінін байқауға болады. Содан кейін эталондық қуаттың жоғарылауымен жиілік номиналға қайтарылады.



Сурет 3.30: 1-қадамдық жауаптар мысал (a) және лсим модельдеу (b).

3.6.2 2-мысал: Екінші жиілікті басқарғаннан кейін қуатты бөлу

1-жағдай: Неліктен интегралды басқаруға байланысты энергияны бөлу керек? Екінші реттік жиілікті басқаратын генераторлар арасындағы қуатты бөлу бақылаудың интегралды кірістеріне сәйкес болуы керек: k_1: k_2: ...: k_n модельдеуді зерттеу нәтижелері бойынша.

Бұл құбылысты интуитивті түрде де түсінуге болады. Тұрақты немесе кваздық тұрақты күйдегі жиіліктер барлық жерде бірдей болғандықтан, уақыт аралығында олардың интегралдары бірдей болуы керек. Сондықтан, кірісті интегралды басқару үшін интегралды басқару нәтижелері пайдаға байланысты болады. Басқарудың интегралдық нәтижелері қуаттың бұйрығы болғандықтан, генераторлар осы бұйрықтарды орындап, интегралды пайдаға сәйкес қуаттарды бөледі.

Барлық жерде жиілік бірдей болады деген болжам негізгі болып табылады. Алайда біз модельдеудің жылдамдықтардың айырмашылығы бар екенін байқаймыз. Айырмашылықтар болжамды жоққа шығарады ма? Мәселені жақсы түсіну үшін тарату функциясы мен тізбекті талдау негізінде электр энергиясын бөлудің дәл алынуы келесідей берілген.

1-әдіс. Біріншіден, қуат ретін ΔP_c, ΔP_L және ротор бұрыштары арасындағы байланысты орнатайық. Егер турбиналық басқарушылардың динамикасын ескермесек, бізде келесі теңдеулер болуы керек.

$$\Delta P_{c1} - T\,(\Delta\delta_1 - \Delta\delta_2) = PF_1 \Delta P_L$$

$$\Delta P_{c2} + T\,(\Delta\delta_1 - \Delta\delta_2) = (1 - PF_1)\Delta P_L$$

(3.93)

Мұндағы PF_1 Gen-1 жүктеме қуатын бөлу пайызын белгілейді. Gen 2-ді бөлісу 1 - PF_1.

Әрі қарай басқару блогының диаграммаларын қарастырғаннан кейін келесі байланыс бар.

$\Delta P_{ci} = k_i \Delta\omega_i / s$ (3.94)

$\omega_0 \Delta\omega_i / s = \Delta\delta_i$ (3.95)

Сондықтан

$\Delta\delta_1 = \omega_0 \Delta Pc_1 / k_1$ (3.96)

$\Delta\delta_2 = \omega_0 \Delta Pc_2 / k_2$ (3.97)

Δδi-ны жоғарыдағы теңдеулермен (3.93) алмастырғанда, бізде:

$$\Delta P_{c1} - T\omega_0 \left(\frac{\Delta P_{c1}}{k_1} - \frac{\Delta P_{c2}}{k_2} \right) = \mathrm{PF}_1 \Delta P_L$$

$$\Delta P_{c2} + T\omega_0 \left(\frac{\Delta P_{c1}}{k_1} - \frac{\Delta P_{c2}}{k_2} \right) = (1 - \mathrm{PF}_1) \Delta P_L \qquad (3.98)$$

Тұрақты жағдайда, $\Delta Pc_2 = \Delta P_L - \Delta Pc_1$

$$\Delta P_{c1} - T\omega_0 \left(\frac{\Delta P_{c1}}{k_1} - \frac{\Delta P_L - \Delta P_{c1}}{k_2} \right) = \mathrm{PF}_1 \Delta P_L \qquad (3.99)$$

Соңында бізде болуы керек

$$\Delta P_{c1} = \frac{\mathrm{PF}_1 \Delta P_L - T\omega_0 \Delta P_L / k_2}{1 - T\omega_0 (\frac{1}{k_1} + \frac{1}{k_2})} \qquad (3.100)$$

$$= \frac{T\omega_0 k_1 - \mathrm{PF}_1 k_1 k_2}{(k_1 + k_2) T\omega_0 - k_1 k_2} \Delta P_L \qquad (3.101)$$

T = 1. k_1 және k_2 қалаған өткізу қабілеттілігіне ие болу үшін және бастапқы жиіліктік жауаптан бөліну үшін 0,1-1 аралығында болады. Ескерту, сонымен қатар ω_0 = 377 рад / с. Сондықтан $k_1 k_2 < T\ \omega_0 k1$ және $k_1 k_{2<} T\ \omega_0\ (k_1 + k_2)$.

Осы шартпен бізде бар

$$\Delta P_c = \frac{k_1}{k_1 + k_2} \Delta P_L \qquad (3.102)$$

2-әдіс Екінші әдіс Δ Pei = ΔPci тұрақты күйдегі қатынасын қолданады. Сонымен қатар, кез-келген уақытта (динамикалық немесе тұрақты)

$$\Delta P_{ci} = \left(\frac{1}{R_i} + \frac{k_i}{s} \right) \Delta\omega.$$

Сондықтан

$$\frac{\Delta P_{c1}}{\Delta P_{c2}} = \frac{\frac{1}{R_1} + \frac{k_1}{s}}{\frac{1}{R_2} + \frac{k_2}{s}} = \frac{k_1 + s/R_1}{k_2 + s/R_2} \qquad (3.103)$$

Тұрақты күйде қатынасы k1 / k2 болады.

2 жағдай: бір генератор екінші реттік жиілікті басқарумен, екіншісі жоқ. Бұл жағдайда тұрақты жиіліктің ауытқуы және әрбір генератордың қуаты ΔP_{e1} қандай екенін қарастырайық.

Біріншіден, тұрақты күйде интегралды басқару кірісі нөлге тең болуы керек. Сондықтан $\Delta\omega 1 = 0$. Жүйе өзара байланысты жүйе. Өзара байланысқан жүйе үшін тұрақты күйде барлық жерде жиіліктер бірдей. Сондықтан $\Delta\omega ss = 0$ немесе жүйенің жиілігі Gen-1 арқылы номиналға қайтарылады.

Екіншіден, қуатты бөлісу дегеніміз не? Gen 2 үшін, екінші реттік жиілікті басқару болмағандықтан, $\Delta P_{c2} = 0$. Қуат тәртібін өзгерту болмайды. Механикалық қуаттың өзгеруіне бірден-бір әсер ететін фактор - бұл құламалы басқару. Жиіліктің ауытқуы нөл болғандықтан, $\Delta Pm2 = -\Delta\omega / R = 0$.

Сондықтан, Gen1 жүктің барлық жоғарылауына назар аударады.

$$\Delta P_{e1} = \Delta P_L = \Delta P_{m1} - D_{1,1}\Delta\omega = \Delta P_{c1} - \Delta\omega/R_1 - D_{1,1}\Delta\omega = \Delta P_{c1} \quad (3.104)$$

Gen 1-дің қуат реті жүктеменің өзгеруін өтеу үшін көбейтіледі.

3.6.3 3-мысал: Егер кейбір аудандарда ағаттықты бақылау (ACE) болмаса не болады?

Екі ауданды жүйеге назар аударайық, 1-ші аймақ ACE басқаруымен, ал 2-ші аймақ ACE жоқ болса делік. Енді екі сценарийді бір-бірлеп қарастырайық: 1) бірінші сценарийде жүктеме жоғарылайды, $\Delta P_{L1} = 1$; 2) екінші сценарийде 2-ші ауданда ұлғаю байқалады, $\Delta P_{L2} = 1$. Тұрақты күйдің жиілігі toss не болады? 60 Гц болады ма? Екі аймақтағы екі генератордың арасында қуатты бөлу туралы не айтуға болады?

1-сценарий: $\Delta P_{L1} = 1$

Интегралды басқару кірісі тұрақты күйде нөлге тең болуы керек, 1-аймақтың ACE дабылы нөлге тең болуы керек. Сондықтан

$$ACE_1 = 0 = \Delta P_{12} + \beta_1\Delta\omega = \Delta P_{e1} - \Delta P_{L1} + \beta_1\Delta\omega. \quad (3.105)$$

Жоғарыда келтірілген теңдеуден, біз:

$$\Delta P_{e1} = -\beta_1\Delta\omega + \Delta P_{L1}. \quad (3.106)$$

2-ауданда ACE бақылауы жоқ. Демек, Gen 2-дің қуатының өзгеруі тек құлдырау мен сөндіруге байланысты:

$$\Delta P_{e2} = -\beta_2\Delta\omega. \quad (3.107)$$

Жүктің өзгеруі екі генератордың электр қуатымен өтеледі.

$$\Delta P_{L1} = \Delta P_{e1} + \Delta P_{e2} = -(\beta_1 + \beta_2)\Delta\omega + \Delta P_{L1} \quad (3.108)$$

Жоғарыда келтірілген теңдеуді дұрыс ету үшін $\Delta\omega = 0$. 1-ші бөлім жүктің барлық өзгеруіне назар аударады. 2-алаң ештеңе жасамайды.

$$\Delta P_{e1} = \Delta P_{L1} \quad (3.109)$$

$$\Delta P_{e2} = 0 \quad (3.110)$$

Егер 1-ші ауданда жүктеме жоғарыласа, жүйе тұрақты күйде номиналды жиілікке ие болады.

2-сценарий: $\Delta P_{L2} = 1$

Интегралды басқару кірісі тұрақты күйде нөлге тең болуы керек, 1-аймақтың ACE дабылы нөлге тең болуы керек. Сондықтан

$ACE_1 = 0 = \Delta P_{12} + \beta_1\Delta\omega = \Delta P_{e1} + \beta_1\Delta\omega.$ (3.111)

Жоғарыда келтірілген теңдеуден, біз:

$\Delta P_{e1} = -\beta_1\Delta\omega.$ (3.112)

2-ауданда ACE бақылауы жоқ. Демек, Gen 2-дің қуатының өзгеруі тек құлдырау мен сөндіруге байланысты:

$\Delta P_{e2} = -\beta_2\Delta\omega.$ (3.113)

Жүктің өзгеруі екі генератордың электр қуатымен өтеледі.

$\Delta P_{L2} = \Delta P_{e1} + \Delta P_{e2} = -(\beta_1 + \beta_2)\Delta\omega$ (3.114)

Осыны жасау үшін Δω = - ΔPL2 \ β1 + β2. 1-ші және 2-ші аудандар құламалар мен демпингке негізделген, немесе β.

$$\Delta P_{e1} = \frac{\beta_1}{\beta_1 + \beta_2}\Delta P_{L2} \qquad (3.115)$$

$$\Delta P_{e2} = \frac{\beta_2}{\beta_1 + \beta_2}\Delta P_{L2} \qquad (3.116)$$

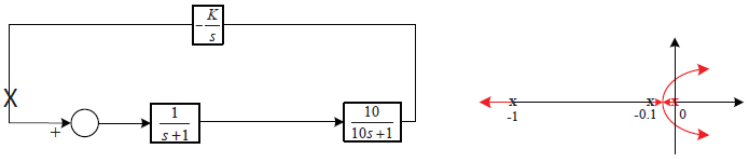
Егер 2-ші ауданда жүктеме өссе, жүйе жиіліктің төмендеуін сезінеді. Бүкіл жүйе, егер бір аймақ ACE басқаруымен жабдықталмаған болса, бірақ жүктеме өзгеретін болса, онда AGC басқару орнатылмаған сияқты жұмыс істейді.

3.6.4 4 мысал: Жүйенің тұрақтылығына құлдыраулардың әсері

Екінші жиілікті басқару қосылған кезде құлама пайдасыз болып көрінеді. Тұрақты күйдегі номиналды жиілік жағдайында құлама нөлдік қуат береді. Сонымен тамақты алып тастаймыз ба?

Жауап жоқ. Егер құлдырауларды алып тастасақ, жүйе тұрақсыз болады. Тербелістер басталады. 3.31-суретте құлдырау орнында болмаған кезде жүйенің түбірлік орналасуы көрсетілген. Жабық цикл жүйесі X жерде ашылады. Тұйық цикл жүйесі кері байланыс жүйесі ретінде қарастырылады. Сондықтан ашық жүйенің беріліс функциясы болып табылады

$$\frac{1}{s+1}\frac{10}{10s+1}\frac{K}{s}.$$



3.31-сурет: жүйеде құлдырау бақылауы болмаған кезде түбірлік локализациялау.

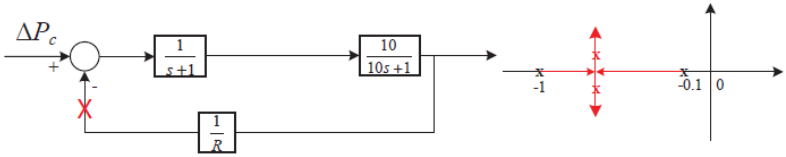
Үш полюстері бар: 0, −1, −0.1. Түбірлік локалдың эскизі, жабық циклдық жүйенің екі полюсі K өскенде 0 және .10.1-ден RHP-ге

жылжиды. Жоғарыда аталған жүйе үшін жүйенің тұрақты болуы үшін K 0,11-ден төмен болуы керек.

Бұл мысал, жүйенің орнықты болуы үшін генератор үшін интегралды басқарудың пайдасы күрт азайтылуы керек екенін көрсетеді. Бұл қайталама жиілікті басқаруды баяулатады.

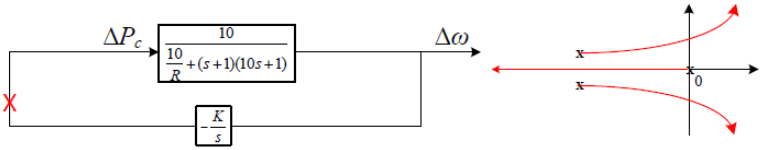
Бақылауды басқарудың әсері екі сатыда түсіндіріледі. Біріншіден, біз интегралды жиілікті басқаруды қарастырмаймыз және интегралды бақылаусыз жүйеге құлама бақылаудың әсерін қарастырамыз. 3.32 суреттегі тұйық контурлы жүйе үшін жүйе X күйінде ажыратылады. Ашық жүйеде $\frac{1}{s+1}\frac{10}{10s+1}\frac{1}{R}$. берілісі бар. $\frac{1}{s+1}\frac{10}{10s+1}$ үшін түбірлердің нобайы 3.32 суретте көрсетілген. Бақылау жүйесі бар тұйық жүйеде екі күрделі біріктірілген тірек болады. Егер R = 0.05 болса, онда 1 / R = 20 және тұйық тіректер −0,5500 ± j4.4494-де орналасады.

Тұйық жүйенің беру функциясы $\frac{10}{\frac{10}{R}+(s+1)(10s+1)}$.



3.32-сурет: Тек құлдырауы бар жүйе.

Соңында интегралды бақылауды қарастырамыз. Жүйе 3.33 суретте көрсетілген. Жүйені X күйінде ашыңыз. Түбірлік локалдың эскизі 3.33 суретте көрсетілген. Бұл жүйе үшін, егер R = 0,05 болса, K максималды мәні түбірлік локалдың негізінде 22 құрайды.



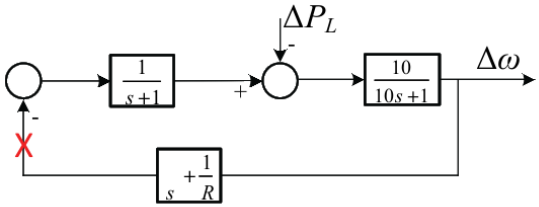
3.33 сурет: Тамырмен басқару жүйенің тұрақтылығын арттырады.

Ескертпелер: құлдырауы бар жүйе орнықты. Басқарудың интегралды пайдасы едәуір көп болуы мүмкін. Жүйенің тұрақты болуы үшін басқарудың интегралды пайдасы аз болуы керек.

Келесіде интегралдық бақылау үшін K үлкен пайдасы тұрақсыздықты тудыруы мүмкін екенін қарастырамыз. Бұл 3.33 суретте көрсетілгендей, K үлкен пайдасы тұйықталған жүйенің полюстерінің RHP-ге ауысуына әкеледі. Мұнда түсіндіруге балама тәсіл қолданылады. Интегралды басқару және құлдырауды басқару 3.34-суретте көрсетілгендей K \ s + 1

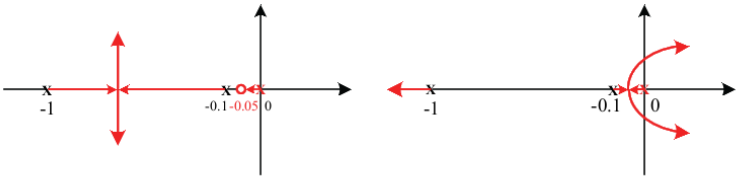
\ R түрінде жинақталады. Нәтиже нөлдік пен полюсті бастапқы нүктеге енгізу болып табылады.

Жаңадан енгізілген нөл 0-ге тең полюсті тартады, ал қалған екі тұйықталған жүйелік полюстер −0.1 және 1.0 аралығында орналасады.



$$\frac{K}{s}+\frac{1}{R}=\frac{K+\frac{1}{R}s}{s}=\frac{\frac{1}{R}(s+KR)}{s}$$

K = 1, R = 0,05. нөл -0.05-те



Нөлмен *Нөл жоқ*

3.34 сурет: Тамырмен басқару жүйенің тұрақтылығын арттырады.

Үлкен K нөлдік RK-ні солға жылжытады. Асимптоттардың бастапқы нүктесі полюстер мен нөлдерге байланысты:

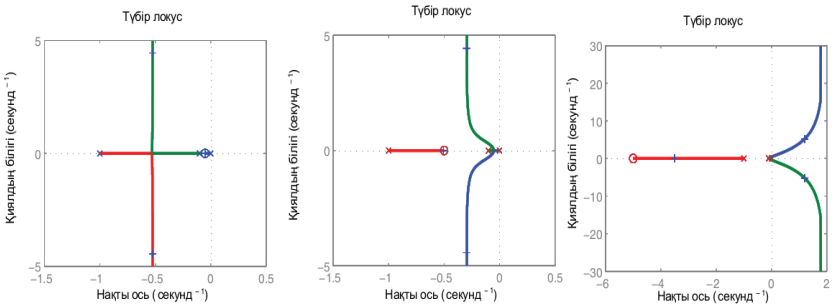
$$s_0=\frac{\sum p_i-\sum z_i}{n-m} \quad \text{ауырлық центрі ережесі.} \qquad (3.117)$$

мұндағы pi - полюстер, zi - нөлдер, n - полюстер саны, m - нөлдердің саны.

Үлкен пайда s0-ны RHP-ге бағыттайды. Әр түрлі интегралдық бақылау кірісі бар мысал жүйесінің түбірлік орналасуы 3.35 суретте көрсетілген. Кресттер тұйықталған жүйенің полюстерінің позициясын көрсетеді, егер

$\frac{1}{s}\frac{10}{10s+1}\frac{s+kR}{s}$ циклдың пайдасы 20-ға тең болса (1 / R = 20 болғандықтан). 3.35 суретте үлкен K жүйенің тұрақсыздығын тудыратыны көрсетілген. K = 1 және K = 10 болған кезде жүйеде LHP-де орналасқан тұйық тіректер бар. K = 100 болғанда, жүйеде RHP орналасқан полюстер бар.

```
s = tf ('s');
k = [1,10,100];
i = 1: 3 үшін;
P (i) = 1 / s / (s + 1) / (s + 0.1) * (s + k (i) * 0,05); Соңы
i = 1: 3 үшін
сан (i);
рлок (P (i)); күте тұру;
x = рлок (P (i), 20);
сюжет (нақты (x), имидж (x), 'b +');
Соңы
```



(a) $K = 1$. (b) $K = 10$. (c) $K = 100$.

3.35-сурет: K. K = 1, K = 10, K = 100 әсері. Үлкен K жүйенің тұрақсыздығын тудырады.

3.6.5 5-мысал: Неліктен алыс қашықтыққа берілістер тербелістерді жоғарылатады?

3.27-суретте келтірілген модельдеу нәтижелерінде, екі қашықтықтағы электр желілерімен қосылған екі аймақтық жүйе екі генератор бір жүктемеге қызмет ететін жүйенің модельдеу нәтижелерімен салыстырғанда электр желісі мен электр энергиясының ағынында көбірек тербелістерді көрсетеді. Осы екі жағдай үшін біз электр қуатының өрнектерін қарастыра аламыз. Қалааралық жағдайда:

$$P_{e1} = \frac{E_1 E_2}{X} \sin(\delta_1 - \delta_2) + P_{L1} \tag{3.118a}$$

$$P_{e2} = -\frac{E_1 E_2}{X} \sin(\delta_1 - \delta_2) + P_{L2} \tag{3.118b}$$

Бір жүктеме жағдайында қызмет ететін екі генераторда:

$$P_{e1} = P_{e1}^1 + P_{e1}^2 = \frac{E_1 E_2}{X_1 + X_2} \sin(\delta_1 - \delta_2) + \frac{1}{2} P_L \qquad (3.119a)$$

$$P_{e2} = P_{e2}^1 + P_{e2}^2 = \frac{E_1 E_2}{X_1 + X_2} \sin(\delta_2 - \delta_1) + \frac{1}{2} P_L \qquad (3.119b)$$

Жүктеме жағдайында жұмыс жасайтын екі генератор үшін ΔPm = 0 қабылдай отырып, Δ (δ1 - δ2) динамикасын қарастырыңыз:

$$\frac{d}{dt}\Delta(\delta_1 - \delta_2) = \omega_0(\Delta\omega_1 - \Delta\omega_2)$$
$$\frac{d}{dt}\Delta(\omega_1 - \omega_2) = -\left(\frac{T}{2H_1} + \frac{T}{2H_2}\right)\Delta\delta_{12} - \left(\frac{\Delta P_L}{4H_1} - \frac{\Delta P_L}{4H_2}\right) - \frac{D_{1,1}\Delta\omega_1}{2H_1} - \frac{D_{1,2}\Delta\omega_2}{2H_2} \qquad (3.120)$$

қайда $T = \frac{E_1 E_2}{X_1 + X_2} \cos(\delta_2^0 - \delta_1^0)$.

Егер H1 = H2 болса, ротордың бұрыштық айырмашылық динамикасы үшін ΔPL әсерін елемеуге болады. Екінші жағынан, егер H1 H2-ге тең болмаса, ΔPL қолданылады. Бұл тербелістерді тудырады. Әсері қалааралық байланыс сияқты. Бұл әртүрлі мөлшердегі екі генератордың себебі, біз оларды бірдей автобусқа жүктемейміз.

Қалааралық байланысы бар екі аймақтық жүйе үшін, егер жүктеу 1 және жүктеме 2 әсері әрқашан қолданылады, егер ΔPL1 6 =\ ΔPL2 болса:

$$\frac{d}{dt}\Delta(\delta_1 - \delta_2) = \omega_0(\Delta\omega_1 - \Delta\omega_2)$$
$$\frac{d}{dt}\Delta(\omega_1 - \omega_2) = -\left(\frac{T}{2H_1} + \frac{T}{2H_2}\right)\Delta\delta_{12} - \left(\frac{\Delta P_{L1}}{2H_1} - \frac{\Delta P_{L2}}{2H_2}\right) - \frac{D_{1,1}\Delta\omega_1}{2H_1} - \frac{D_{1,2}\Delta\omega_2}{2H_2} \qquad (3.121)$$

қайда $T = \frac{E_1 E_2}{X} \cos(\delta_2^0 - \delta_1^0)$.

Сондықтан, біз екі желі үшін генераторлардың электр қуатында тербелістерді байламды корпусы бар (3.27-сурет) жүктеме корпусына қызмет ететін екі генератормен салыстырғанда (3.23-сурет) байқаймыз. Екі жағдайда да, жүйедегі екі генераторда H инерция және демпфер D1 бірдей болады деп есептейміз

Жаттығулар

1. 1-мысалда параметрлерді қолданыңыз 3.29-сурет. Жалғыз генераторға қызмет ететін жүйе үшін сызықтық жүйенің моделін алыңыз және үлгіні MAT-LAB / Simulink-ке салыңыз. Δ PL = 0,1 үшін Δω = −0.2 болатын ығысуды табыңыз.

- Тек бастапқы жиілікті басқарумен жүйенің өткізу қабілеттілігін табыңыз.
- Жүктеме жоғарылауының 0,1 қадамына байланысты жүйенің жиілігін динамикалық модельдеуді қамтамасыз етіңіз.
- • Δω-ны нөлге келтіру үшін ΔPc көрсетіңіз.

- • Жүктеме өзгеретін кезде жүйенің жиілігін номиналға келтіру үшін екінші жиілікті басқаруды жасаңыз. Жиілікті номиналға 100 секундтан кем қайтару үшін интегралдық блоктың пайдасын таңдаңыз. Тұрақты күйде Δ + Рс мәнін табыңыз және бұл мән алдыңғы есептеуге сәйкес келетіндігін тексеріңіз. Δω және ΔРс динамикалық жауаптарын беріңіз.
- • Интеграциялық блоктың пайдасын арттыру тұрақсыздыққа әкеледі. Табыстың шекті мәнін табыңыз. Шекті кірісті аналитикалық жолмен табу үшін талдау процедурасын белгілеңіз. Тұспал: түбірлік жергілікті әдісті қолдануға болады.

2. 3-мысалда параметрлерді қолданыңыз. MATLAB / Simulink-те екі аймақты өзара байланыс жүйесінің сызықтық моделін құрыңыз. Әр аудан жүктемесі бар генератордан тұрады. 100 МВт жүктеменің өзгеруі 1-ауданда орын алады.

- ACE тұрақты күйінің мәндерін, Гц жиіліктегі тұрақты жиілікті, тек бастапқы жиілікті басқаратын жүйеге уақыттық домендік модельдеу арқылы әр аудан үшін МВт-тегі ағынның өзгеруін көрсетіңіз. Мәндер есептеуге сәйкес келетінін тексеріңіз.
- • Әрбір аймақ үшін екінші реттік жиілікті басқаруды ойластырыңыз және жиілік пен байланыстың қуат ағыны номиналдыға оралатынын көрсетіңіз. Модельдеу нәтижелерін ұсыныңыз.

4-тарау Синхронды генератор модельдері

Бұл тарауда тұрақты күйдегі модельдер мен синхронды генератордың динамикалық модельдері ұсынылады. Дөңгелек роторлы генератор үшін тұрақты күйдегі модель синхронды реакцияның артындағы кернеу көзі ретінде ұсынылуы мүмкін. Көрінетін генератор үшін мұндай қарапайым сұлба мүмкін емес. Оның орнына, терминалдық кернеу, ішкі кернеу мен ток арасындағы қатынасты көрсету үшін фасорлық диаграмма көбірек қолданылады.

Синхронды генератордың электромагниттік динамикасы Фарадей заңымен өрнектелетін тізбектің кернеуі мен xx байланысымен байланысты. Синхронды генератордың динамикалық модельдері ротордың тірек жақтауында немесе dq-сілтемелік жақтауда көрсетілген. Бұл тірек шеңбері тұрақты күйде номиналды жылдамдықпен айналады. Dq-сілтемелік жақтауда синхронды генераторды модельдеу өте маңызды әдіс. Айнымалы мәндерді abc жақтауынан dq жақтауына айналдыру - бұл әйгілі Парктің өзгеруі. Парктің 1929 жылғы паркі (1929) 2000 ж. XX ғасырда энергетикада Азаматтық қағаздар бойынша екінші орынға ие болды Хейд және басқалар. (2000), Fortescue симметриялы компоненттік теориясы бойынша 1918 жылы Fortescue жасаған өмірлік қағаздағы сүзгіден кейінгі екінші (1918).

Парктің түрленуі синхронды немесе асинхронды машиналарды талдауда қолданылды. Трансформация арқылы статор айнымалысы ротордың тірек рамасында көрінеді. Негізгі артықшылығы - уақыт өзгермелі индуктивтіліктері бар тиісті дифференциалдық теңдеулер уақыттың өзгермейтін коэффициенттері бар сызықты дриэнциалдық теңдеулерге айналуы.

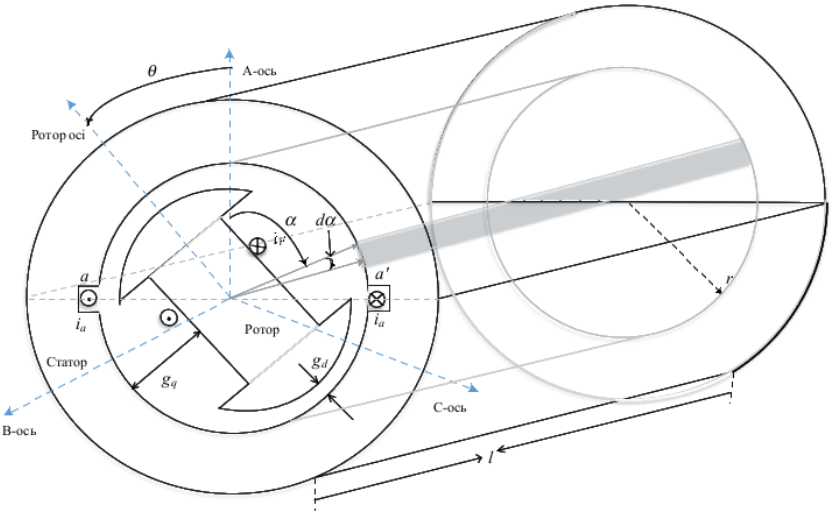
Парктің түрлендірілуін классикалық мәтіндерде өңдеу, мысалы, Берген және Виттал (2009), Краусе (1986), нақты домендегі P (матрица = Piabc) матрицасына сүйенеді. Бұл мәтінде ғарыштық вектор ұғымы енгізіліп, тірек конверсиясында қолданылады. Ғарыштық векторлық тұжырымдаманы енгізу тұрақты және динамикалық модельді деривациялау процедурасына әкеледі.

4.1 Генератордың тұрақты күйдегі тізбек моделі

Генератордың тұрақты тізбек моделі суперпозиция принципіне негізделген. Біріншіден, біз ротордың тек ux деп санаймыз. Сонда біз тек статор тогын ғана есептейміз (арматура реакциясы). Содан кейін екі электр сұлбасы модельді, ал одан әрі фазалық диаграмманы және күш өрнектерін алу үшін біріктіріледі.

4.1.1 Ротордың қоздыру тогынан туындаған ішкі кернеу

Роторы екі полюсті синхронды генератордың көлденең қимасы 4.1 суретте көрсетілген.



Сурет 4.1: Синхронды генератордың қимасы және Гаусси беті.
θ - ротордың тірек осіне қатысты орналасуы.

Ротор сұлбасы тұрақты ток қозғау кернеуімен қозғалады v_F және ток i_F. Ротор ω жылдамдықпен айналады. Бұл тұрақты ток қозғалыспен бірге ауа саңылауындағы қозғалмалы толқын пішінін құрайды. Егер біз Ампер заңын қолданатын болсақ, онда ауа саңылауындағы күш пен ығысуды анықтай аламыз.

$$\oint_{\Gamma} H dl = N_F i_F \tag{4.1}$$

мұндағы H - магниттік беріктік, Г - байланыстырушы жол, NF - ротор орамаларының саны. Ауа саңылауының магниттік өткізгіштігі ротор мен статордағыға қарағанда әлдеқайда аз. Сондықтан, егер жолды екі бөлікке бөлсек (ауа саңылауы Г1 және ауа арасындағы қашықтық Г2):

$$\begin{aligned} N_F i_F &= \int_{\Gamma_1} \frac{B}{\mu_0} dl + \int_{\Gamma_2} \frac{B}{\mu} dl \\ &\approx \int_{\Gamma_1} \frac{B}{\mu_0} dl \qquad \text{since } \mu \quad \mu_0 \\ &= 2 g_d \frac{B}{\mu_0} \end{aligned} \tag{4.2}$$

мұндағы B - density ux тығыздығы, gd - ротордың x ux сызығындағы ауа саңылауы. Дөңгелек ротор үшін ауа арасындағы қашықтық біркелкі болады. Көрінетін ротор үшін ауа арасындағы қашықтық біркелкі емес.

Алайда, ротордың өзінде де, gd - бұл редукторлы қашықтық, өйткені бұл ротордың x ux сызығындағы ауа саңылауы.

Жоғарыда келтірілген қатынас магниттік сызықты деп болжам жасайды, сондықтан

$$\mu H = B. \qquad (4.3)$$

Ауа тығыздығындағы flx тығыздығының шамасын келесідей табуға болады

$$B = \frac{\mu_0}{2g_d} N_F i_F.$$

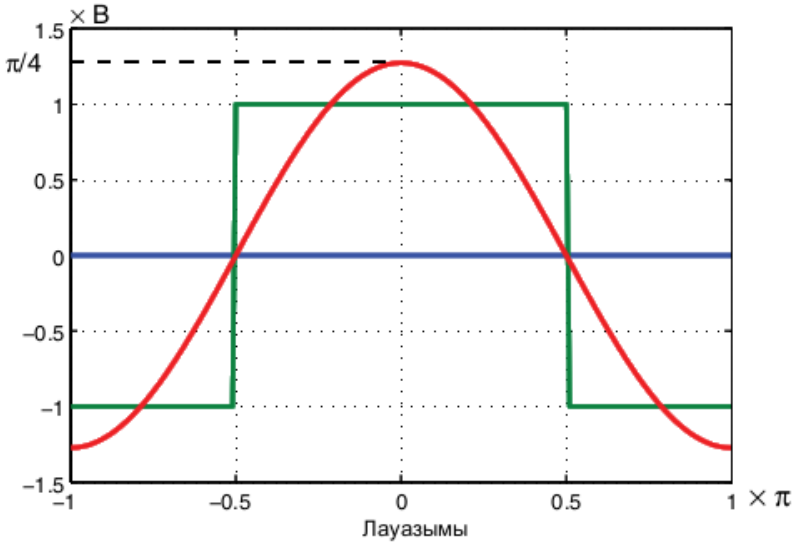
Ауа саңылауында fl ux тығыздығы бірдей болады және бағыты бірдей болады (ротордан $\frac{-\pi}{2}$ -ден $\frac{\pi}{2}$ -ге дейін, ротордың орналасуына байланысты, роторға қалған қалыпқа көшу. 4.2-суретті қараңыз). Теріс бағытта жүріп, xx сызықтары үшін оң бағыт ретінде шығамыз.

Теріс бағытта жүріп, xx сызықтары үшін оң бағыт ретінде шығамыз.

Квадраттық толқын пішінінің фундаменталды толқынының амплитудасы 1-ге тең 4

π/4 (4.2-суретті қараңыз). Сондықтан density ux тығыздығының негізгі компонентінің амплитудасы болады.

$$B = \frac{4}{\pi} \frac{\mu_0}{2g_d} N_F i_F. \qquad (4.4)$$



Сурет 4.2: Ауа саңылауындағы сұйықтықтың тығыздығы және fl ux тығыздығының фундаменталды толқыны. Позиция ротордың осіне қатысты.

Енді екінші болжамды ұсынамыз. Машиналар ауа саңылауында синусоидалы fl у таралуы үшін жасалған. Сондықтан ауа саңылауында, тірек осінен α бұрышпен белгіленген кездейсоқ позицияда fl ux тығыздығы келесідей өрнектеледі:

$$B_F(\alpha) = B\cos(\alpha - \theta) = \frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g_d}N_F i_F \cos(\alpha - \theta), \qquad (4.5)$$

мұндағы θ - ротордың рулон немесе ротордың орналасуы. F жол мәтіні роторды белгілеу үшін қолданылады, өйткені келесі бөлімдерде басқа элементтер енгізіледі.

Енді біз статордың фазалық катушкасын қарастырамыз және B_F роторының арқасында $\lambda_{aa'}$ байланыстыратын studyaa байланысын зерттейміз. «Екінші деңгей» үшін біз Гаусс кеңістігіндегі $\lambda_{aa'}$ саңылауында aa' катушкасымен қамтылған барлық ух-ны есептеуіміз керек. Тығыздық әр жерде әр түрлі болғандықтан, интеграция қолданылады.

Алдымен кішкене dα бұрышына сәйкес келетін Гауссий бетінің сапарын тексеріңіз. Бетінің ауданы rldα. Тиісті fl ux тығыздығы - B cos (α − θ).

Әрі қарай −π / 2-ден π / 2-ге дейін интеграцияны жүргіземіз.

$$\begin{aligned}\phi_{aa'} &= \int_{-\pi/2}^{\pi/2} B\cos(\alpha - \theta) rl d\alpha \\ &= 2rlB\cos\theta\end{aligned} \qquad (4.6)$$

Aa0-пен байланысқан xx байланысы - N фазасы орамасының саны сияқты Nφaa0 және N.

$$\begin{aligned}\lambda_{aa'} &= 2NrlB\cos\theta \\ &= \underbrace{2Nrl\frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g_d}N_F}_{M_F} i_F\cos\theta = M_F i_F \cos\theta\end{aligned} \qquad (4.7)$$

мұндағы MF жоғарыда анықталған және өзара индуктивтілік деп аталады.

Сол сияқты, егер біз bb0 және cc0 катушкаларымен байланысқан байланыстарды анықтағымыз келсе, онда интеграция статор катушкаларын бөлуге негізделген $\left[\frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{2}, \frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2}\right]$ және $\left[\frac{4\pi}{3} - \frac{\pi}{2}, \frac{4\pi}{3} + \frac{\pi}{2}\right]$ ауқымында болуы керек. Статордың катушкалары bb0 фазасы aa0 фазасынан 120 градусқа, cc0 фазасы bb0 120 градустан озық болатындай етіп орналастырылатындығын ескеріңіз.

$$\lambda_{bb'} = N\int_{\frac{2\pi}{3}-\frac{\pi}{2}}^{\frac{2\pi}{3}+\frac{\pi}{2}} B\cos(\alpha-\theta)rld\alpha$$
$$= 2NrlB\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{4.8}$$

$$\lambda_{cc'} = N\int_{\frac{4\pi}{3}-\frac{\pi}{2}}^{\frac{4\pi}{3}+\frac{\pi}{2}} B\cos(\alpha-\theta)rld\alpha$$
$$= 2NrlB\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{4.9}$$

Фарадей заңына сүйене отырып, әр түрлі байланыстырушы байланыс EMF немесе кернеуді тудырады, мысалы, $e_{a'a} = \frac{d\lambda_{aa'}}{dt}$. Сонымен қатар, еа'а қолданудың орнына, генераторды генератордан шығатын токтары бар кернеу көзі ретінде қарастыра отырып, кернеу ретінде еаа' қолданамыз. Демек, бізде бар

$$e_{aa'} = -\frac{d\lambda_{aa'}}{dt} = \dot{\theta}M_F i_F \sin\theta = \omega M_F i_F \cos\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right). \tag{4.10}$$

Жылдамдық ω_0 және $\theta = t_0t + \theta_0$ болған кезде номиналды жағдайды ескере отырып, бізде ішкі кернеу еаа0 және E_a phasor сәйкес келеді

$$e_{aa'} = -\frac{d\lambda_{aa'}}{dt} = \dot{\theta}M_F i_F \sin\theta = \omega M_F i_F \cos\left(\omega_0 t + \theta_0 - \frac{\pi}{2}\right),$$
$$\overline{E}_a = \frac{\omega M_F i_F}{\sqrt{2}} e^{j(\theta_0 - \frac{\pi}{2})}. \tag{4.11}$$

Деме $\delta = \theta_0 - \frac{\pi}{2}$, содан кейін

$$\overline{E}_a = \frac{\omega M_F i_F}{\sqrt{2}} e^{j\delta} \tag{4.12}$$

θ_0 - ротор осінің (d-осінің) тірек осіне (статикалық) қатысты бастапқы позициясы және δ - сілтеме осіне қатысты квадрат-осінің (q-осінің) бастапқы орны.

4.1.2 Дөңгелек роторлы генератордың арматуралық реакциясы

Бұл бөлімде fl ux роторы суретте жоқ. Іа,,, іс және үш фазалы статор токтарын тек ff x және EMF түзуде қарастырамыз.

Токтар теңдестірілген үш фазалы токтар болып табылады

.

$$i_a = I_m\cos(\theta_a)$$
$$i_b = I_m\cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{4.13}$$
$$i_c = I_m\cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Ауа ауыткуы бірқалыпты делік. i_F ротор тогының әсерінен тығыздықты есептеу кезінде қабылданған техниканы қолдана отырып, фаза үшін i_a ux тығыздығын ауа кеңістігінің кез келген жерінде есептей аламыз. Әрі қарай, i_b ux тығыздығын өрнекті i_b және i_c-ке байланысты кеңейте аламыз.

$$
\begin{aligned}
B_a(\alpha) &= \frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g}Ni_a\cos\alpha \\
B_b(\alpha) &= \frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g}Ni_b\cos\left(\alpha-\frac{2\pi}{3}\right) \\
B_c(\alpha) &= \frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g}Ni_c\cos\left(\alpha+\frac{2\pi}{3}\right)
\end{aligned}
\tag{4.14}
$$

мұндағы α - а-осіне қатысты ауа саңылауындағы орын.

Жоғарыда келтірілген өрнек әуе саңылауында Ba максималды немесе минималды градус деңгейінде болады (а-ось), Bb максимум немесе минимум 1200 (b-ось) болады, Bc максимум немесе минимум болады −1200 (с-осі).

Токтар уақытқа байланысты. Сондықтан ағынның тығыздығының мөлшері уақытқа байланысты да өзгереді. Біріктірілген ағынның тығыздығы – бұл

$$
\begin{aligned}
B_{ar}(\alpha) &= B_a(\alpha)+B_b(\alpha)+B_c(\alpha) \\
&= \frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g}NI_m\left(\cos\theta_a\cos\alpha+\cos\left(\theta_a-\frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\alpha-\frac{2\pi}{3}\right)\right. \\
&\left.+\cos\left(\theta_a+\frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\alpha+\frac{2\pi}{3}\right)\right) \\
&= \frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g}N\frac{3}{2}I_m\cos(\alpha-\theta_a)
\end{aligned}
\tag{4.15}
$$

Жол асты арматура реакциясы туралы жазады.

Егер біз бұл өрнекті төменде көрсетілгендей iF жасаған x ux тығыздығымен салыстыратын болсақ, онда үш фазалы теңгерімді статор ағындарының (ia, ib, ic) e ect e екенін түсінеміз.

$$
B_F(\alpha) = \frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g_d}N_F i_F\cos(\alpha-\theta), \tag{4.16}
$$

дөңгелек роторлы генератордың біркелкі ауа саңылауында) айналу жиілігі электр жиілігімен бірдей ротордағы 3777 тұрақты ток роторындағы токпен бірдей.

Ескерту: Айналмалы магниттік доңғалақ - бұл электр машинасындағы ең маңызды ұғым. Ол ротор айналатын тұрақты ротор тогымен немесе статикалық статорлары бар үш фазалы теңгерімді статор токтарымен құрылуы мүмкін.

Бұрынғы бөлімде ұқсас әдісті қолдана отырып, aa0 статор катушкасымен байланысқан, байланыстыру әдісі:

$$\lambda_{ar} = \underbrace{2Nrl\frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g}N\frac{3}{2}}_{L_{s1}} I_m \cos(\theta_a) \qquad (4.17)$$
$$= L_{s1} i_a$$

Индукцияланған ЭҚК v_{ar} келесі түрде көрсетілуі мүмкін:

$$v_{ar} = -\frac{d\lambda_{ar}}{dt} = -L_{s1}\frac{di_a}{dt}. \qquad (4.18)$$

4.1.3 Дөңгелек роторы бар генератор сұлбасы, фазалық диаграмма, қуат және айналу кезеңі

Ротор х ux және арматура реакциясын бірге қосқанда, ауа ағынының gap ux болуына байланысты аа0 байланыстырылған fl ux байланысын табуға болады:

$$\lambda_{ag} = \underbrace{M_F i_F \cos\theta}_{\lambda_{aa'}} + \underbrace{L_{s1} i_a}_{\lambda_{ar}}. \qquad (4.19)$$

мұндағы $\lambda_{aa'}$ - ротор тогының әсерінен ағын байланысы, λ_{ar} - статор токтары немесе арматура реакциясы салдарынан fl ux байланысы.

Тиісті ауа саңылауының кернеуі v_{ag}

$$v_{ag} = -\frac{d\lambda_{ag}}{dt} = \omega M_F i_F \sin\theta - L_{s1}\frac{di_a}{dt} \qquad (4.20)$$

Егер номиналды шартты және тұрақты күйдегі өрнекті қарастыратын болсақ, онда ағындық байланыстар келесідей өрнектеледі.

$$\begin{aligned} \lambda_{aa'}(t) &= M_F i_F \cos(\omega_0 t + \delta + \pi/2) \\ \lambda_{ar}(t) &= L_{s1} I_m \cos(\omega_0 t + \theta_{a0}) \\ \lambda_{ag}(t) &= \lambda_{aa}(t) + \lambda_{ar}(t) \end{aligned} \qquad (4.21)$$

Жалпы ауа саңылауы flx байланыстыруынан туындаған кернеу келесідей.

$$\begin{aligned} v_{ag}(t) &= \omega_0 M_F i_F \sin\theta + \omega_0 L_{s1} I_m \sin\theta_a \\ &= \omega_0 M_F i_F \sin(\omega_0 t + \theta_0) + \omega_0 L_{s1} I_m \sin(\omega_0 t + \theta_{a0}) \\ &= \omega_0 M_F i_F \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \pi/2) + \omega_0 L_{s1} I_m \cos(\omega_0 t + \theta_{a0} - \pi/2). \end{aligned} \qquad (4.22)$$

Ағындық байланыстардың фазалық байланысы келесідей өрнектеледі:

$$\begin{aligned} \overline{\lambda}_{ag} &= \overline{\lambda}_{aa'} + \overline{\lambda}_{ar} = \frac{M_F i_F}{\sqrt{2}} e^{j(\delta+\pi/2)} + L_{s1}\overline{I}_a \\ &= j\frac{\overline{E}_a}{\omega_0} + L_{s1}\overline{I}_a. \end{aligned} \qquad (4.23)$$

Кернеу мен токтың фазалық қатынасы келесідей өрнектеледі:

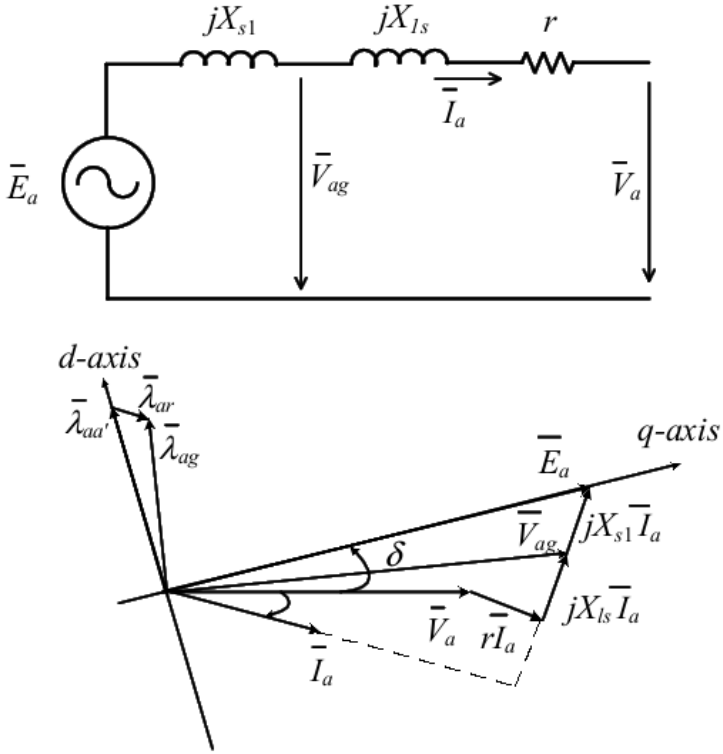
$$\overline{V}_{ag} = \frac{\omega_0 M_F i_F}{\sqrt{2}} e^{j(\theta_0 - \pi/2)} + X_{s1} \frac{I_m}{\sqrt{2}} e^{j(\theta_a - \pi/2)}$$
$$= E_a e^{j\delta} - jX_{s1} \frac{I_m}{\sqrt{2}} e^{j\theta_a} \qquad (4.24)$$
$$= \overline{E}_a - jX_{s1}\overline{I}_a.$$

мұндағы $X_{s1} = \omega_0 L_{s1}$.

Егер статордың кедергісі мен ағып кету реакциясы қарастыратын болсақ, онда келесі өрнек бар.

$$\overline{E}_a = \overline{V}_a + (r + jX_{ls} + jX_{s1})\overline{I}_a = \overline{V}_a + (r + jX_s)\overline{I}_a \qquad (4.25)$$

мұндағы Xs синхронды реакция деп аталады.



4.3 сурет: Дөңгелек роторлы генератор сұлбасының моделі және фазалық диаграмма.

Дөңгелек роторлы генератордың сұлбасы және фазалық диаграммасы 4.3 суретте көрсетілген. Біз dq осьтерін енгізе бастаймыз. Dq осьтері 3-тарауда айтылған және 3.1 суретте көрсетілген. 4.1-суретте көрсетілген

ротор осі тікелей ось немесе d-ось деп аталады. Квадратураның осі немесе q-осі d осін 90 градусқа қалдырады. Фасорлық диаграммада q-осі ішкі кернеудің бағытын белгілеу үшін қолданылады, ал d осін ротордың фазалық бағытын белгілеу үшін қолданады.

Терминал кернеуі мен ток фазаларын ескере отырып, біз ішкі кернеуді Еа және оның фазалық бұрышын δ аламыз. Генератор беретін белсенді қуатты r елемегенде оңай табуға болады.

$$P_a = \frac{E_a V_a}{X_s} \sin\delta \qquad (4.26)$$

егер терминал кернеуінің фазалық бұрышы нөлге тең болса

$$v_a(t) = \sqrt{2} V_a \cos(\omega_0 t).$$

Сонда δ - бұл екі кернеулі фазсорлардың арасындағы бұрыштың бөлінуі Еа және Va.

4.1.4 Лентц заңының мысалы

Лентц заңы бойынша, егер түпнұсқа UM ЭҚК қоздырса және осы ЭҚК байланысты ток тудыруы мүмкін болса, онда ток бастапқы “ux” әлсіреететін fl ux түзеді. Мұны терминал шинасының қысқа тұйықталу мысалы жақсы түсіндіреді.

Генератордың терминалды шинасы қысқа тұйықталған кезде, егер қарсылықты елемейтін болсақ, онда бізде f-фаза, арматура x ux байланыс фазасы және q-осіне сілтеме жасайтын ротор-у фазасы болады.

$$\overline{E}_a = E_a, \qquad (4.27)$$

$$\overline{\lambda}_{aa'} = j\frac{E_a}{\omega}, \qquad (4.28)$$

$$\overline{I}_a = \frac{E_a}{jX_s} = -j\frac{E_a}{X_s}, \qquad (4.29)$$

$$\overline{\lambda}_{ar} = L_s\overline{I_a} = -jL_s\frac{E_a}{X_s} = -j\frac{E_a}{\omega}. \qquad (4.30)$$

Демек, арматура fl ux ротордың ағынын болдырмайды. Жалпы ауа саңылауының ағыны нөлге тең.

4.2 Ғарыштық вектор ұғымы

Бұл бөлімде біз кең машина мен күштік электроникада кеңінен қолданылатын ғарыштық вектор ұғымын қарастыра бастаймыз. Оқырмандар сезіне алатындай, бұл ұғым айналмалы магниттік ойдан шыққан. Алдыңғы бөлімде жүргізілген талдау негізінде екі маңызды шешім бар.

1. Айналымдағы тұрақты қоздыру тогының әсерінен айналмалы магниттегі күш (MMF) және одан әрі айналатын магниттік қозғалыс пайда болады.

ротор. Бұл тұрақты ток тұрақты ауытқуда синусоидальды магнит өрісін тудырады. Сонымен қатар, ротор speed жылдамдықпен айналады. Демек, бұл магниттік айналмалы немесе тұрақты магниттік айналмалы магниттік дөңгелек.

2. Теңдестірілген үш фазалы ток статорлары айналмалы MMF түзуі мүмкін және одан әрі айналмалы магниттік ток болады. Егер электр жиілігі ω болса, онда айналмалы магнит өрісі а жылдамдықпен айналады.

MMF физикасын қарастырыңыз:

$$F_a(\alpha) = Ni_a \cos\alpha$$

$$F_b(\alpha) = Ni_b \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$F_c(\alpha) = Ni_c \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right)$$

ауа саңылауының кез келген жерінде (сілтеме осінен α бұрышы деп белгіленген) MMF өрнек, осылайша α ауаның оське қатысты жалпы бұрышы, F - MMF болады.

Жоғарыда келтірілген теңдеулерден Fa максимумы α = 0 болғанда көреміз. Тиісінше, F_b максимум болса, $\alpha = \frac{2\pi}{3}$; Fc максимум болса, α = 4π/3 болғанда. i_a, i_b және іс токтарын теңдестірілген үш фазалы деп қарастырыңыз.

$$\begin{aligned} i_a(t) &= I_m \cos\theta_a = I_m \cos(\omega_e t + \theta_a) \\ i_b(t) &= I_m \cos(\theta_a - \frac{2\pi}{3}) = I_m \cos\left(\omega_e t + \theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_c(t) &= I_m \cos(\theta_a + \frac{2\pi}{3}) = I_m \cos\left(\omega_e t + \theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \tag{4.31}$$

мұндағы электр жиілігі туралы хабарлайды.

Сонда бізде бар

$$\begin{aligned} F(\alpha, t) &= NI_m \Bigg[\cos(\omega_e t + \theta_a)\cos\alpha + \cos\left(\omega_e t + \theta_a - \frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) \\ &\quad + \cos\left(\omega_e t + \theta_a + \frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right)\Bigg] \\ &= \frac{3}{2} NI_m \cos\left(\alpha - \omega_e t - \theta_a\right) \end{aligned} \tag{4.32}$$

Жоғарыда аталған MMF үшін, егер біз оның ауаның ара қашықтығының 2D өлшемінде оның максимумын қарастыратын болсақ, онда

$$F(t) = \frac{3}{2} N I_m \qquad (4.33)$$

$\alpha = \omega_e t + \theta a$ болған кезде.

Енді біз MMF шамасы мен бұрышын белгілеу үшін фосорды (немесе кеңістік векторын) ұсынамыз:

$$\overrightarrow{F}(t) = F e^{j(\omega_e t + \theta_a)} = \frac{3}{2} N I_m e^{j(\omega_e t + \theta_a)} \qquad (4.34)$$

Бұл MMF кеңістігі векторы келесі өрнектен шыққан:

$$\overrightarrow{F}(t) = \left[e^{j0} i_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} i_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} i_c(t) \right] \qquad (4.35)$$

$F_a(t)$, $f_b(t)$, $f_c(t)$ үш фазалы айнымалылардың жалпы кеңістік векторы келесідей анықталады:

$$\overrightarrow{f(t)} = \frac{2}{3} \left[e^{j0} f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_c(t) \right] \qquad (4.36)$$

2/3 коэффициенті қолданылатындығын ескеріңіз.

Егер $f_a(t)$, $f_b(t)$, $f_c(t)$ fm ретінде амплитудасы бар теңдестірілген үш фазалы жиын болса, онда нәтиже

$$\begin{aligned} \overrightarrow{f(t)} &= \frac{2}{3} \left[e^{j0} f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_c(t) \right] \\ &= f_m e^{j\theta_a} \end{aligned} \qquad (4.37)$$

Бұл f_a-ның аналитикалық формасы

Басқаша айтқанда, ғарыштық вектордың нақты бөлігі бұл а фазасының дабылы.

Дабылдың аналитикалық формасы Gabor (1946) теріс жиілік компоненттері жоқ күрделі бағаланатын функция екенін ескеріңіз. Егер $f_a(t) = f_m \cos(\theta a)$ болса, онда оның Гильберт түрленуін $f'_a(t) = f_m \sin(\theta_a)$ деп анықтауға болады. Аналитикалық дабыл болып табылады

$$f_a(t) + j f'_a(T) = f_m(\cos(\theta_a) + j \sin(\theta_a) = f_m e^{j\theta_a}.$$

4.2.1 Мысал

$t = t_1$ болғанда,

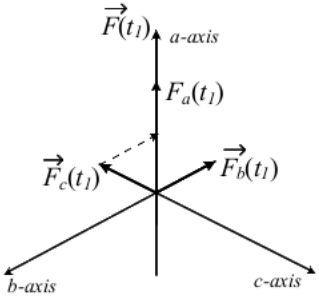
$$\begin{cases} i_a(t_1) = 1 \\ i_b(t_1) = -0.5 \\ i_c(t_1) = -0.5 \end{cases} \qquad (4.38)$$

t1: F (α, t_1) сәтіндегі үш фазалы статор токтарының әсерінен MMF ауа саңылауы.

Шешім: Бұл мәселені шешудің екі тәсілі бар.

1) (4.31) және (4.32) $\omega et + \theta_a = 0$ және $I_m = 1$-ді алмастырғанда, бізде $F(\alpha, t1)=3N/2 \cos \alpha$ болады.

2) 4.4-суреттегі фасорлық диаграмманы пайдаланып, жауабын табыңыз. Алдымен, өз осінде біз F - (t1) бағытын - осьтің бағытымен, ал N мәні - N орамаларының санын анықтаймыз. Әрі қарай, b осінің қарама-қарсы жағында FN b (t1) шамасын 0,5H-ге теңестіреміз. C осінің қарама-қарсы жағында FN c (t1) шамасын 0,5H құрайды. Үш вектордың қосындысы a-осінің бағыты бойынша 1,5H. Сондықтан $F(\alpha, t1) = 1.5N \cos \alpha$.



4.4 сурет: Ғарыштық векторлық диаграмма.

4.2.2 Ғарыштық векторлық техниканың артықшылықтары

Ғарыштық вектор неге соншалықты маңызды? Ғарыштық векторлардың көмегімен біз ыдырауды жүргізе аламыз және көлденең роторлары бар машиналарды талдауға қатысты әлдеқайда жақсы түсінікке ие боламыз. Фазалар сияқты, ғарыштық векторлар синусоидалы толқын пішіндерін векторларға айналдырады. Бөлу өте оңай болады.

Мысалы, біз статор токтарымен түзілген MMF-ті екі MMF-қа ыдыратқымыз келеді, олардың біреуі d осімен, ал екіншісі q-осімен тураланады.

Біз алдымен ескертеміз $3/2NI_m e^{j\theta a}$, d осінің орны - $ej\theta$, ал q-осі - $ej(\theta^{-\pi/2})$.

Оның орнына d осі немесе q-осі сілтеме ретінде қолданылсын. Одан кейін MMF кеңістігі векторын тиісінше d-осі немесе q-осі бойынша жазу керек.

MMF кеңістігі векторы келесідей өрнектеледі.

$$\overrightarrow{F_s} = \frac{3}{2} N I_m e^{j\theta_a} \quad \text{статикалық анықтама} \qquad (4.39)$$

Бұл ғарыштық вектор $F_s e^{-j\theta}$ болуы керек, егер ол d осіне негізделген болса:

$$\overline{F}_{s1} = \frac{3}{2} N I_m e^{j(\theta_a - \theta)} = \underbrace{\frac{3}{2} N I_m \cos(\theta_a - \theta)}_{F_{sd}} + j \underbrace{\frac{3}{2} N I_m \sin(\theta_a - \theta)}_{-F_{sq}} \qquad (4.40)$$

MMF кеңістігі векторы $F_s e^{-j(\theta - \pi/2)}$ болуы керек, егер ол q осіне негізделсе, q-осі статикалық сілтемеге қатысты is $\theta - \pi / 2$.

$$\overline{F}_{s2} = \frac{3}{2} N I_m e^{j(\theta_a - \theta + \frac{\pi}{2})} = \underbrace{-\frac{3}{2} N I_m \sin(\theta_a - \theta)}_{F_{sq}} + j \underbrace{\frac{3}{2} N I_m \cos(\theta_a - \theta)}_{F_{sd}} \quad (4.41)$$

Біз F белгілерін белгілеу үшін қолдана бастаймыз. F - тұрақты күйдегі статикалық вектор, өйткені электр жиілігі мен ротордың жылдамдығы синхронды генераторлар үшін бірдей, одан әрі тұрақты күйде ток күші тұрақты болады. θa - θ - тұрақты. F күрделі вектор деп аталады.

Бізде:

$$\overrightarrow{F_s} = \overline{F_{s1}} e^{j\theta} \quad (4.42)$$

$$= \overline{F_{s2}} e^{j(\theta - \frac{\pi}{2})} = \underbrace{-\frac{3}{2} N I_m \sin(\theta_a - \theta) e^{j(\theta - \frac{\pi}{2})}}_{\overrightarrow{F_{sq}}} + \underbrace{\frac{3}{2} N I_m \cos(\theta_a - \theta) e^{j\theta}}_{\overrightarrow{F_{sd}}} \quad (4.43)$$

Сонымен, біз ғарыштық векторды екі ғарыштық векторға бір-бірімен ортогональ түрде оңай ыдырауға болатындығын көрсеттік.

$$\overrightarrow{F_s} = \overrightarrow{F_{ds}} + \overrightarrow{F_{qs}} \quad (4.44)$$

$$= (F_{sd} - jF_{sq}) e^{j\theta} \quad (4.45)$$

$$= (F_{sq} + jF_{sd}) e^{j(\theta - \frac{\pi}{2})} \quad (4.46)$$

4.2.3 Ғарыштық вектордың, күрделі вектордың, αβ және Парктің қайта құрылуы

Ғарыштық вектордың анықтамасын матрица / вектор форматында былай жазуға болады:

$$\overrightarrow{i} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} e^{j0} & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{-j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

Енді біз екі сілтеме шеңберін қарастырамыз, бірінші αβ және екінші dq сілтеме. αβ-жақтауы β-осі 90 leads болатын іс-осі бар статикалық жақтау: i = i_α + ji_β. Демек αβ сілтеме шеңберіндегі:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos\frac{2\pi}{3} & \cos\frac{2\pi}{3} \\ 0 & \sin\frac{2\pi}{3} & -\sin\frac{2\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

Dq сілтеме жақтауында сілтеме осі d-осі, кеңістік векторы i dq-кадр жаңа векторға айналады. Біз бұл векторды күрделі вектор деп атаймыз және оны белгілейміз Idq = id - jiq.

$$\overline{I}_{dq} = e^{-j\theta}\overrightarrow{i} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} e^{-j\theta} & e^{-j(\theta-\frac{2\pi}{3})} & e^{-j(\theta+\frac{2\pi}{3})} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \qquad (4.49)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta+\frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \qquad (4.50)$$

I cos(θa) түрінде көрсетілген фазалық тогы бар теңдестірілген үш фазалы токтар үшін біз ғарыштық вектор тұжырымдамасын қолдана отырып, id, iq аламыз. Алдымен ток үшін ғарыш векторы $I_m e^{j\theta a}$. Енді біз осы ғарыш векторын ротордың нүктесінен қараймыз. Ротордың орны θ. Сондықтан dq жақтауындағы күрделі вектор

$$\overline{I}_{dq} = I_m e^{j\theta_a} e^{-j\theta}.$$

Бұл id және iq сияқты береді

$$\begin{aligned} i_d &= I_m \cos(\theta - \theta_a), \\ i_q &= I_m \sin(\theta - \theta_a). \end{aligned} \qquad (4.51)$$

id - бұл ағымдағы ғарыштық вектордың d осіне проекциясы, ал iq - q-осіндегі ғарыштық вектордың проекциясы.

Трансформация матрицасын (4.50) квадрат матрицаға енгізу үшін нөлдік реттік компонентті қосамыз, онда i0 = 1/3 (ia + ib + ic). Сонда dq0 айнымалылары abc айнымалыларымен келесі қатынасқа ие болады.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta+\frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta+\frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{T_1}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \qquad (4.52)$$

Ас машиналарындағы оқулықтар, мысалы, Краузе (1986), түрлендірудің осы түрін қолданады. Берген және Виттал (2009) масштабтау коэффициентін k = $\sqrt{\frac{3}{2}}$ қолданады

трансформация матрицасы үшін T1,

$$T_1 T_1^T = \frac{4}{9}\begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2} \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\mathbf{I} \qquad (4.53)$$

Масштабтау коэффициентін қосу трансформация матрицасын ортогональды немесе унитарлы матрицаға айналдырады, яғни

$$\underbrace{kT_1}_{T_2} kT_1^T = \mathbf{I} \qquad (4.54)$$

Берген және Виттал (2009) трансформация матрицасы ретінде T2 қолданады.

$$\begin{bmatrix} i'_d \\ i'_q \\ i'_0 \end{bmatrix} = \underbrace{\sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin\theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{T_2} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \qquad (4.55)$$

Мұнда T2 түрлендірулеріне негізделген айнымалыларды 0-ге бөлеміз. Жоғарыдағы түрлендіру «Парктің трансформациясы» деп аталады. Қысқасы, статорға байланысты айнымалылар немесе ғарыштық векторлар енді Паркті қайта құрғаннан кейін ротордың көзқарасы бойынша қарастырылады. Бұл мәтінде қарапайым векторлар қарапайым өрнектерге әкелетіндіктен қабылданады.

$$\overline{I}_{dq} = e^{-j\theta} \overrightarrow{i} \qquad (4.56)$$

$$\overline{v}_{dq} = e^{-j\theta} \overrightarrow{v} \qquad (4.57)$$

$$\overline{\lambda}_{dq} = e^{-j\theta} \overrightarrow{\lambda} \qquad (4.58)$$

Тек ағымдағы байланысқан ғарыштық вектордың MMF немесе ағынға қатысты физикалық мәні бар екенін ескеріңіз. Қалғандарының физикалық мәні жоқ.

4.3 Қатты роторлары бар синхронды генераторлар

4.3.1 Роторлы генератордың арматуралық реакциясы

Дөңгелек роторлы генератормен салыстырғанда, роторлы генератордың статорлық токтарының әсерінен ауа саңылауында пайда болған fl ux кеңістік векторы тұрақты шамада болмайды. Бұл ротордың талғампаздығына байланысты. Айналмалы ротордың орналасуында flx сызықтарының жолдары ауаның әр түрлі ара қашықтықтарына тап болады. Берген және Витталдың 7 тарауы (2009) статикалық ораманың индуктивтілігі ротордың орналасуының функциясын көрсетуге мысал келтіреді. Үш фазалы тізбектердің индуктивтілік матрицасы да ротордың орналасу функциясы θ. Парктің трансформациясы қолданылғанда dq негізіндегі flxx байланысы мен токтары тұрақты индуктивтілікпен байланысты.

Ғарыштық векторлардың ыдырау техникасы көмегімен қарапайым түсініктеме жасауға болады.

Алдымен үш фазалық токтар арқылы пайда болатын MMF-ны екі MMF-қа бөлейік: біреуі d осімен түзетілген (F sd) таңдаңыз және басқалары тураланған q осымен (F кв) таңдаңыз.

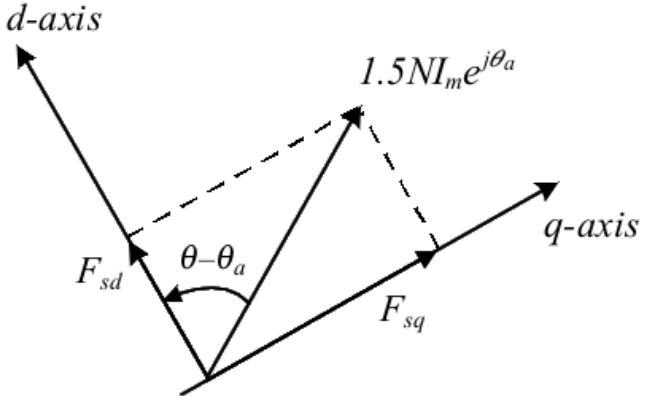
Екі MMF негізінде біз тиісті магниттік тығыздықты аламыз. Егер ағынды сызықтардың екі жолын қарастыратын болсақ, ротордың орналасуына қарамастан, осы екі MMF үшін ауа саңылауының ара қашықтығы бөлінеді: d осінің gap ux сызықтарының ауа саңылауы gd, ал q-осінің ағын сызықтары үшін ауа саңылауының қашықтығы gq, және gd <gq.

Сондықтан d осінің density ux тығыздығы q-осінің density ux тығыздығымен салыстырғанда күшті болуы керек, егер олар MMF бірдей көлемде түзілсе немесе q осінің магниттік сұлбасының құламауы d осіне қарағанда жоғары болса. Нәтижесінде d осінің MMF байланысты үлкен байланысы пайда болады, яғни Ld-нің Ld-тен үлкен индуктивтілігі Lq-тен үлкен, Xd> Xq.

Біз бірнеше қадамдардан кейін Bsd және Bsq өрнектерін таба аламыз. Бірінші қадам - ампер заңын қолдана отырып және тек ауа саңылауларының жолын ескере отырып, тығыздықтың амплитудасын табу. Бізде келесі қатынас бар.

$$
\begin{aligned}
2g_d\frac{B_{sd}}{\mu_0} &= F_{sd} = \frac{3}{2}NI_m\cos(\theta-\theta_a) = \frac{3}{2}Ni_d \\
2g_q\frac{B_{sq}}{\mu_0} &= F_{sq} = \frac{3}{2}NI_m\sin(\theta-\theta_a) = \frac{3}{2}Ni_q
\end{aligned}
\qquad (4.59)
$$

Fsd және Fsq-ті d осі мен q-осьіндегі MMF ғарыштық векторының проекциясы ретінде қарастыруға болады. 4.5 суретте ыдырау геометриясы берілген.



4.5 сурет: ММФ статорының ыдырауы.

Сонда ағынның тығыздығының ғарыштық векторларын табуға болады.

$$\overrightarrow{B_{sd}} = \underbrace{\frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g_d}F_{sd}}_{B_{sd}} e^{j\theta} \qquad (4.60)$$

$$\overrightarrow{B_{sq}} = \underbrace{\frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g_q}F_{sq}}_{B_{sq}} e^{j(\theta-\frac{\pi}{2})} \qquad (4.61)$$

Гауссиялық кеңістікті статордың аа' орамасымен қарастырайық (4.1-сурет). Тиісті ағындық сілтемелерді табамыз:

$$\begin{aligned}
\lambda_{ad} &= 2NlrB_{sd}\cos(\theta) = 2Nlr\frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g_d}F_{sd}\cos(\theta) \\
&= \underbrace{2Nlr\frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g_d}\frac{3}{2}N}_{L_{d1}}\underbrace{i_d\cos(\theta)}_{i_{ad}} \\
\lambda_{aq} &= 2NlrB_{sq}\cos\left(\theta-\frac{\pi}{2}\right) = 2Nlr\frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g_q}F_{sq}\cos(\theta-\frac{\pi}{2}) \\
&= \underbrace{2Nlr\frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g_q}\frac{3}{2}N}_{L_{q1}}\underbrace{i_q\cos\left(\theta-\frac{\pi}{2}\right)}_{i_{aq}}
\end{aligned} \qquad (4.62)$$

Жалпы ағынның байланысы - бұл аа'

$$\lambda_{aa'} = \lambda_{ad} + \lambda_{aq} = L_{d1}i_{ad} + L_{q1}i_{aq} \qquad (4.63)$$

Дөңгелек роторлы генераторлар үшін gd = gq, сондықтан Ld1 = L_{q1} = L_{s1}. Демек

$$\lambda_{aa'} = \lambda_{ad} + \lambda_{aq} = L_{s1}(i_{ad} + i_{aq}) = L_{s1}i_a \qquad (4.64)$$

Соның ішінде статордың ағуы

$$\begin{aligned}
\lambda_{ad} &= L_d i_{ad} \\
\lambda_{aq} &= L_q i_{aq}
\end{aligned} \qquad (4.65)$$

L_d және L_q ағып кету индуктивтілігі L_{ls} қосылу арқылы анықталады.

$$\begin{aligned}
L_d &= L_{d1} + L_{ls} \\
L_q &= L_{q1} + L_{ls}
\end{aligned} \qquad (4.66)$$

4.3.2 Генератор фазорының принциптік сұлбасы Кернеу және токтың фазалық диаграммасы

Роторлы генераторлар үшін ашық электр тогының кернеуі дөңгелек роторлы генератормен бірдей. Арматуралық реакцияның әсерінен iF және fl ux байланыстарының әсерінен ашық тізбектегі кернеуді алғаннан кейін, бізде катушкалардың аа0 статор фазасына байланыстыратын жалпы байланысы болады.

$$\lambda_{a0} = \lambda_{aF} + \lambda_{aq} + \lambda_{ad} \qquad (4.67)$$

мұндағы λ_{aF} - i_F байланысты және байланысы

$$\lambda_{aF} = \underbrace{2Nrl\frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g_d}N_F}_{M_F} i_F \cos(\theta) \qquad (4.68)$$

Егер ротор мен статордағы орамалардың саны бірдей болса (N_F = N), онда L_{d1} = $3M_F/2$ екенін білеміз.

$$\begin{aligned}\lambda_{ag} &= \lambda_{aF} + \lambda_{ad} + \lambda_{aq} \\ &= M_F i_F \cos(\theta) + L_{d1} i_{ad} + L_{q1} i_{aq} \\ &= (M_F i_F + L_{d1} i_d)\cos(\theta) + L_{q1} i_q \cos\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right)\end{aligned} \qquad (4.69)$$

Ағып кетуді қосқанда, бізде қазір бар

$$\lambda_a = (M_F i_F + L_d i_d)\cos\theta + L_q i_q \sin\theta \qquad (4.70)$$

Статор ағынының байланыс кеңістігі векторын келесідей өрнектеуге болады:

$$\overrightarrow{\lambda} = [(M_F i_F + L_d i_d) - jL_q i_q]\, e^{j\theta} \qquad (4.71)$$

D осі ағынының байланыс магнитудасын asd және q осі fl ux байланыстыру шамасын λq деп анықтаңыз. Бізде бар:

$$\overrightarrow{\lambda} = (\lambda_d - j\lambda_q)e^{j\theta}. \qquad (4.72)$$

Содан кейін:

$$\begin{aligned}\lambda_d &= M_F i_F + L_d i_d \\ \lambda_q &= L_q i_q\end{aligned} \qquad (4.73)$$

Фарадей заңына сүйене отырып, біз қоздырылған электр қозғаушы күшті (EMF) немесе ауаның v_{ag} кернеуін аламыз.

$$\begin{aligned}v_{ag} &= -\frac{d\lambda_{ag}}{dt} \\ &= \omega\,(M_F i_F + L_{d1} i_d)\sin\theta - \omega L_{q1} i_q \cos\theta \\ &= \omega\,(M_F i_F + L_{d1} i_d)\cos\left(\omega t + \theta_0 - \frac{\pi}{2}\right) - \omega L_{q1} i_q \cos(\omega t + \theta_0) \\ &= \sqrt{2}\left(\underbrace{\frac{\omega M_F i_F}{\sqrt{2}}}_{E_a} + \omega L_{d1}\underbrace{\frac{I_m}{\sqrt{2}}\cos(\theta - \theta_a)}_{I_{ad}}\right)\underbrace{\cos\left(\omega t + \theta_0 - \frac{\pi}{2}\right)}_{q-axis} \\ &- \sqrt{2}\omega L_{q1}\underbrace{\frac{I_m}{\sqrt{2}}\sin(\theta - \theta_a)}_{I_{aq}}\underbrace{\cos(\omega t + \theta_0)}_{d-axis}\end{aligned} \qquad (4.74)$$

мұндағы ω - жылдамдық.

Енді біз (4.74) өрнектерді білдіру үшін фазаларды қолдана бастаймыз. Тұрақты күйде жылдамдық номиналды at = ω0 болады.

$$\overline{V}_{ag} = E_a + X_{d1} I_{ad} - jX_{q1} I_{aq} \quad \text{based on } q\text{-axis} \tag{4.75}$$

Бұдан әрі, егер қарастыратын болсақ

$$\overline{I}_{ad} = jI_{ad}, \tag{4.76}$$

$$\overline{I}_{aq} = I_{aq} \tag{4.77}$$

q осіне негізделгенде, (4.75) болады

$$\begin{aligned} \overline{V}_{ag} &= \overline{E}_a - jX_{d1}(jI_{ad}) - jX_{q1} I_{aq} \\ &= \overline{E}_a - jX_{d1}\overline{I}_{ad} - jX_{q1}\overline{I}_{aq} \end{aligned} \tag{4.78}$$

Немесе

$$\overline{E}_a = \overline{V}_{ag} + jX_{d1}\overline{I}_{ad} + jX_{q1}\overline{I}_{aq} \tag{4.79}$$

Статордың кедергісін r және X_{ls} ағып кету реакциясы ескеретін болсақ, бізде Va және Vag терминалдық кернеу қатынасы болады.

$$\begin{aligned} \overline{V}_{ag} &= \overline{V}_a + (r + jX_{ls})\overline{I}_a \\ &= \overline{V}_a + r\overline{I}_a + jX_{ls}(\overline{I}_{ad} + \overline{I}_{aq}) \end{aligned} \tag{4.80}$$

Сондықтан,

$$\overline{E}_a = \overline{V}_a + r\overline{I}_a + j(X_{d1} + X_{ls})\overline{I}_{ad} + j(X_{q1} + X_{ls})\overline{I}_{aq} \tag{4.81a}$$

$$= \overline{V}_a + r\overline{I}_a + jX_q\overline{I}_{ad} + jX_q\overline{I}_{aq} + j(X_d - X_q)\overline{I}_{ad} \tag{4.81b}$$

$$= \overline{V}_a + r\overline{I}_a + jX_q\overline{I}_a + j(X_d - X_q)\overline{I}_{ad} \tag{4.81c}$$

(4.81) q осіне негізделген бола аламыз; онда жоғарыдағы теңдеу болады:

$$\begin{aligned} E_a &= \overline{V}_a e^{-j\delta} + r\overline{I}_a e^{-j\delta} + jX_d jI_{ad} + jX_q I_{aq} \\ &= \overline{V}_a e^{-j\delta} + r\overline{I}_a e^{-j\delta} + jX_d jI_{ad} - jX_q jI_{ad} + jX_q \underbrace{(jI_{ad} + I_{aq})}_{\overline{I}_a e^{-j\delta}} \\ &= (\overline{V}_a + (r + jX_q)\overline{I}_a)e^{-j\delta} - (X_d - X_q)I_{ad} \end{aligned} \tag{4.82}$$

Жоғарыда көрсетілген қарым-қатынас бұған көз жеткізеді

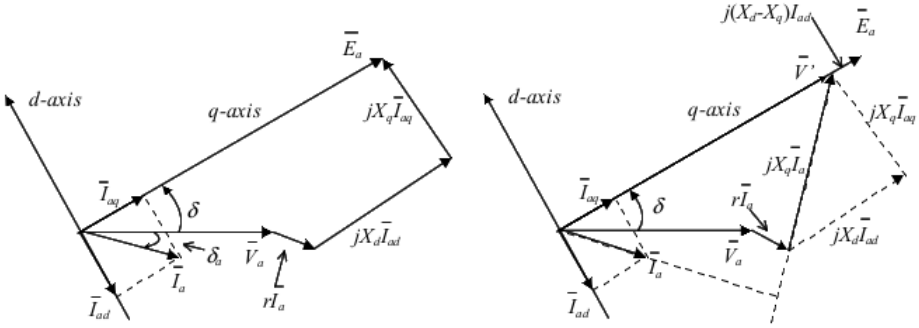
$$\overline{V'} = \overline{V}_a + (r + jX_q)\overline{I}_a = V' e^{j\delta} \tag{4.83}$$

Фасор екенін ескеріңіз.

V'q осінде орналасуы керек, өйткені (4.82), $V'^{e^{-j\delta}}$ нақты мәні болуы керек.

Сондықтан, терминал кернеуі мен ток фазаларын ескере отырып, біз жоғарыда аталған қатынасты біріншіден қолдана аламыз. Сонда қазіргі фасор ыдырайды Iad пен Iaq. Одан әрі Еа табылады.

Фазор диаграммалары 4.6 суретте көрсетілген.



4.6-сурет: Фазор диаграммалары.

Әрі қарай, q-осі мен d-осі үшін (4.81) нақты және қиялдық компоненттерін бөлу арқылы келесі байланыс бар.

$$\begin{cases} E_a &= V_a \cos\delta + rI_a \cos(\delta_a - \delta) - X_d I_{ad} \\ 0 &= -V_a \sin\delta + rI_a \sin(\delta_a - \delta) + X_q I_{aq} \end{cases} \qquad (4.84)$$

қайда $\theta = \omega t + \theta_0 = \omega t + \delta + \frac{\pi}{2}$, $\theta_a = \omega t + \delta_a$.

Егер r мәнін ескермесек, Iad пен Iaq оңайырақ аламыз:

$$I_{aq} = \frac{V_a \sin\delta}{X_q} \qquad (4.85)$$

$$I_{ad} = \frac{-E_a + V_a \cos\delta}{X_d} \qquad (4.86)$$

Мысал: Қысқа тұйықталуды талдау.

Фазалық диаграмманың негізінде Va = 0 болғанда қысқа тұйықталу тогының не екенін оңай табуға болады. Бұл жағдайда Еа-ға қосылатын компонент толықтай jXdIad-ге тәуелді болады. Va = 0 болғандықтан, Va-ның d-осіне проекциясы нөлге тең. Сондықтан Va sin δ = 0, бұл jXq Iaq = 0 немесе q-осінің тогы Iaq = 0.

$$\therefore \quad I_a = I_{ad} = \frac{E_a}{X_d} \qquad (4.87)$$

Жоғарыда келтірілген қысқа тұйықталу анализін дөңгелек ротордың корпусымен салыстыра отырып, біз Лентц заңын да ұстанатынын білдік. Индукцияланған «ux» бастапқы «ux» әлсіретуі керек. Сондықтан mat ux

арматура or ux роторына қарама-қарсы болуы керек. Демек, ток тек d осьтік токқа ие болуы керек. Ал ток 90 ° lagEa артта қалады. Фазор диаграммасы 4.7 суретте көрсетілген.

Қуат

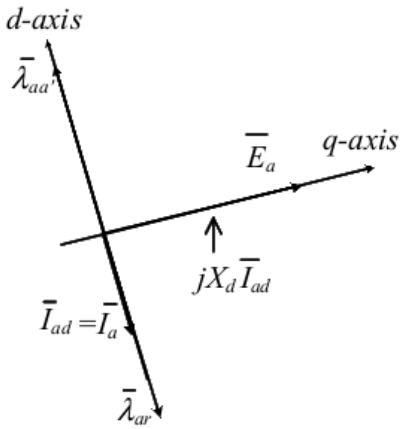
Қуат өрнегін түсіндіру үшін екі көзқарас берілген.

Айналу нүктесі E_a, V_a және олардың арасындағы бұрышты Give ескере отырып, біз генератордан жіберілген күрделі қуатты есептей аламыз.

$$S_a = \overline{V}_a \overline{I}_a^* \tag{4.88}$$

$$= V_a e^{-j\delta}(I_{aq} - jI_{ad}) \text{ егер қолдансақ } \overline{E}_a \text{бағыт - анықтама} \tag{4.89}$$

$$= V_a \left((I_{aq} + jI_{ad})e^{j\delta}\right)^* \text{ егер қолдансақ } \overline{V}_a \text{ бағыт - анықтама} \tag{4.90}$$



4.7-сурет: Va = 0 болған кезде фазалық диаграмма.

Қалай болғанда да, біз оны аяқтаймыз

$$S_a = V_a(\cos\delta - j\sin\delta))(I_{aq} - jI_{ad}). \tag{4.91}$$

А фазасынан нақты қуат болуы керек

$$P_a = V_a \cos\delta I_{aq} - V_a \sin\delta I_{ad}$$
$$= \frac{E_a V_a}{X_d}\sin\delta + \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\frac{V_a^2}{2}\sin(2\delta) \tag{4.92}$$

А фазасынан реактивті қуат болуы керек

$$Q_a = -V_a \cos\delta I_{ad} + V_a \sin\delta I_{aq})$$
$$= \frac{E_a V_\infty}{X_d} \cos\delta - V_a^2 \left(\frac{(\cos\delta)^2}{X_d} + \frac{(\sin\delta)^2}{X_q} \right) \qquad (4.93)$$

(4.92) момент немесе қуат өндіретін екі компонент бар екенін көрсетеді. Бірінші компонент ротордың қозуына байланысты. Екінші компонент генератор роторының анықтығына байланысты. Егер ротор дөңгелек болса, екінші компонент нөлге тең болады. Бұл теңдеу ротордың қозуынсыз момент немесе қуат өндіруге болатындығын көрсетеді. Шынайы өмірде қолданылатын қосымшаларда бұл типтегі машиналар құлықсыздық машиналары деп аталады.

Бұралу

Бұралу немесе қуат магниттік электр тогы арқылы орамаларда шығарылады. F күшінің, токтың I және B магниттік байланысының негізгі қатынасы келесідей:

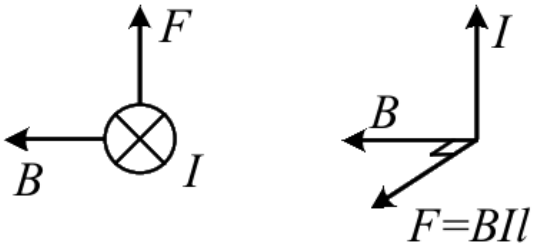
$$\vec{F} = \vec{I} \times \vec{B} l \qquad (4.94)$$

мұндағы l - ораманың ұзындығы. Күштің бағытын оң жақ ережені де, сол жақ ережені де табуға болады.

Оң жақтағы ереже: бүгілген бағыттан fl ux бағытына бұраңыз. Күш бағыты - бас бармақтың бағыты.

Сол жақ ереже: fi нгерлер алақанға fl ux сызықтарын қоя отырып, ағымдық бағытты көрсетеді. Бас бармақтың бағыты - күш бағыты.

4.8 суретте күштердің бағытын көрсететін екі мысал келтірілген.



4.8 сурет: Күш бағыты.

Әрі қарай біз 4.9 суреттегі моменттің мысалын келтіреміз. Тоқ түзетін MMF бағыты Б.-дан α бұрышы болатынын ескеріңіз, fl ux екі элементке ыдырайды, олардың біреуі MMF (B1),

басқа квадраттық MMF (B2). B2 және мен момент жасамаймын.

Әдетте момент бағыты сағат тілінің бағытымен, мысалы, MMF fl ux жетектелсе, момент оң болады деп есептейік. Әйтпесе, момент теріс болады.

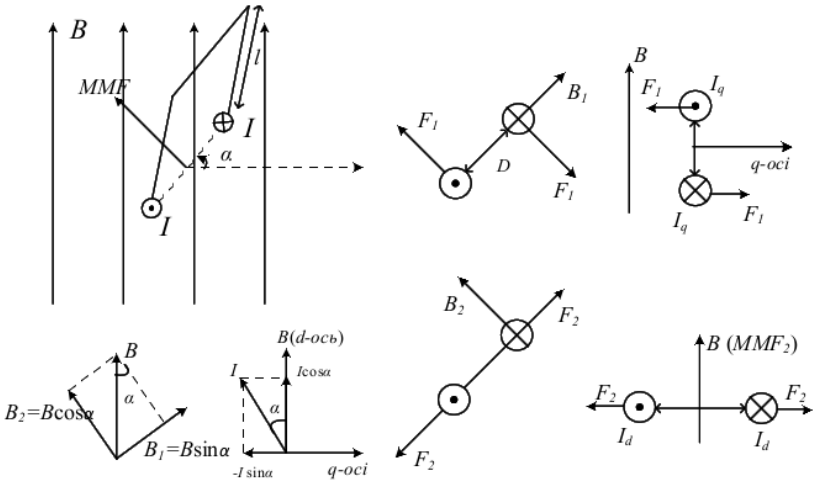
Содан кейін крутящий есептеу келесідей.

$$T = F \cdot D = B_1 IlD = BIlD \sin\alpha \qquad (4.95)$$

мұндағы α - M ux бағытына қатысты MMF бұрышы.

Жоғарыда келтірілген өрнекті, егер MMF немесе токты екі компонентке ығыстырсақ, біреуін line ux сызық бағытымен немесе d-осімен, Id ретінде белгіленген, ал екіншісін q-осімен туралайтын, d нүктесінен тұратын бөлшектеу арқылы алуға болады. - 90is-ға дейін, Iq деп белгіленген. 4. Id суретте көрсетілгендей I = I cos α және Iq = −I sin α. Iq момент жасау үшін B-мен әрекеттеседі, ал Id момент жасау үшін B-мен әрекеттеспейді.

$$T = -BI_q l \cdot D = BIlD \sin\alpha. \qquad (4.96)$$



4.9 сурет: Моменттің пайда болуы. Назар аударыңыз, fl ux екі элементке ыдырайды, олардың біреуі MMF (B1), екіншісі MMF (B2) квадратына сәйкес келеді. B2 және мен момент жасамаймын.

Теріс белгі қосылады, өйткені q осі B-тан 90◦-қа дейін созылады, ал пайда болған момент сағат тіліне қарсы - Iq және B-ге тең болса.

Егер N орамалары бар деп есептесек, онда момент болуы керек

$$T = F \cdot D = NlDB_1 I \qquad (4.97)$$

Ескерту: Момент MMF және ағындардың өзара әрекеттесуі нәтижесінде пайда болады.

Дөңгелек роторлы генератор Бұл принцип қазір айналмалы магниттік өріске қолданылады. Алдымен дөңгелек роторлы генератордың корпусын қарастырамыз. Ротордың сұлбасы магниттік электр құралын тудырады таңдаңыз B_F статор тогы MMF түзген кезде - $F_s = 3\ NI_m e^{i\theta a}/2$.

Осы екі вектор бір-бірімен туралағанда, момент пайда болмайды. Мұны қашан, қашан -

E_a таңдаңыз 90 градусқа артта қалу немесе қазіргі ғарыш векторының жетекшісі, генерацияланатын қуат жоқ. Моментті есептеу үшін роторды ыдырата аламыз таңдаңыз B F статорын екі бөлікке бөліңіз немесе MMF статорын екі бөлікке бөліңіз, олардың біреуі d осімен, ал екіншісі q-осімен тураланады. Тек q-білік MMF статоры ротордың ағынымен момент жасау үшін өзара әрекеттеседі.

$$\begin{aligned}
\overrightarrow{F}_{qs} &= F_s \sin(\theta - \theta_a) e^{j(\theta - \frac{\pi}{2})} \\
T_e &= 2rlB_F F_{qs} \\
&= 2rlNB_F \frac{3}{2} N \underbrace{I_m \sin(\theta - \theta_a)}_{i_q} \\
&= \frac{3}{2} M_F i_F i_q
\end{aligned} \tag{4.98}$$

Ротор fl ux MMF статорын басқарған кезде Te оң болады. Бұл сонымен қатар айналмалы электр машинасы генератор ретінде жұмыс істеген кездегі жағдай.

Iad және iaq анықтамалары алдыңғы бөлімде келтірілген: iad - фазаның компоненті, ол d-осімен тураланған кеңістік векторын жасайды, ал iaq - q- пен тураланған ғарыш векторын құратын компонент. ось.

$$\begin{cases} i_a = i_{aq} + i_{ad} \\ i_b = i_{bq} + i_{bd} \\ i_c = i_{cq} + i_{cd} \end{cases} \tag{4.99}$$

Екі ғарыштық векторлар құрылады:

$$\overrightarrow{i_q} = \frac{2}{3}\left(i_{aq}e^{j0} + i_{bq}e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{cq}e^{-j\frac{2\pi}{3}}\right) = i_q e^{j(\theta - \frac{\pi}{2})} \tag{4.100}$$

$$\overrightarrow{i_d} = \frac{2}{3}\left(i_{ad}e^{j0} + i_{bd}e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{cd}e^{-j\frac{2\pi}{3}}\right) = i_d e^{j\theta} \tag{4.101}$$

Жоғарыда аталған екі ғарыштық вектордың нақты бөліктерін ескере отырып, а фазасында статор тогының келесі екі компоненті бар:

$$\begin{aligned}
i_{aq} &= i_q \sin\theta = I_m \sin(\theta - \theta_a)\sin\theta = \sqrt{2} I_{aq} \sin\theta, \\
i_{ad} &= i_d \cos\theta = I_m \cos(\theta - \theta_a)\cos\theta = \sqrt{2} I_{ad} \cos\theta.
\end{aligned} \tag{4.102}$$

Ғарыштық вектор амплитудасының фазалық компоненттердің RMS мәндеріне қатынасын көру оңай.

$$i_q = \sqrt{2} I_{aq} = I_m \sin(\theta - \theta_a)$$
$$i_d = \sqrt{2} I_{ad} = I_m \cos(\theta - \theta_a) \qquad (4.103)$$

Жоғарыда келтірілген крутялық теңдеуден (4.98), біз күштің өрнегін аламыз да, өрнекті 4.3-суреттегі Тевенин сұлбасынен алынған өрнекпен салыстырамыз.

$$P_{3\phi} = \omega T_e = \frac{3}{2}\omega M_F i_F i_q = \frac{3}{2}\sqrt{2}E_a\sqrt{2}I_{aq} = 3E_a I_{aq} \qquad (4.104)$$

Көрінетін ротор генераторы үшін фазалық диаграмма негізінде d осьіндегі кернеу векторының проекциясы q-осінің ағымдағы уақыттары Xq арқылы жойылады. Дөңгелек ротор үшін Xq-ті X-ге ауыстырыңыз. Бізде де бар

$$V_a \sin\delta = I_{aq} X_s \qquad (4.105)$$

Сондықтан

$$P_{3\phi} = 3\frac{E_a V_a}{X_s}. \qquad (4.106)$$

Бұл r ескерілмеген кезде, Тевенин сұлбасыне негізделген өрнек.

Талғампаз генератор Көрінетін генератор жағдайында q-осьтік статордың MMF компоненті ротордың тогы мен d осінің статоры MMF әсерінен жалпы fl укс-пен өзара әрекеттеседі және d осьтік статор MMF компоненті q-осімен өзара әрекеттеседі статор MMF. Екі статор MMF компоненті келесідей көрсетілген.

$$\vec{F}_{qs} = F_s \sin(\theta - \theta_a) e^{j(\theta - \frac{\pi}{2})} = \frac{3}{2} N \underbrace{I_m \sin(\theta - \theta_a)}_{i_q} e^{j(\theta - \frac{\pi}{2})}$$
$$\vec{F}_{ds} = F_s \cos(\theta - \theta_a) e^{j\theta} = \frac{3}{2} N \underbrace{I_m \cos(\theta - \theta_a)}_{i_d} e^{j\theta} \qquad (4.107)$$

Момент пайда болады.

$$\begin{aligned} T_e &= 2rlB_d F_{qs} - 2rlB_q F_{ds} \\ &= 2rl(B_F + B_{sd})\frac{3}{2}Ni_q - 2rlB_{sq}\frac{3}{2}Ni_d \\ &= 2rl\frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g_d}\left(N_F i_F + \frac{3}{2}Ni_d\right)\frac{3}{2}Ni_q - 2rl\frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g_q}\frac{3}{2}Ni_q\frac{3}{2}Ni_d \\ &= \frac{3}{2}(M_F i_F + L_d i_d)i_q - \frac{3}{2}L_q i_q i_d \end{aligned} \qquad (4.108)$$

Содан бері

$$\lambda_d = M_F i_F + L_d i_d,$$
$$\lambda_q = L_q i_q,$$

қазір бізде крутящий өрнек бар

$$T_e = \frac{3}{2}(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \qquad (4.109)$$

Егер машинада P/2 полюсті жұп болса, онда крутящий өрнек болады

$$T_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}(\lambda_d i_q - \lambda_q i_d). \qquad (4.110)$$

Жоғарыда келтірілген өрнектерде λd статор тізбектерімен байланысқан ауа саңылауындағы d осінің fl ux жиынтығын білдіреді, олардың токтары d осі бағытында MMF түзеді; λq статор тізбектерімен байланысқан ауа саңылауындағы q-осінің жалпы білдіреді, оның тұрақты тогы q-осі бағытында айналмалы MMF түзеді.

Осылайша, статордың тізбектерін екі ығысқан ротордың сұлбасы ретінде қарастыруға болады: d-осьтік тізбек DC осінің MMF Fds түзеді және тізбектегі тогы 3id/2; q-осьтік тізбек q-ось MMF F_{qs} түзеді және DC тізбектегі тұрақты ток – $3/2i_q$.

(4.109) өрнегі электр машиналары туралы кітаптарда жиі қолданылады, мысалы, Краузе (1986). Бұл өрнек кез келген айналмалы машинада қолданылады: синхронды немесе индукциялық.

$$P_{3\phi} = \omega T_e = \frac{3}{2}\underbrace{\omega M_F i_F}_{\sqrt{2}E_a}\underbrace{i_q}_{\sqrt{2}I_{aq}} + \frac{3}{2}(\omega L_d - \omega L_q) i_q i_d$$
$$= 3E_a I_{aq} + 3(X_d - X_q) I_{ad} I_{aq} \qquad (4.111)$$

Iaq-ты Vasin δ/X_q -ға және I_{ad}-ны Va cos δ – Ea/X_d қуатының өрнегіне айналдыруға болады:

$$P_{3\phi} = 3\left(\frac{E_a V_a \sin\delta}{X_d} + \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\frac{V_a^2}{2}\sin(2\delta)\right) \qquad (4.112)$$

4.4 Ғарыштық вектор негізінде генератор моделі

Фарадейдің негізгі динамикасы - электромагнетизм туралы заңы. Бізде ротор сұлбасы де, статор сұлбасы де бар. Ротордың сұлбасы үшін, қарсылықты ескере отырып, қоздыру кернеуі iF қозу тогымен және λF ротордың сұлбасыне қосылған байланыстырумен байланысты болады.

$$P_{3\phi} = 3\left(\frac{E_a V_a \sin\delta}{X_d} + \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\frac{V_a^2}{2}\sin(2\delta)\right) \qquad (4.112)$$

$$v_f = r_f i_F + \frac{d\lambda_F}{dt} \qquad (4.113)$$

SectionsF өрнегі алдыңғы бөлімдерде талқыланбаған, өйткені біз тұрақты күйді талдау үшін негізінен статор тізбектеріне тоқталамыз.

Ауа саңылауында үш ығысу болады: роторға байланысты BF, статор токтарының әсерінен Bsd және Bsq. Ротор сұлбасының орамалары үшін q-осінің байланысы болмайды, өйткені ротордың ток күші ax ux-тен 90 градус болады. Тек d осі x ux ротордың сұлбасында ағындық байланыс туғызады. Сондықтан

$$\begin{aligned}\lambda_F &= N_F Dl(B_F + B_{sd}) = N_F Dl \frac{4}{\pi}\frac{\mu_0}{2g_d}\left(N_F i_F + N\frac{3}{2}i_d\right) \\ &= L_F i_F + M_F \frac{3}{2} i_d\end{aligned} \qquad (4.114)$$

мұндағы D - ротор сымдарының арасындағы қашықтық. Дөңгелек ротор үшін D = 2r. Егер NF = N болса және ағып кетуді елемейтін болса, онда LF = MF.

Әрі қарай, біз статор тізбектерін қарастырамыз. Соңғы мақсат - статор динамикасын ротордың тұрғысынан көрсету. Содан кейін ротордың да, статордың да динамикасы ротор тұрғысынан қаралады. Ғарыштық вектор abc айнымалыларының тіркесімі болғандықтан, кеңістік векторларының динамикасы abc-кадрда көрсетілген динамикамен бірдей. Сондықтан бізде:

$$\vec{v} = -r\vec{i} - \frac{d\vec{\lambda}}{dt} \qquad (4.115)$$

қайда λ бұл ғарыштық вектор, ол статордың доғалық тізбектерімен байланысты. Енді жоғарыдағы қатынасты күрделі векторлармен білдіреміз.

$$\begin{aligned}\overline{V}_{dq}e^{j\theta} &= -r\overline{I}_{dq}e^{j\theta} - \frac{d\overline{\lambda}_{dq}e^{j\theta}}{dt} \\ &= -r\overline{I}_{dq}e^{j\theta} - j\dot{\theta}\overline{\lambda}_{dq}e^{j\theta} - \frac{d\overline{\lambda}_{dq}}{dt}e^{j\theta}\end{aligned} \qquad (4.116)$$

Ejθ-ден екі жағынан да құтылыңыз:

$$\overline{V}_{dq} = -r\overline{I}_{dq} - j\dot{\theta}\overline{\lambda}_{dq} - \frac{d\overline{\lambda}_{dq}}{dt} \qquad (4.117)$$

Нақты және қиялдағы компоненттерді бөліңіз:

$$v_d = -ri_d - \dot{\theta}\lambda_q - \frac{d\lambda_d}{dt}$$
$$v_q = -ri_q + \dot{\theta}\lambda_d - \frac{d\lambda_q}{dt}. \qquad (4.118)$$

Біздің алдымызда тұрған міндет - дұрыс және λq анықтау. Ғарыштық вектордың ыдырауын қолдана отырып, статордың Ux байланысын алдыңғы талдаудан білеміз

$$\lambda_d = M_F i_F + L_d i_d,$$
$$\lambda_q = L_q i_q. \qquad (4.119)$$

D осінің fl ux байланысы ротордың fl ux және d осінің арматурасы fl ux арқасында түзіледі, ол d осінің статор тогымен де байланысты; q-осінің fl ux байланысы тек q-білігінің арматурасы fl ux-ке байланысты.

Тек ротордың қоздыру сұлбасы бар генератор үшін электромагниттік динамикамен байланысты толық динамикалық модель келтірілген.

ротор : $v_f = r_f i_F + \frac{d\lambda_F}{dt}$

статор: $v_d = -ri_d - \dot{\theta}\lambda_q - \frac{d\lambda_d}{dt}$

$v_q = -ri_q + \dot{\theta}\lambda_d - \frac{d\lambda_q}{dt}$

қайда: $\lambda_F = L_F i_F + M_F \frac{3}{2} i_d$

$\lambda_d = M_F i_F + L_d i_d$

$\lambda_q = L_q i_q$

Алынған динамикалық модельмен Берген және Виттал (2009) екі қызықты қосымшаны ұсынады: кернеу мен қысқа тұйықталу. Бірінші қосымша оқырмандарға T 0d0-тің тұрақты мәнін түсінуге көмектеседі, ал екінші қосымша оқырмандарға ақаулықтарды талдау кезінде қолданылатын X0d өтпелі реакцияларын түсінуге көмектеседі. Бірінші мысалда біз терминалдық кернеудің уақыттық-домендік өрнегін тез табу үшін космостық вектор тұжырымдамасын және кеңістік векторы мен оған сәйкес уақыт-домендік дабыл арасындағы қатынасты қабылдаймыз. Екінші мысалда біз MATLAB символдық құралдар тақтасын пайдаланып жабық формадағы өрнектерді қалай табуға болатындығын көрсетеміз.

4.4.1 1-қосымша: Кернеуді құру

Генератор nom0 номиналды жылдамдықпен айналады, ал статор ашық және бастапқы iF = 0. Қозу кернеуі сатылы реакцияға ие. Статор фазасының кернеудің уақыт-домен өрнегін табыңыз.

Шешім: Статордың ашық сұлбасы барлық статор токтарының нөлге тең екенін көрсетеді = iq = 0. Демек, (4.120) динамикалық модель келесі жағдайда болады.

$$\lambda_F = L_F i_F \tag{4.121a}$$

$$\lambda_d = M_F i_F \tag{4.121b}$$

$$\lambda_q = 0 \tag{4.121c}$$

$$\text{ротор:} v_f = r_F i_F + \frac{d\lambda_F}{dt} = r_F i_F + L_F \frac{di_F}{dt} \tag{4.121d}$$

$$\text{статор:} v_d = -\frac{d\lambda_d}{dt} = -M_F \frac{di_F}{dt} \tag{4.121e}$$

$$v_q = \dot{\theta}\lambda_d = \omega_0 M_F i_F \tag{4.121f}$$

(4.121d) -ден iF-тің уақыт аралығын анықтай аламыз, содан кейін vd және vq өрнектерін, әрі қарай (t) аламыз.

$$i_F = \frac{v_F}{r_F}(1 - e^{-(r_F/L_F)t})$$

$$v_d = -\frac{M_F v_F}{L_F} e^{-(r_F/L_F)t}$$

$$v_q = \frac{\omega_0 M_F v_F}{r_F}(1 - e^{-(r_F/L_F)t})$$

Vd және vq өрнектерімен статор кернеуінің күрделі векторын және ғарыштық векторын табуға болады:

$$\overline{V}_{dq} = v_d - jv_q = -\frac{M_F v_F}{L_F} e^{-(r_F/L_F)t} - j\frac{\omega_0 M_F v_F}{r_F}(1 - e^{-(r_F/L_F)t}) \tag{4.122}$$

$$\overrightarrow{v} = \overline{V}_{dq} e^{j\theta} = (v_d - jv_q)(\cos\theta + j\sin\theta) \tag{4.123}$$

Кернеу фазасы ғарыш векторының нақты бөлігі:

$$v_a(t) = v_d \cos\theta + v_q \sin\theta \tag{4.124}$$

Vd және vq мәндерін (4.122) салыстырыңыз, өйткені 1/rF, ω_0/r_F v_d мәнін елемеуге болады және vq басым болады

$$v_a(t) \approx v_q \sin\theta = \frac{\omega_0 M_F v_F}{r_F}(1 - e^{-t/T'_{d0}})\sin\theta \tag{4.125}$$

мұндағы T 0d0 = LF / rF d осінің өтпелі ашық тізбектегі уақыт константасы деп аталады. Әдеттегі мән 2–9 секунд аралығында болады.

Тұрақты жағдайда,

$$v_a(t) \approx v_q \sin\theta = \frac{\omega_0 M_F v_F}{r_F} \sin\theta \tag{4.126}$$

$$= \sqrt{2} E_a \sin\theta \tag{4.127}$$

4.4.2 2-қосымша: Қысқа тұйықталу

Бастапқы шарт - статор жағында ашық тізбек. Ротор номиналды жылдамдықпен айналады, ал қоздыру кернеуі v^0_F тұрақты болады. T = 0+ кезінде статор жерге қосылған. іа-домен өрнегін сұраңыз.

Шешім: Бұл жағдайда қысқа тұйықталу статор кернеуі нөлге тең болады vd = vq = 0. Осылайша, динамикалық модель келесідей өрнектеледі.

$$\text{ротор}: v_F = r_F i_F + \frac{d\lambda_F}{dt} \tag{4.128a}$$

$$\text{Статор}: 0 = -r i_d - \dot{\theta}\lambda_q - \frac{d\lambda_d}{dt} \tag{4.128b}$$

$$0 = -r i_q + \dot{\theta}\lambda_d - \frac{d\lambda_q}{dt} \tag{4.128c}$$

$$\text{қайда} \quad \lambda_F = L_F i_F + M_F \frac{3}{2} i_d \tag{4.128d}$$

$$\lambda_d = M_F i_F + L_d i_d \tag{4.128e}$$

$$\lambda_q = L_q i_q \tag{4.128f}$$

Fl ux байланыстарын токтармен ауыстырып, Лаплас түрленуін жүргіземіз (статордың бастапқы тогы нөлге тең), бізде:

$$v_F = r_F i_F + L_F(s i_F - i_F^0) + \frac{3}{2} s M_F i_d \tag{4.129a}$$

$$0 = -r i_d - \omega_0 L_q i_q - M_F(s i_F - i_F^0) - s L_d i_d \tag{4.129b}$$

$$0 = -r i_q + \omega_0 (M_F i_F + L_d i_d) - s L_q i_q \tag{4.129c}$$

Матрицалық-векторлық форматта бізде қазір бар

$$\begin{bmatrix} r_F + sL_F & 1.5sM_F & 0 \\ -sM_F & -(r + sL_d) & -\omega_0 L_q \\ \omega_0 M_F & \omega_0 L_d & -(r + sL_q) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_F \\ i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_F^0 + L_F i_F^0 \\ -M_F i_F^0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (r_F + L_F) i_F^0 \\ -M_F i_F^0 \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4.130}$$

Ағымдағы өрнектерді Крамердің ережесі бойынша немесе MAT-LAB символдық құралдар тақтасының көмегімен табуға болады.

```
syms  s LF MF Ld Lq iF w0
A =[ s*LF, 1.5*s*MF, 0;
    -s*MF, -s*Ld, -w0*Lq;
    w0*MF, w0*Ld, -s*Lq];
b = [LF*iF; -MF*iF; 0];
i = inv(A)*b;
pretty(i)
```

Төменде MATLAB символдық құралдар тақтасы берген жауап берілген $r = r_F = 0$.

$$i_F(s) = \frac{(3M_F^2 - 2L_F L_d)s^2 - 2L_F L_d \omega_0^2}{\Delta} i_F^0 \tag{4.131}$$

$$i_d(s) = \frac{2L_F M_F \omega_0^2}{\Delta} i_F^0 \tag{4.132}$$

$$i_q(s) = \frac{\omega_0 M_F}{L_q(s^2 + \omega_0^2)} i_F^0 \tag{4.133}$$

қайда $\Delta = s(s^2 + \omega_0^2)(3M_F^2 - 2L_F L_d)$.

Біз қазір де $L'_d = L_d - \frac{3}{2}\frac{M_F^2}{L_F}$. Содан кейін

$$\Delta = s(s^2 + \omega_0^2) L_F L'_d$$

$$i_F(s) = \left(\frac{L_d}{L'_d}\frac{1}{s} - \left(\frac{L_d}{L'_d} - 1\right)\frac{s}{s^2 + \omega_0^2}\right) i_F^0$$

$$i_d(s) = -\frac{M_F i_F^0}{L'_d}\frac{\omega_0^2}{s(s^2 + \omega_0^2)} = -\frac{M_F i_F^0}{L'_d}\left(\frac{1}{s} - \frac{s}{s^2 + \omega_0^2}\right)$$

$$i_q(s) = \frac{M_F i_F^0}{L_q}\frac{\omega_0}{s^2 + \omega_0^2}$$

Уақыт-домен өрнектері:

$$i_F(t) = \left(\frac{L_d}{L'_d} - \left(\frac{L_d}{L'_d} - 1\right)\cos\omega_0 t\right) i_F^0$$

$$i_d(t) = -\frac{M_F}{L'_d}(1 - \cos\omega_0 t) i_F^0 = \frac{\sqrt{2}E_a}{X'_d}(\cos\omega_0 t - 1)$$

$$i_q(s) = \frac{M_F i_F^0}{Lq}\sin\omega_0 t = \frac{\sqrt{2}E_a}{X_q}\sin\omega_0 t$$

Уақыттың домендік өрнегін іа (t) идентификаторына сәйкес табу оңай (t) және іq (t).

$$
\begin{aligned}
i_a(t) &= i_d \cos\theta + i_q \sin\theta \\
&= \frac{\sqrt{2}E_a}{X'_d}(\cos\omega_0 t - 1)\cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2} + \delta\right) + \frac{\sqrt{2}E_a}{X_q}\sin(\omega_0 t)\sin\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{2} + \delta\right) \\
&= \frac{\sqrt{2}E_a}{X'_d}\sin(\omega_0 t + \delta) - \frac{E_a}{\sqrt{2}}\left[\frac{1}{X'_d} + \frac{1}{X_q}\right]\sin\delta - \frac{E_a}{\sqrt{2}}\left[\frac{1}{X'_d} - \frac{1}{X_q}\right]\sin(2\omega_0 t + \delta)
\end{aligned}
\tag{4.134}
$$

Жоғарыдағы өрнек іа (t) үш компоненттен тұратындығын көрсетеді: тұрақты компонент, негізгі жиілік компоненті және екінші гармоникалық компонент. Фундаменталды жиілік компоненті үшін RMS мәні Еа / X'd болып табылады.

4.5 Жеңілдетілген динамикалық модель ағынының ыдырау моделі

Тек ротордың динамикасын қарастырыңыз. 3-ретті электромагниттік динамикалық модель енді былай жазылады.

$$\text{ротор:}\ v_F = r_F i_F + \frac{d\lambda_F}{dt} \tag{4.135a}$$

$$\text{статор:}\ v_d = -ri_d - \dot{\theta}\lambda_q = -ri_d - \omega\lambda_q \tag{4.135b}$$

$$v_q = -ri_q + \dot{\theta}\lambda_d = -ri_q + \omega\lambda_d \tag{4.135c}$$

$$\text{қайда}:\ \lambda_F = L_F i_F + M_F \frac{3}{2} i_d \tag{4.135d}$$

$$\lambda_d = M_F i_F + L_d i_d \tag{4.135e}$$

$$\lambda_q = L_q i_q \tag{4.135f}$$

Статор өрнектері фазалық диаграмма өрнегіне тең екенін ескеріңіз.

$$v_d = \sqrt{2}V_{ad} \text{ and } v_q = \sqrt{2}V_{aq},\ i_d = \sqrt{2}I_{ad} \text{ and } i_q = \sqrt{2}I_{aq}.$$

Жоғарыда келтірілген қатынас Парктің өзгеруінен кейінгі айнымалылар арасындағы қатынас және фазалар $\omega = \omega_0$ деп қабылдайды.

v_F ауыстыру үшін E_{fd} көмегімен ротордың динамикасы үшін мыналар болуы керек:

$$\text{ротор:}\ E_{fd} = \frac{\omega M_F}{\sqrt{2}r_F}v_F = \frac{\omega M_F}{\sqrt{2}}i_F + \frac{\omega M_F}{\sqrt{2}}\frac{L_F}{r_F}\frac{1}{L_F}\frac{d\lambda_F}{dt} \tag{4.136a}$$

$$\Rightarrow:\ E_{fd} = E_a + T'_{d0}\frac{dE'_a}{dt} \tag{4.136b}$$

$$\text{қайда}:\ E'_a = \frac{\omega M_F}{\sqrt{2}}\frac{\lambda_F}{L_F}, T'_{d0} = \frac{L_F}{r_F} \tag{4.136c}$$

Efd және E0a енгізілген. Efd ротордың тізбек кернеуіне сәйкес статордың кернеуі ретінде қарастырылуы мүмкін, ал Е'а-ны роторға сәйкес келетін статор кернеуі ретінде қарауға болады. Тұрақты күйде Efd = Еа.

Еа, Е'а қатынасы

Енді біз Еа мен Е0а арасындағы қатынасты қарастырамыз. Еа i_F-ке байланысты, ал Е'а λ_F-қа байланысты. Сондықтан ротордың байланысы λF өрнегі төменде келтірілген.

$$\lambda_F = L_F i_F + \frac{3}{2} M_F i_d \tag{4.137a}$$

$$\Rightarrow \frac{\omega M_F}{\sqrt{2} L_F} \lambda_F = \frac{\omega M_F}{\sqrt{2}} i_F + \frac{\omega M_F}{\sqrt{2} L_F} \frac{3}{2} M_F i_d \tag{4.137b}$$

$$\Rightarrow E'_a = E_a + \frac{3}{2} \frac{\omega M_F^2}{L_F} I_{ad} = E_a + (X_d - X'_d) I_{ad} \tag{4.137c}$$

$$\Rightarrow \overline{E'}_a = \overline{E}_a + \frac{\omega (k M_F)^2}{L_F} j(-j I_{ad}) \quad \text{q осіне тураланады} \tag{4.137d}$$

$$= \overline{E}_a - j \frac{\omega (k M_F)^2}{L_F} \overline{I}_{ad} \tag{4.137e}$$

$$= \overline{E}_a - j (X_d - X'_d) \overline{I}_{ad} \tag{4.137f}$$

Айта кетейік, X'd келесідей анықталған

$$X'_d = X_d - \frac{\omega (k M_F)^2}{L_F}, \; k = \sqrt{\frac{3}{2}}.$$

Жоғарыда келтірілген теңдеулер жиынтығы Е0а және Еа арасындағы қатынасты береді. Сонымен қатар, сонымен қатар, фазалық диаграмма берілген. (4.137f) негізінде бізде бар

келесі қатынастар Е'а, ток Іа және Va кернеуі Va

$$\overline{E}'_a = \overline{E}_a - j (X_d - X'_d) \overline{I}_{ad} \tag{4.138a}$$

$$= \overline{V}_a + r \overline{I}_a + j X_d \overline{I}_{ad} + j X_q \overline{I}_{aq} - j (X_d - X'_d) \overline{I}_{ad} \tag{4.138b}$$

$$= \overline{V}_a + r \overline{I}_a + j X'_d \overline{I}_{ad} + j X_q \overline{I}_{aq} \tag{4.138c}$$

Еа, E'a, V a және Іа арасындағы қатынасты көрсететін phasor диаграммасы 4.10 суретте келтірілген.

E'a тұрғысынан қуаттың белсенді өрнегін табуға болады.

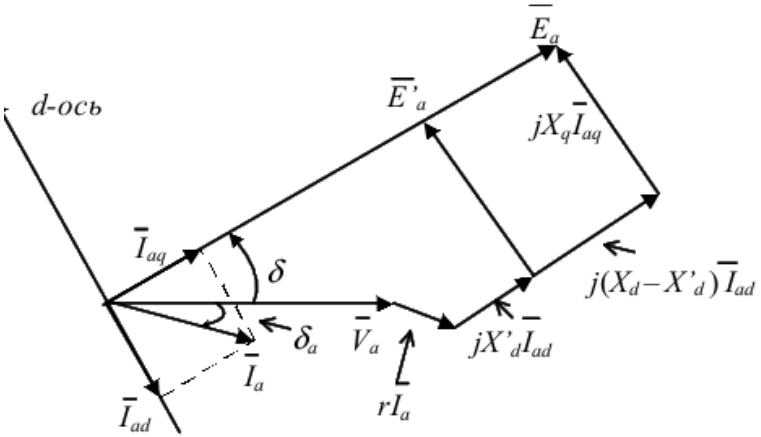
$$\begin{aligned} P_a &= V_a \cos \delta I_{aq} - V_a \sin \delta I_{ad} \\ &= \frac{E'_a V_a}{X'_d} \sin \delta + \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X'_d} \right) \frac{V_a^2}{2} \sin(2\delta) \end{aligned} \tag{4.139}$$

мұндағы δ - q осі мен терминал кернеуі арасындағы бұрыш.

5-тарауда генератордың автоматты кернеу реттегіші (AVR) жасалған кезде ыдырау моделі жоспардың моделін жасау үшін қолданылады.

Жаттығулар

1. Роторлы генератор (Xs = 1.0, r = 0.1) кернеуі 1∠0° болатын автобусқа синхрондалады. Синхрондау кезінде iF = 1000A (нақты). Содан кейін генератор SG = 0.8 + j0.6 дейін реттеледі. (SG - генератор шинасына берілген қуат.)



4.10 сурет: Фазор диаграммасы.

1.1) i_F және генератордың тиімділігін табыңыз (генератордың жоғалуын қоспағанда)

I^2R).

1.2) бірдей i_F жағдайында генератор қандай белсенді қуат береді?

2. Қысқа электр жеткізу желісі арқылы қарапайым автобуста қуатты беретін ірі полюсті генераторды қарастырыңыз.

V ∞ = 1∠0◦, Еа = 1,4. Автобусқа берілетін белсенді қуат 0,6 құрайды. Бізге Xd = 1.6 және Xq = 1.0 генераторлық реакциялар, ал XL = 0.4 түзулік реакциясы берілген. Еа және Иа қарсыластықтары.

3. Үш фазалы теңдестірілген токтардың жиынтығы үшін (амплитудасы им, жиілігі ω, бастапқы фаза 0), яғни

$$\begin{cases} i_a = I_m \cos(\omega t) \\ i_b = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_c = I_m \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \qquad (4.140)$$

3.1) t = 0, ωt = 2π/3 және ωt = 4π/3 болатын оның кеңістік векторларын табыңыз

Егер бұл генератор үшін статор токтары болса және әр фаза үшін орамалардың саны N болса, ауа саңылауының өткізгіштігі μ0, генератор білігінің ұзындығы l, ротордың ортасынан ауа саңылауына дейінгі радиусы r, ал ротор - дөңгелек ротор (немесе ауа саңылауында біркелкі алшақтықтың қашықтығы g, g ″ r).

3.2) Ауа кеңістігінде және кездейсоқ уақытта (F (α, t)) кездейсоқ жерде (сілтеме осінен α бұрышы) токтар түзетін жалпы MMF табыңыз.

3.3) B (α, t) ауа саңылауындағы α бұрышындағы магниттік density ux тығыздығын табыңыз.

3.4) Статор орамасының bb' ($\lambda_{bb'}$ (t)), және оған сәйкес келетін EMF $e_{bb'}$ (t) байланыстырылған fl ux байланысын табыңыз.

4. Ауыспалы ротор үшін ауа арасындағы қашықтық d-осі мен q-осі үшін gd және gq болады. Жоғарыдағы ток кеңістігінің векторын p-осьтің орналасуы θ деп қабылдай отырып, d-оське және q-оське бөліңіз. Табыңыз

$$4.1)\ \vec{i},\ \vec{i_d} \text{ and } \vec{i_q}.$$

4.2) MMF: F_d, F_q

4.3) Ағынның тығыздығы: B_d, B_q

$$4.4)\ \lambda_d(t) \text{ немесе } \lambda_q(t).$$

5. Тұрақты күйдегі синхронды генератор қуатты қарапайым автобусқа жеткізеді.

$$\theta = \omega_0 t + \frac{\pi}{2} + \delta,\ \delta = \frac{\pi}{4},\ \lambda_q = \lambda_d = \frac{1}{\sqrt{3}\omega_0},\ i_q = \frac{1}{\sqrt{3}},\ i_d = -\frac{1}{\sqrt{3}},$$

$$r = 0, X_d = \omega_0 L_d = 1, \omega_0 k M_F = 1, T'_{d0} = 1 \text{ sec}.$$

5.1) Моментті табыңыз (Te. (B) va (t), ia (t), iF).

5.2) t = 0 болғанда генератор кенеттен автобуста ажыратылады. V_F = тұрақты, iD = iQ = 0 деп есептейік (ротордағы демпферлік тізбектерді елемеңіз). i_F нобайы (т). Анықтама: x ux iF (0+) деңгейіне өте алмайтындығын қолданыңыз.

6. Синхронды генераторды Тевенин эквивалентімен ұсынуға болатындығын дәлелде: L_F = Ld− $(kMF)^2/L_F$ егер r_F индуктивтілік артындағы E'a кернеу көзі. Ескерту: Бұл мәселе магниттік фаланың қайда қаралғанын көрсетеді индуктивтіліктің артында магнитудасы E0a болатын кернеу көзі ретінде статор жағы. RF ескерілмеген кезде, λF уақытқа тұрақты күйге жетеді.

7. Синхронды машинаның білігі қысылған немесе «оқшауланған», сондықтан ол бұрыла алмайды. Электр қозғалтқышының терминалдарына позитивті кернеудің жиынтығы қолданылады. Бұлай делік

$$(1)\overline{V}_a = V_a e^{j0^\circ},\ (2)\ \theta(t) = \frac{\pi}{2},\ (3) i_F = 0,$$

(4) демпферлік тізбектер жоқ.

7.1) Тұрақты күйде i_d және i_q табыңыз.

7.2) Te, av орташа моментінің өрнегін табыңыз. Ескерту: момент синусоидалы өрнекті қамтиды. Синусоидалы компонент энергия шығармайды. Сондықтан тек DC компонентін іздейді.

7.3) r = 0 болсын делік. Te,av деген не?

8. SMIB жүйесі және Xd = 1.15, Xq = 0.6, X0d = 0.15, X_L = деп есептейік =0,2, r = 0, T'_{d0} = 2 сек. Генератор тұрақты күйде E_{fd} = 1 және E'a = 1∠15◦. Содан кейін t = 0 болғанда, Efd жаңа тұрақты мәнге өзгертіледі: Efd = 2. Айналу әлі де бірқалыпты болады делік. T ≥ 0 үшін E’a (t) табыңыз.

9. MATLAB немесе Simulink-те электромагниттік динамикасы бар синхронды генератор моделінің динамикалық модельдеу модулін құрыңыз. Бұл генератор шиналық автобусқа қосылған. Бастапқы шарт: V∞ = 1∠0o,

Ia = 1∠0◦, Электромеханикалық динамиканы елемеуге болады, яғни ротордың жылдамдығы ω0 = 377 рад / с деңгейінде болады деп болжауға болады және сізге қажет емес тербеліс динамикасын модельге салыңыз. Сіз тек бір ретті динамиканы ғана таңдай аласыз (тек ротордың x ux динамикасы) немесе ротордың fl ux және qd stator fl ux байланыстарының динамикасын қарастыра отырып, үшінші ретті динамикалық модельді таңдай аласыз. Ротордың қозу сұлбасынің динамикасын fl ux, D орамасы fl ux, Q орамасы fl ux, std qd fl ux деп санап, бесінші ретті динамикалық модельді салуға болады.

Машинаның параметрлері келесідей берілген:

kMF табуға болады L'd, Ld, LF және M_F.

9.1) тұрақты кернеулі voltageEa, статор токтары, ИК, variousd, λq, λF әр түрлі байланысы, сонымен қатар ротордың сілтемелік стационарлық тірек рамасына қатысты орналасуы және q-осінің позицияға қатысты орналасуы. Фасордың сілтемелік жақтауы (ω0 және t = 0 айналатын кезде, фасордың тірек жақтауы стационарлық тірекпен тураланған).

X_d	1	L_d	$1/\omega_0$
X_q	0.8	L_q	$0.8/\omega_0$
X'_d	0.2	L'_d	$0.2/\omega_0$
X_{line}	0.5		
r_F	$0.5/\omega_0$	L_f	$1/\omega_0$

9.2) Модельдің second 1 секундқа жүгіретінін көрсетіңіз. 1 секундқа E'a (t) немесе көлденеңінен үш секлотаны secondd, λq және λF 1 секундқа көрсету үшін сюжет беріңіз.

9.3) Efa немесе v_F-де қадамды өзгерту (өсу 10%) үшін E'a (t) немесе fl ux байланысының жүйелік динамикалық реакциясын көрсетіңіз. Терминалды кернеудің RMS магнитудасы Va (t) динамикалық реакциясын көрсетіңіз. Бір сюжетке 9 (9.2) және келесі динамикалық жауаптарды салыңыз.

Ескерту: Бұл жаттығу динамикалық модель құруды үйренуге мүмкіндік береді. Ол екі маңызды кезеңнен тұрады: инициализация немесе run іске қосу және дифференциалдық теңдеулерге байланысты динамика. Инициация бастапқы күйдің өзгермелі мәндерін x (0) тексеруге көмектеседі.

5-тарау Кернеуді басқару

5.1 Кіріспе

Кернеуді басқарудың мақсаты сілтемені бақылайтын генератордың (Va) соңғы кернеуінің түбірлік орташа квадраттық мәні (RMS) болуы болып табылады. Синхронды генератордың электромагниттік моделінен қарастырғанымыздай, vF ротордың қоздыру кернеуі синхронды генератор моделіне кіріс ретінде қарастырылады. Егер біз Plant моделін білетін болсақ Va/v_F (егер қатынас сызықты емес болса, $\Delta Va/\Delta v_F$ сызықты моделін алу керек), содан кейін кері байланысты басқаруды жобалап, сәйкесінше контроллерді тексере аламыз. Шынайы әлемде дизайн бірнеше кезеңнен тұруы керек. Plant қарапайым моделінен бастап, біз осы ерекшеліктер біздің дизайнға қалай әсер ететінін білу үшін күрделілік қабаттарын қосамыз. Бұл жағдайда дизайнға күрделіліктің келесі сатылары қажет болуы мүмкін.

1.Барлық динамиканы елемей, тек VF-тің тұрақты күйін қарастырыңыз. Осы кезеңде біз екі сценарийді қарапайым және екінші күрделілігі бойынша қарастырамыз.

• Бірінші сценарий: статор жағы ашық.

• Екінші сценарий: статор жағы ашық емес. Біз Nite-bus (SMIB) жүйесіндегі жалғыз машинаның жағдайын қарастырамыз.

Plant моделін зерттеудің бұл кезеңі теріс кері байланыс немесе оң кері байланыс қолданылатындығын анықтауға көмектеседі.

2. Электромеханикалық (ЭМ) динамиканы елемеңіз, тек электромагниттік (ЭМТ) динамикасын қарастырыңыз. Оған бірнеше ішкі кезеңдер кіреді.

• Тек роторлы ток динамикасын қарастырыңыз. Бұл модель «ыдырау моделі» деп аталады.

• Ротордағы қозу сұлбасы бар генератор үшін ротордың және динамиктің динамикасын қарастырыңыз. 4-тарауда алынған үш ретті ЕМТ моделі бірдей болжамды қабылдайды және оны қолдануға болады.

• Ротордың ток динамикасын (ротордың қозғау сұлбасыне байланысты), ротордың демпферлік сұлбасының динамикасын (D және Q демпферлік тізбектерімен байланысқан) және статор x ux динамикасын қарастырыңыз. Бұл жағдайда динамикалық модельде тапсырыс болады. StateF күйлері болады, ,F, λD, λQ, λd, λq. Бұл модель күрделі модель болып табылады және субтрансивті модельдің негізі болып табылады.

3. Қорытынды кезең: ЕМ және ЕМТ динамикасын қамтиды.

Көріп отырғанымыздай, Plant моделі өте талғампаз болуы мүмкін. Барлық динамиканы қамту мүмкін емес және қажет емес. Дизайн кезеңінде Plant моделінің күрделілігі мен дизайнының қарапайымдылығы туралы келісім бар. Егер Plant моделі тым күрделі болса, түсінік жоғалуы мүмкін. Сонымен қатар, өткізу қабілеттілігі төмен диапазондарда бақылауды жобалау үшін өте жоғары өткізу қабілеті бар динамиканы

енгізу қажет емес. Сондықтан егжей-тегжейлі толық емес сызықтық модель тек валидация немесе модельдеу сатысында қолданылады.

Берген және Виттальда (2009) ұсынылған генератордың кернеуді басқару жобасында модельдеу динамика серпінді теңдеуді де, ротордың ыдырауын да қамтитын сатыда тоқтайды. Бұл кітапта дизайн серпіліс динамикасы мен ротордың ыдырау динамикасын қосқаннан кейін тоқтайды.

Бұл тарауда төрт бөлім бар. 5.2-бөлімде Plant қарапайым үлгілері ғана табыс әкеледі. Бұл теріс пікір кері немесе жағымсыз бақылауды қабылдау туралы шешім қабылдауға көмектеседі. 5.3 бөлімінде тек роторлы ток динамикасы бар зауыт модельдері берілген. Айналмалы теңдеулермен ұсынылған электромеханикалық динамика еленбейді. Бөлім

5.4 5.3 бөлімінен алынған зауыт модельдері негізінде кернеуді басқару құрылымын қарастырады Соңында 5.5 бөлімінде ротордың үлкен динамикасы мен электромеханикалық динамикасы қарастырылған басқару құрылымы берілген.

5.2 Plant моделі: динамика қосылмаған

4-ші тарауда келтірілген фазалық диаграмма немесе тізбекті талдау арқылы Va терминалының кернеуі генератордың ішкі кернеуі Ea, ал Ea ротордың қозғау тогына пропорционал болатындығы туралы түсінік қалыптастыру керек. Ротордың қозғау сұлбасындегі кернеу vF iF күйін реттей алады. Сондықтан, vF Va-да мүмкін. Осы бөлімде біз Va/vF-дің тұрақты өсуіне ұмтыламыз.

5.2.1 1-сценарий: Статордың ашық сұлбасы

Статордың жағы ашық болған кезде статордағы токтар нөлге тең болады. Демек, біз мұны көре аламыз

$$V_a = E_a.$$

Ea ішкі кернеудің тұрақты күй мәні iF қоздыру тогымен байланысты. Әрі қарай тұрақты күйде қоздыру тогын ротордың тізбек кернеуінен табуға болады: $i_F = v_F/r_F$, мұндағы r_F - ротордың тізбектегі орамасындағы кедергі. Демек,

$$E_a = \frac{\omega M_F}{\sqrt{2}} i_F = \frac{\omega M_F}{\sqrt{2}} \frac{v_F}{r_F}. \qquad (5.1)$$

Мұнда Efd айнымалысын енгізгіміз келеді:

$$E_{fd} = \frac{\omega M_F}{\sqrt{2}} \frac{v_F}{r_F}. \qquad (5.2)$$

EFd v_F ауыстыру үшін пайдаланылады. E_{Fd} қозғалтқыштың кернеуіне байланысты статордың кернеуіне тең болады.

(5.1) сәйкес, тұрақты күйде, $E_{fd} = E_a$.

Plant моделі болады

$$\frac{V_a}{v_F} = \frac{\omega M_F}{\sqrt{2} r_F}, \qquad (5.3)$$

Немесе $$\frac{V_a}{E_{fd}} = 1. \qquad (5.4)$$

5.2.2 2-сценарий: SMIB жүйесі

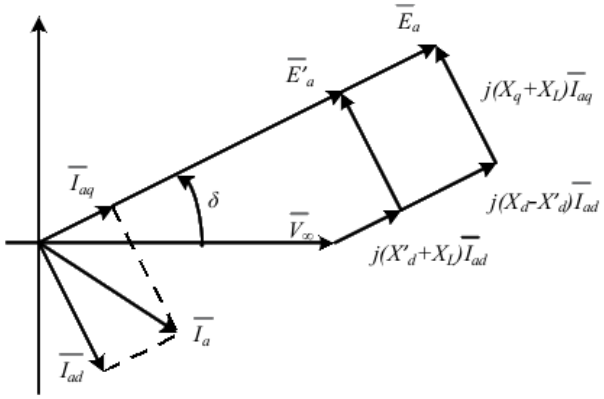
Жалпы жағдайда статор токтары нөлге тең болмайды. SMIB жағдайында тордың кернеуі V∞ тұрақты болады деп қабылданады. Желілік кернеуді эквивалентті генератордың соңғы кернеуі деп қарастырамыз, ал эквивалентті генератордың dq-осьтік реакциясы электр беру желісінің реакциясын қамтиды.

Электр сұлбасын талдау негізінде Iad dq осьтік токтарын алуымыз керек

және Иак, егер Еа (немесе Efd), V∞ және δ (генератордың q-осі мен тірек синхронды айналмалы тірек рамасы арасындағы бұрыш).

Әрі қарай, токтарға сүйене отырып, біз Va-ны алуы керек.

Алдымен dq-осьтік токтардың Еа және V∞-қа қатынасын қарастырайық. SMIB жүйесіне сәйкес келетін фазалық диаграмма жасалынған және 5.1 суретте көрсетілген. Бұл фазалық диаграмма 4-тарауда келтірілген 4.10-суреттегі генераторлық фазор диаграммасынан жасалған.



5.1-сурет: Фазор диаграммасы.

$$I_{ad} = \frac{V_\infty \cos\delta - E_a}{\widetilde{X}_d}$$
$$I_{aq} = \frac{V_\infty \sin\delta}{\widetilde{X}_q} \qquad (5.5)$$

мұндағы $X_d = X_d + X_L$, $Xq = X_q + X_L$, X_L - электр беру желісінің реакциясы.

Мұнымен біз мүмкін болуымыз керек Va.

$$\overline{V}_a = V_\infty e^{j0} + jX_L(I_{aq} + jI_{ad})e^{j\delta} \qquad (5.6)$$

V_a бөлігін dq компоненттеріне бөліп аламыз.

$$\begin{aligned} V_{aq} &= V_\infty \cos\delta + (jX_L)(jI_{ad}) = V_\infty \cos\delta - X_L I_{ad} \\ &= V_\infty \cos\delta - \frac{X_L}{\widetilde{X}_d}(V_\infty \cos\delta - E_a) \\ &= \frac{X_d}{\widetilde{X}_d} V_\infty \cos\delta + \frac{X_L}{\widetilde{X}_d} E_a \qquad (5.7) \\ V_{ad} &= -V_\infty \sin\delta + X_L I_{aq} = -V_\infty \sin\delta + \frac{X_L}{\widetilde{X}_q} V_\infty \sin\delta \\ &= -\frac{X_q}{\widetilde{X}_q} V_\infty \sin\delta \end{aligned}$$

V_a негізінде табуға болады

$$V_a = \sqrt{V_{aq}^2 + V_{ad}^2}. \qquad (5.8)$$

Жоғарыда келтірілген талдау Ва сызықты емес функцияны қолдана отырып, Еа арқылы білдіруге болатындығын көрсетеді. Классикалық басқару дизайны үшін зауыттың сызықтық модельдері қажет. Сондықтан сызықтық модельге келу үшін кішігірім бұзылулар қолданылады. Ваның Эа-ға қатысты сызықтық қатынасын келесідей табуға болады.

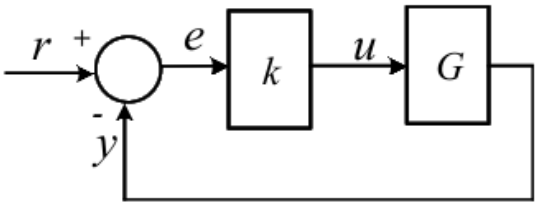
$$\begin{aligned} \frac{\Delta V_a}{\Delta E_a} &= \frac{1}{\sqrt{V_{aq0}^2 + V_{ad0}^2}} \left(V_{aq0} \frac{\partial V_{aq}}{\partial E_a} + V_{ad0} \frac{\partial V_{ad}}{\partial E_a} \right) \\ &= \frac{V_{aq0} X_L}{V_{a0} \widetilde{X}_d} \qquad (5.9) \end{aligned}$$

V_{aq0} - а-ның q-осіндегі бастапқы кернеуі. Әдетте, q-осі мен терминалдың кернеу кеңістігінің векторы арасындағы бұрыш 90◦-дан аз. Демек, V_{aq0} нөлден үлкен.

Тұрақты күйде болғандықтан, $E_{fd} = E_a$, демек, $\frac{\Delta V_a}{\Delta E_{fd}} = \frac{V_{aq0} X_L}{V_{a0} \widetilde{X}_d}$.

Жоғарыда келтірілген екі сценарий E_{fd}-тен V_a-ға пайда әрдайым оң болатындығын көрсетеді. Plant бұл моделі кері байланысты басқару әдісі негізделгенін көрсетеді.

5.2-суретте көрсетілген теріс кері байланысты басқару жүйесінде r-ді r мәндерінен өлшеулерді шегеру арқылы е қателік дабылдары пайда болады. G зауыты - бұл таза пайда. k - бұл таза пайда.



5.2 сурет: Кері байланысты кері бақылау: $e = \frac{1}{1+kG} r$ and $y = \frac{kG}{1+kG} r$.

Егер терминал кернеуі оның сілтемелік мәнінен төмен болса, онда бұл қате оң болады: e> 0. Қателік e контроллерге, мысалы, күшейткішке жіберіледі.

Зауыт таза кіріс болғандықтан, оның шығымы немесе өлшемдері y> 0, егер u> 0. Сондықтан өсіп келе жатқан оң қате y = kGr/1+kG дейін Plant шығынын көбейтеді. Кернеуді басқару жағдайында өлшеу азайып, қате жоғарылаған жағдайда терминал кернеуі артады. Теріс кері байланысты басқару бұл жағдайда терминал кернеуін жоғарылату мақсатына жетеді.

5.3 Plant моделі: ротордың динамикасы

Ротордың динамикалық динамикасы 4.5 тарауда келтірілген және келесідей көрсетілген.

$$E_{fd} = E_a + T'_{d0} \frac{dE'_a}{dt}, \qquad (5.10)$$

мұндағы Эа - ішкі кернеу, E0a - ротордың flF байланысына сәйкес келетін статор кернеуі, Efd - ротордың кернеуіне сәйкес келетін статор кернеуі, ал T 0d0 статордың ашық тізбектегі уақыт константасы ретінде белгіленеді. 2 секунд - бұл әдеттегі мән.

5.3.1 Статордың ашық сұлбасы

Статордың ашық сұлбасы үшін статордағы токтар нөлге тең. Сондықтан Va =Ea. Сонымен қатар, λF роторына сәйкес келетін статордың кернеуі E’a деп белгіленген, ішкі кернеу Ea-ға тең.

$$E_{fd} = E_a + T'_{d0} \frac{dE'_a}{dt}, \qquad (5.10)$$

өйткені λF = L_{FiF} + 3/2 MF id және id = 0. λF тек iF байланысты. Сондықтан, E_a-ны E'_a-ге (5.10) ауыстыруға болады:

$$E_{fd} = E'_a + T'_{d0} \frac{dE'_a}{dt}. \qquad (5.11)$$

Efd-ден E0a-ға беру функциясы келесідей.

$$\frac{\Delta E'_a}{\Delta E_{fd}} = \frac{1}{T'_{d0}s+1} \qquad (5.12)$$

Va = Ea = E'a болғандықтан, Efd-тен Va-ға беру функциясы болады

$$\frac{\Delta V_a}{\Delta E_{fd}} = \frac{1}{T'_{d0}s+1}. \qquad (5.13)$$

5.3.2 SMIB ici

Бұл жағдайда ротордың x ux динамикасы теңдеуіне E0a және Ea кіреді. Бірінші рет ODE болуы үшін, біз Ea деп Ea деп білдіруіміз керек. Осы ODE-ден біз Efd-ден E'a-ға ауыстыру функциясын орнатамыз. Содан кейін, E0a мен Va арасындағы алгебралық қатынастарға сүйене отырып, біз Efd-тен Va-ға функцияны беру мүмкіндігіне ие бола аламыз.

Екі сатыда да, статордың сұлбасын немесе фазалық диаграммасын талдау алгебралық қатынастарды анықтауға көмектеседі. E0a талдауға кірісейік. E'a λF, және λF = LF iF + 3/2 MF id байланысты болғандықтан, біз E0a, Ea және ағымдағы идентификатор арасындағы қатынасты таба аламыз. Сонымен қатар, SMIB жағдайында Iad = V∞ cosδ − E '

5.1-суреттегі фасорлық диаграмманың негізінде біз мынаны аламыз:

$$\begin{aligned} E_a &= E'_a + (\widetilde{X}_d - \widetilde{X}'_d) I_{ad} \\ &= E'_a + (\widetilde{X}_d - \widetilde{X}'_d)\frac{V_\infty \cos\delta - E'_a}{\widetilde{X}'_d} \\ &= \frac{\widetilde{X}_d}{\widetilde{X}'_d} E'_a + \quad \frac{\widetilde{X}_d}{\widetilde{X}'_d} - 1\Bigg) V_\infty \cos\delta \end{aligned} \qquad (5.14)$$

Жоғарыда көрсетілген қарым-қатынастың кішігірім моделі мынандай болады:

$$\begin{aligned} \Delta E_a &= \frac{\widetilde{X}_d}{\widetilde{X}'_d}\Delta E'_a + \quad \frac{\widetilde{X}_d}{\widetilde{X}'_d} - 1\Bigg)(-V_\infty \sin\delta)\Delta\delta \\ &= \frac{1}{K_3}\Delta E'_a - \left(\frac{1}{K_3} - 1\right) V_\infty \sin\delta\Delta\delta \\ &= \frac{1}{K_3}\Delta E'_a + K_4\Delta\delta \end{aligned} \qquad (5.15)$$

$$K_3 \triangleq \frac{\widetilde{X}'_d}{\widetilde{X}_d} \text{ мен } K_4 \triangleq 1 \quad \frac{1}{K_3} V_\infty \sin\delta.$$

қайда

Ротор ағынының ыдырау динамикасы болады

$$T'_{d0}\frac{d\Delta E'_a}{dt} = -\Delta E_a + \Delta E_{fd} = -\frac{1}{K_3}\Delta E'_a - K_4\Delta\delta + \Delta E_{fd} \qquad (5.16)$$

$$\Longrightarrow (K_3 T'_{d0}s + 1)\Delta E'_a = K_3(-K_4\Delta\delta + \Delta E_{fd}) \qquad (5.17)$$

Егер электромеханикалық динамиканы Δδ = 0 деп санай отырып, ескермесек, онда Efd-ден E'a-ға беру функциясы

$$\frac{\Delta E'_a}{\Delta E_{fd}} = \frac{K_3}{K_3 T'_{d0} s + 1} \qquad (5.18)$$

Электромеханикалық динамикамен,

$$\Delta E'_a = \frac{K_3}{K_3 T'_{d0} s + 1}(\Delta E_{fd} - K_4 \Delta\delta) \qquad (5.19)$$

E'a-дан Va-ға дейін

Терминалдың кернеуі V a фазалық диаграммадан табуға болады.

$$\overline{E}'_a = \overline{V}_\infty + j\widetilde{X'_d}\overline{I}_{ad} + j\widetilde{X_q}\overline{I}_{aq} \qquad (5.20)$$

Iaq = Iaqejδ, бізде келесі теңдеу бар

автобустың анықтамалық жақтауына негізделген.

$$E'_a e^{j\delta} = V_\infty + j\widetilde{X'_d} j I_{ad} e^{j\delta} + j\widetilde{X_q} I_{aq} e^{j\delta} \qquad (5.21)$$

E − jδ көбейтілгеннен кейін, q-осі бойынша сілтеме ретінде келесі теңдеуді алдық.

$$E'_a = V_\infty \cos\delta - jV_\infty \sin\delta - \widetilde{X'_d} I_{ad} + j\widetilde{X_q} I_{aq}. \qquad (5.22)$$

Жоғарыда келтірілген теңдеуден нақты және қиял бөліктерін теңдей отырып, бізде:

$$I_{ad} = \frac{V_\infty \cos\delta - E'_a}{\widetilde{X'_d}}, \qquad (5.23)$$

$$I_{aq} = \frac{V_\infty \sin\delta}{\widetilde{X_q}}. \qquad (5.24)$$

Енді Va-ны алайық: Терминал кернеуінің фазасын былайша өрнектеуге болады.

$$\overline{V}_a = V_\infty + jX_L\overline{I}_a \qquad (5.25)$$

V a = (Vaq + jVad) ejδ және Ia = (Iaq + jIad) ejδ -ті алмастырып, содан кейін екі жақта да − jδ-ге көбейтілгенде, бізде келесі теңдеу болуы керек.

$$\begin{aligned} V_{aq} + jV_{ad} &= V_\infty \cos\delta - jV_\infty \sin\delta + jX_L(I_{aq} + jI_{ad}) \\ &= V_\infty \cos\delta - X_L I_{ad} + j(X_L I_{aq} - V_\infty \sin\delta) \end{aligned} \qquad (5.26)$$

Енді (5.23) және (5.24) Иад пен Иакты (5.26) алмастыру үшін бізде бар:

$$V_{aq} = \frac{X_L}{\widetilde{X'_d}} E'_a + \quad 1 - \frac{X_L}{\widetilde{X'_d}} \Bigg) V_\infty \cos\delta \qquad (5.27)$$

$$V_{ad} = \quad \frac{X_L}{\widetilde{X_q}} - 1 \Bigg) V_\infty \sin\delta \qquad (5.28)$$

RMS мәнін келесідей табуға болады

$$V_a = \sqrt{V_{aq}^2 + V_{ad}^2}. \qquad (5.29)$$

Va сызықты емес функцияда E'a және δ арқылы өрнектеуге болады.

Кішкентай бұзылуларды қолдана отырып, сызықтық өрнек келесідей алынады.

$$\Delta V_a = \frac{\partial V_a}{\partial \delta} \Delta\delta + \frac{\partial V_a}{\partial E'_a} \Delta E'_a \qquad (5.30)$$

Ва-ның δ-ге қатысты туындысы K5 деп белгіленеді, ал өрнек келесідей.

$$K_5 = \frac{\partial V_a}{\partial \delta} = \frac{1}{\sqrt{V_{aq}^2 + V_{ad}^2}} \left(V_q \frac{\partial V_q}{\partial \delta} + V_d \frac{\partial V_d}{\partial \delta} \right)$$

$$= \frac{V_\infty}{V_{a0}} \left[V_{aq0} \quad \frac{X_L}{\widetilde{X'_d}} - 1 \Bigg) \sin\delta_0 + V_{ad0} \quad \frac{X_L}{\widetilde{X_q}} - 1 \Bigg) \cos\delta_0 \right]$$

$$= -\frac{V_\infty}{V_{a0}} \quad \frac{V_{q0} X'_d}{\widetilde{X'_d}} \sin\delta_0 + \frac{V_{d0} X_q}{\widetilde{X_q}} \cos\delta_0 \Bigg) \qquad (5.31)$$

Сол сияқты K6 = ∂Va / ∂E0a былайша аламыз.

$$K_6 = \frac{\partial V_a}{\partial E'_a} = \frac{1}{\sqrt{V_{q0}^2 + V_{d0}^2}} (V_{q0} \frac{\partial V_q}{\partial E'_a} + V_{d0} \frac{\partial V_d}{\partial E'_a})$$

$$= \frac{V_{q0} X_L}{V_{a0} \widetilde{X'_d}} \qquad (5.32)$$

Ваның кішкентай титіркенуі Δδ және ΔE'a байланысты сызықтық функция түрінде көрсетілуі мүмкін.

$$\Delta V_a = K_5 \Delta\delta + K_6 \Delta E'_a \qquad (5.33)$$

Δδ ескермеу арқылы Efd-тен Va-ға ауыстыру функциясын былай жазуға болады

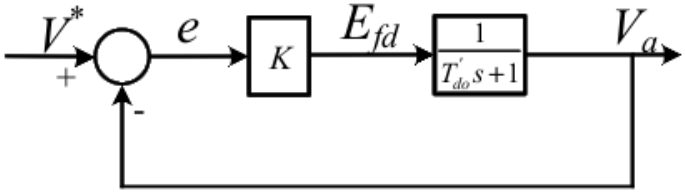
$$\frac{\Delta V_a}{\Delta E_{fd}} = \frac{\Delta E'_a}{\Delta E_{fd}} \frac{\Delta V_a}{\Delta E'_a} = \frac{K_3 K_6}{K_3 T'_{d0} s + 1} \qquad (5.34)$$

Екі сценарийді зерттеу ротордың үлкен динамикасын қарастырған кезде Plant моделі бірінші ретті модельге айналатынын көрсете ді. Келесі бөлімде біз бірінші кезектегі зауыт модельдеріне негізделген кернеуді басқару дизайнын көрсетеміз.

5.4 Кернеуді басқарудың дизайны: I бөлім

Бұл бөлімде дизайн статор жағы ашық генераторға негізделген. Электромеханикалық динамика ескерілмейді. Бұл генератор номиналды жылдамдықта айналады деген болжаммен бірдей. Plant моделі бірінші кезектегі модель болып табылады:

$$\frac{1}{T'_{d0}s+1}.$$



5.3 сурет: Кернеу реттегішінің кері байланысының қарапайым дизайны.

Қарапайым дизайн 5.3 суретте көрсетілген, мұндағы терминалдың кернеуінің RMS өлшенеді және сілтеме кернеуі V ∗ салыстырылады. Содан кейін қате K рет күшейтілген және Efd қатенің шығуына байланысты өзгертілген. Қатені тұрақты күйде нөлге келтіру үшін интегралды бақылауды қолданудың орнына, кернеуді басқару үшін, тұрақты күйдегі нөлдік қателік маңызды мақсат емес. Оның орнына жедел жауап қажет.

5.3-суреттегі жүйе үшін V ∗ -ден e-ге дейінгі қателікке жабық цикл беру функциясы келесідей өрнектеледі:

$$\frac{e}{V^*} = \frac{1}{1+\frac{K}{T'_{d0}s+1}} = \frac{T'_{d0}s+1}{T'_{d0}s+K+1}. \qquad (5.35)$$

V ∗ бастап Va терминалындағы кернеуге берік тұйықталу функциясы өрнектеледі

$$\frac{V_a}{V^*} = \frac{\frac{K}{T'_{d0}s+1}}{1+\frac{K}{T'_{d0}s+1}} = \frac{K}{T'_{d0}s+K+1}. \qquad (5.36)$$

Сондықтан тұрақты күйде Va = K + 1 V ∗, e = 1

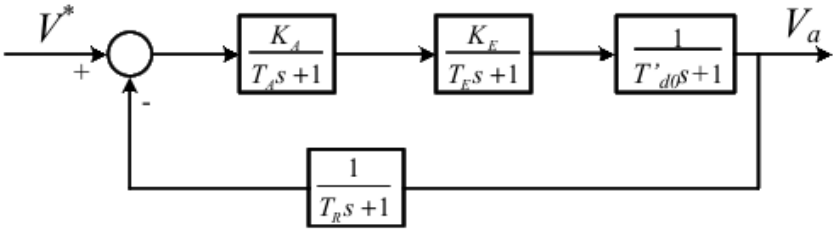
Қ + 1 V ∗. Өткізгіштігі T'd0. K = 1000, T'd0 = 1 үшін өткізу қабілеті 1000 рад / с құрайды, бұл 0,001 екінші рет тұрақты екенін білдіреді. Сондықтан, V ∗-да қадамдық жауап берілгенде, Va-ға оның тұрақты тұрақты мәнінің 63% -на дейін өсуі үшін 0,001 секунд кетеді. K-тің

үлкен пайдасы кішігірім қателіктің де, тез әрекет етудің де қажеті болады.

Бұл дизайн моделі үшін біз қоздыру сұлбасының динамикасын, қоздырғыштан туындаған кідірісті және амперлік динамиканы қарастырған жоқпыз. Осы динамиканы ескере отырып, неғұрлым күрделі модель пайда болады. Өз кезегінде, бұл динамика пайдаға шек қояды.

5.4.1 Кері байланысты бақылау және кірісті шектеу

Енді қоздырғышты, күшті өлшеуішті және өлшем бірлігінің кідірісін немесе динамикасын қарастырамыз. Блок- сұлба 5.4 суретте көрсетілген.



5.4 сурет: Қозғалтқыштың, ампер күшінің және өлшем бірлігінің динамикасын ескере отырып, кернеуді басқарудың блок- сұлбасы.

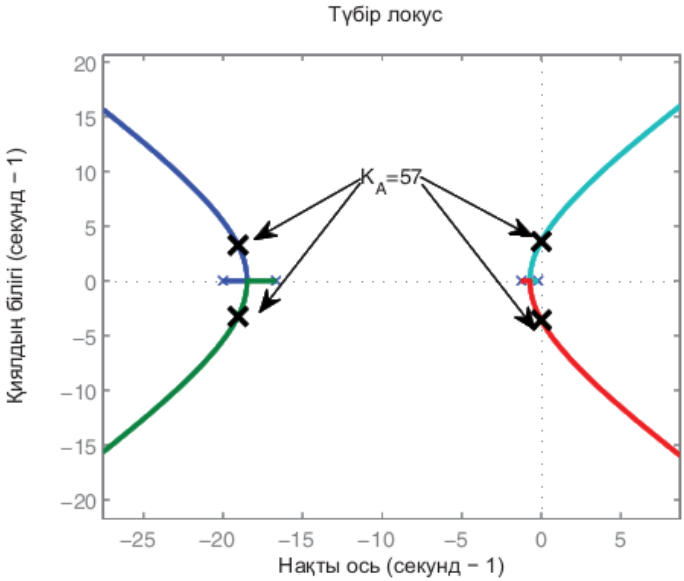
Қоздырғыштың динамикасын Ke / TEs + 1 түрінде көрсетуге болады. TE = 0,8 секундтың мәні және KE = 1. Ампер күшін KA / TAs + 1 түрінде көрсетуге болады.

Типтік мәндер: TA = 0,05 секунд. Өлшем блогы 1 / TRs + 1 түрінде ұсынылған. Типтік мәні: TR = 0.06 секунд.

Қозу блогында ашық ілмектер енгізіледі - 1Te = −1.25;

ампер күшейткіштің тірегін енгізеді - 1 / TA = −20; ал өлшеу блогы - 1TR = .616.67-ге жақын ашық ілмекті енгізеді. T'd0 = 5 берілгенде, генератордың арқасында бізде төртінші полюсте fourth0.2 болады.

Түбірлік локустық талдауға негізделген бұл жүйе үшін KA өсуінің шегі болатындығын ескеріңіз. Осы нақты мәселе үшін KA 5.5-суреттегі түбірлік жерде көрсетілгендей 57-ден кем болуы керек.



5.5-сурет: 1 / (1 + TAs) (1 + TE) (1 + T 0d0s) (1 + TRs) циклін алу үшін түбірлік локация, мұнда TA = 0,05, TE = 0.8, T 0d0 = 5 және TR = 0.06 .

Кернеуді өлшеу мен кернеу анықтамасының арасындағы тұрақты емес қателік болуы үшін біз KA үлкен пайда алғымыз келеді.

KA = 400 тәжірибеде жиі кездеседі. Келесі тақырып - тұрақтылықты қалай арттыру және пайда шегін арттыру.

5.4.2 Тұрақтылықты қалай жақсартуға болады: Кері байланыс

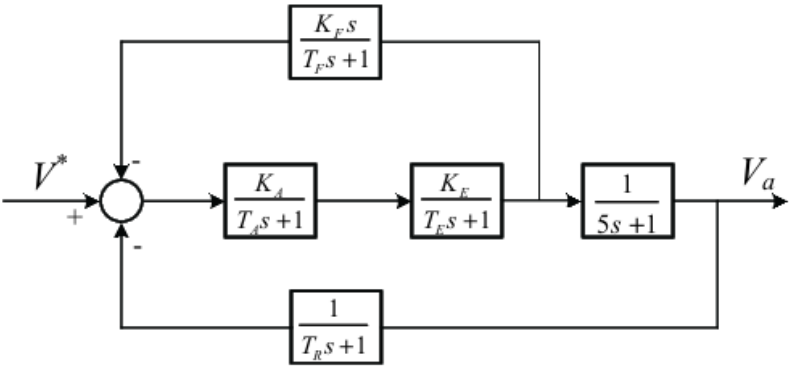
Кішігірім тұрақты қателік болу үшін үлкен KA-ға артықшылық беріледі.

Үлкен KA-мен тұрақтылыққа қол жеткізу үшін жылдамдықты кері байланысты бақылау әдісі қолданылады. Қарапайым кері байланыс блогы қосылып, суретте көрсетілген

5.6. Efd жылдамдығы: sEfd пропорционалды блокқа кері байланыс дабылы ретінде KF пайда болады. Басқару дизайнында таза туынды s дәл анықталуы керек. Туынды құралдарды сатуға беру функциясы s / TF s + 1.

Бұл бөлім Берген мен Витталда (2009) өте қызу талқыланды. Кітапта «кері байланысты бағалау» тұрақтылықты арттыру үшін кері байланысты басқарудың кең таралған тәжірибесі деп айтылған. Шын мәнінде, біз бұған дейін тарифтік кері байланысты көрдік. Жиілікті басқаруда, құламай басқарумен және онсыз, қайталама жиілікті басқарудың пайда болу шегі өте көп. Тамшуырмен, содан кейін пайда үлкен болуы мүмкін. Ешқандай кіріс болмауы керек. Интегралды жиілікті басқарумен салыстырғанда, құлдырау - бұл жылдамдықты кері байланыс. Кейінірек

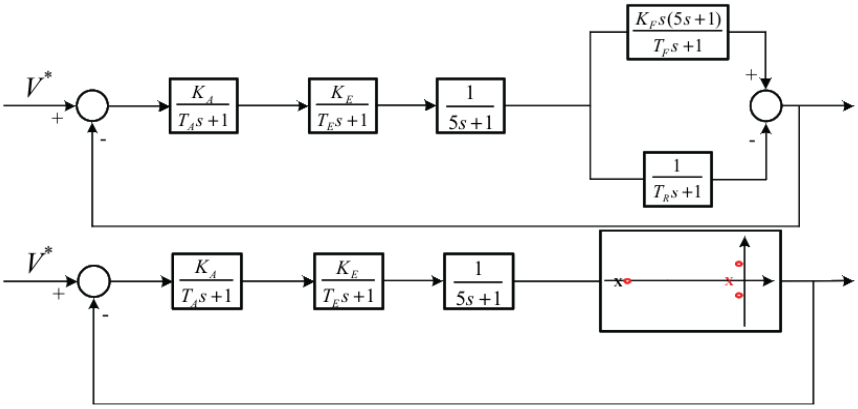
біз қуат жүйесін тұрақтандырғыш (PSS) демпферді жақсарту үшін жылдамдықты кері байланыс тұжырымдамасын жүзеге асыратынын тағы да көрсетеміз.



5.6-сурет: Таратылған кері байланысты қосқандағы диаграмма.

Түбірлік локалия бойынша жылдамдықтың кері байланысының e-ect мәні қандай? Rate кері байланысы түбірлердің локальды жолдарын өзгерту үшін ашық циклдарды ұсынады. Нөлдер оң жарты жазықтыққа (RHP) жақын полюстерді тарту үшін қолданылады.

5.7 суретте көрсетілгендей, 5.6 суретте ашық циклды беру функциясы жүйеге қайта қаралған.



5.7-сурет: Жылдамдықтың ¼ бөлігі.

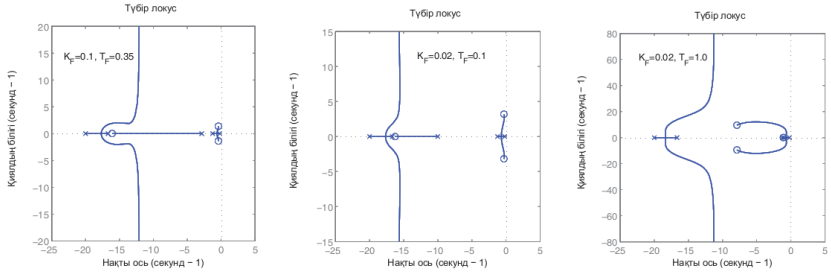
Көріп отырғандай, жылдамдықтың кері қатынасы Efd туындысының теріс кері байланысын қосады. Осыған ұқсас, бұл үш нөлді (екі күрделі конъюгация, біреуі өз осінде) және бір тіректі ашық жүйенің ілмегіне қосуға ұқсас.

Егер KF = 0.1, TF = 0.35 және TR = 0.06 болса, 1 / TRs + 1 + KF s (5s + 1) / TF s + 1 беріліс функциясы

$$\frac{0.03s^3 + 0.506s^2 + 0.45s + 1}{(1 + 0.35s)(1 + 0.06s))} = \frac{(s + 16.06)(s + 0.4023 \pm j1.38)}{(s + 2.86)(s + 16.67)} \qquad (5.37)$$

-16.67 - өлшем бірлігіне байланысты полюстен басқа, жылдамдық бойынша кері байланыс 5.7 суретте көрсетілгендей үш нөл мен бір полюсті енгізеді. Екі нөлдер RHP-ге жақын екі полюсті тарта алады.

Қарапайым кері байланысты, циклді алуға арналған түбірлік позициялар енді 5.8 суретте көрсетілген. Көріп отырғаныңыздай, ампер күшінің КА шамасын 1000-ға дейін арттыруға болады.



5.8-сурет: 5.7-суреттегі жүйеге арналған негізгі локус, жылдамдықпен кері байланыс.

5.5 Кернеуді басқарудың дизайны: II бөлім

5.5.1 Блок- сұлбасы әдісі

Бұл бөлімге электромеханикалық динамика кіреді. Осы талқылау үшін SMIB ісі мысал ретінде қарастырылады. Ашық тізбектегі жұмыс сценарийі үшін генератордан қуат алынбайды. Нөлдік қуатпен айналу жылдамдығы тұрақты болады. Осыдан электромагниттік және электромеханикалық заттар ажыратылады. Алайда, генератор қуат жіберген кезде электромеханикалық динамика электромагниттік динамикамен біріктіріледі. Алдыңғы бөлімнен көріп отырғанымыздай, ΔEa, ΔVa бәрі

бірдеңе бар Δδ.

Сонымен қатар, бұрылыс динамикасын қайта қарау қажет. 3-тарауда қарастырылған жиілікті басқаруда генератор моделі Еа тұрақты кернеуі бар классикалық генератор моделі ретінде қабылданады. Бұл енді электромагниттік динамика қарастырылған кезде болмайды. Мұнда қуат өрнегін Δδ және ΔE0a мәндерімен қайта жазу керек. Жиілікті бақылау талқылауында ΔE'a қосылмаған (ротордың хх динамикасы қарастырылмаған немесе қарастырылмаған)

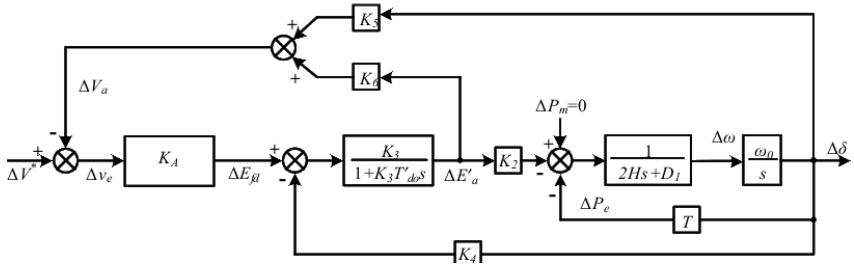
электромагнитті қарастырылмайды).

Қуаттылықты Э'а және by сызықтық емес өрнекпен білдірді. Өрнекті сызықтық сызықтық модель бізге береді.

$$\Delta P_e = K_2 \Delta E'_a + T\Delta\delta \qquad (5.38)$$

мұндағы K2 = ePe / ∂E0 a және T = ∂Pe / ∂δ.

Автоматты кернеу реттегіші (АВР) бар SMIB-нің жүйелік блок-сұлбасы 5.9 суретте көрсетілген.



5.9 сурет: SMIB жүйесінің блок- сұлбасы. Генератор AVR-мен жабдықталған.

Кернеу реттегіші мен қоздырғыш моделі тек KA алу үшін қарапайым болғанын ескеріңіз. Efd-ден ΔVa-ға ауыстыру функциясын блок- сұлбаны қарап, блок-манипуляцияны қолдану арқылы табуға болады. Қызығушылық танытқан оқырмандар аударым функциясын қолмен ала алады.

5.5.2 Кеңістік жай-күйлерді модельдеу тәсілі модельдеу тәсілі

Берілу функциясын кеңістік күй модель негізінде алуға болады. Бұл тәсіл - жүйелік тәсіл. Алдымен зауыт моделін ˙x = Ax + Bu және y = CX + Du күйдің кеңістік моделі ретінде айтамыз. Содан кейін біз Y (s) / U (s) = C (sI - A) −1B + D функциясының берілуін табамыз.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} \Delta\dot{\delta} \\ \Delta\dot{\omega} \\ \Delta\dot{E}'_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 & 0 \\ \frac{-T}{2H} & \frac{-D_1}{2H} & \frac{-K_2}{2H} \\ \frac{-K_4}{T'_{d0}} & 0 & \frac{-1}{K_3T'_{d0}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta\omega \\ \Delta E'_a \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T'_{d0}} \end{bmatrix} \Delta E_{fd} \qquad (5.39a)$$

$$y = \Delta V_a = K_5\Delta\delta + K_6\Delta E'_a = \begin{bmatrix} K_5 & 0 & K_6 \end{bmatrix} x \qquad (5.39b)$$

FFf-тен ΔVa-ға ауыстыру функциясы келесідей табылды.

$$\frac{\Delta V_a}{\Delta E_{fd}} = \begin{bmatrix} K_5 & 0 & K_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s & -\omega_0 & 0 \\ \frac{T}{2H} & s+\frac{D_1}{2H} & \frac{K_2}{2H} \\ \frac{K_4}{T'_{d0}} & 0 & s+\frac{1}{K_3T'_{d0}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T'_{d0}} \end{bmatrix} \qquad (5.40a)$$

$$= \frac{K_3(2HK_6s^2+D_1K_6s+\omega_0(K_6T-K_2K_5))}{2HK_3T'_{d0}s^3+(2H+D_1K_3T'_{d0})s^2+(D_1+K_3TT'_{d0}\omega_0)s+(T+K_2K_3K_4)\omega_0} \qquad (5.40b)$$

Жүйелік үлгіні алу үшін MATLAB кодтары келесідей көрсетілген. Кеңістік күйі модельді A, B, C, MATLAB функциялары арқылы бір рет жасауға болады.

D матрицалары төмендегідей берілген.

```
H = 3; D= 0;
T=1.01; K3=0.36; K4 = 1.47; K5 = -0.097; K6 = 0.417; K2 = 1;
w0 = 377; Td0 =2;
A =[0, w0, 0; -T/(2*H), -D/(2*H), -K2/(2*H); -K4/Td0, 0, -1/(K3*Td0)];
B =[0; 0; 1/Td0];
C = [K5, 0, K6];
G = ss(A,B, C, 0);
rlocus(G)
```

Жоғарыда аталған жүйенің тамырлы орналасуы 5.10 суретте көрсетілген. 5.10-суреттен көруге болады, егер біз кері байланыс контроллерін Va-мен жобаласақ, кері байланыс дабылы ретінде AVR-дің KA мәні 15,3-тен аспауы керек. Бұл мысал AVR пайдасына айтарлықтай шектеуді көрсетеді: электромеханикалық динамика. Шынайы әлемде жүйенің тұрақтылығын арттыру үшін қуат жүйесінің тұрақтандырғыштары (PSS) қолданылады. PSS-ті орнатқаннан кейін пайда шегін жеңілдетуге болады.

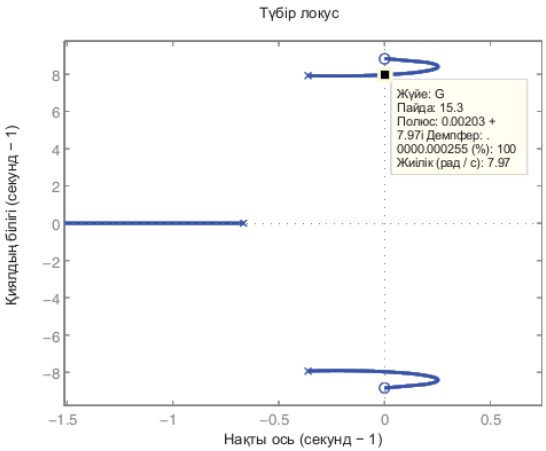
5.5.3 Қуат жүйесінің тұрақтандырғышы

Жүйенің тұрақтылығын арттыру үшін біз 5.10-суретті қайта қарастырамыз. Егер екі күрделі біріктірілген нөлдерді солға жылжытсақ, түбірлік локалды сол жарты жазықтықта (LHP) сақтауға болады. Сондықтан мәселе нөлдік позицияны қалай өзгерту керектігі туралы мәселе көтереді.

Беріліс функциясы D матрицасы нөл болған кезде C (sI −A) −1B түрінде көрінетіндіктен, нөлдерді C матрицасын, яғни шығыс дабылдарын реттеу арқылы өзгертуге болады.

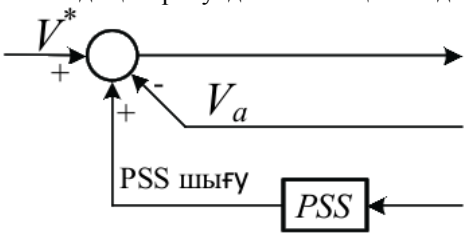
Бұл жағдайда шығу дабылын өзгертуге тырысайық

$$\Delta V_a - k\Delta\omega = \begin{bmatrix} K_5 & -k & K_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta \\ \Delta\omega \\ \Delta E'_a \end{bmatrix}$$



5.10-сурет: Беру функциясының тамырлы орналасуы (5.40b).

Ашық ілмекті беру функциясы нөлдік позициясын өзгертеді. V ∗ қосылған қосымша дабыл - kΔω. Және бұл көмекші басқару деп аталады қуат жүйесі тұрақтандырғышы (PSS). PSS шығыс дабылы 5.11 суретте көрсетілгендей эталондық кернеу дабылына қосылады.



5.11-сурет: PSS енгізу.

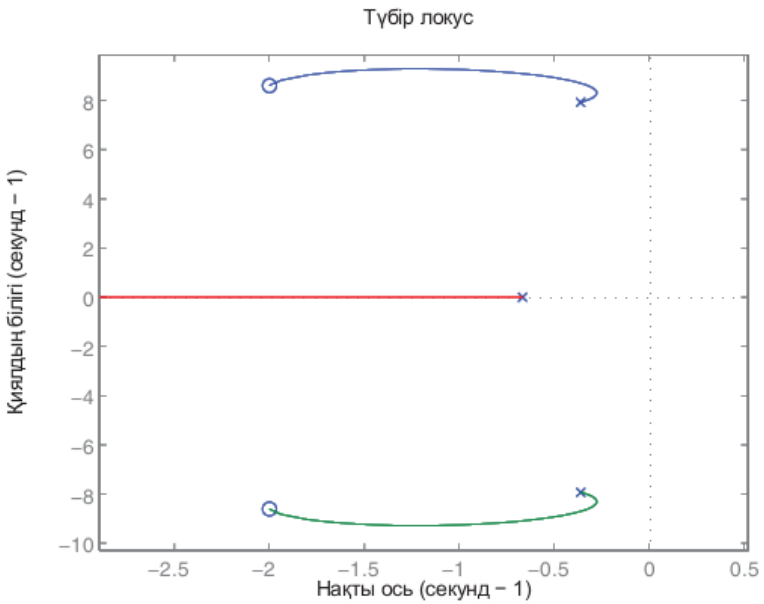
Енді беру функциясы келесідей өзгертілді.

$$G_1 = \frac{K_3(2HK_6s^2+(DK_6+kK_2)s+\omega_0(K_6T-K_2K_5))}{2HK_3T'_{d0}s^3+(2H+DK_3T'_{d0})s^2+(D+K_3TT'_{d0}\omega_0)s+(T+K_2K_3K_4)\omega_0} \quad (5.41)$$

Номинатор өзгермейді. Алайда, алымда s-ға қатысты қосымша элемент бар. Бұл өзгеріс ашық цикл жүйесінің нөлдерін солға жылжытуға мәжбүр етеді. K = 10 болған жағдайда, суретте G1 түбірінің орналасуын табамыз

5.12. 5.12-суретте көрсетілгендей, кернеу контроллерінің пайдасы қазір оң нәтижеге жетуі мүмкін.

Жоғарыда аталған процедура тағы екі тәсілмен түсіндіріледі. 1-тәсілде нөлдерді қалай өзгертуге болатындығын қарастырамыз. 2-тәсілде жылдамдық кері байланысын қосу арқылы ілмектер полюстерінің позициясын қалай өзгерту керектігін қарастырамыз.



5.12-сурет: (5.41) -де берілген функциялардың түбірлік орналасуы.

1-тәсіл 5.13-суретте PSS орнатылусыз Δff-дан aVa-ға дейінгі Plant моделі көрсетілген. Назар аударыңыз, біз ΔVa-ға қатысты ΔEa (K6ΔE'a) компонентін Δδ -ден алға жылжытамыз. Бұл ΔPm = 0 деп есептеген кезде қолайлы болады, сондықтан K60E0a −K6 / K2 (Ms2 Ds T) Δδ -ге тең болады. Содан кейін біз кері байланыс циклін беру функциясына біріктіреміз

Δδ

FEfd = −GF δ. Екі қатар қосылған блоктардың полюсі нөлдік карталар болып табылады

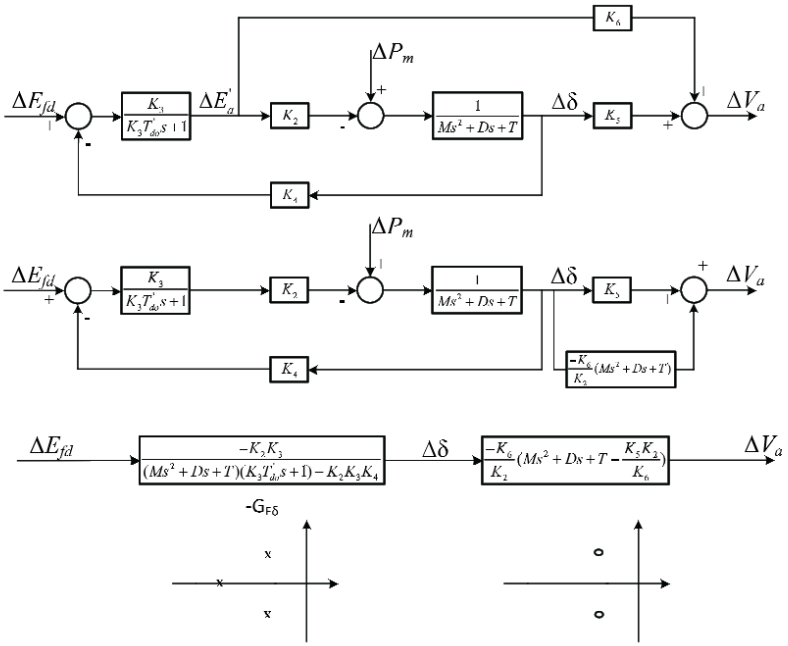
5.13 суретте келтірілген.

Әрі қарай, тұрақтылықты арттыру үшін нөлдерді LHP-ге ауыстыруды қарастырамыз. Бұл 5.14-суретте көрсетілгендей, алға бағытталған блокқа ротор бұрышының жылдамдығын қосу арқылы жасалады. Бұл бағыттағы блок - PSS.

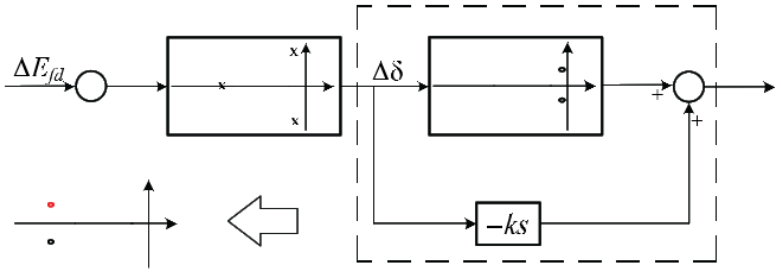
Сонымен, шығыс у енді ΔVa және PSS шығысы бар аралас дабыл болып табылады. Егер бізде «Δδ» деген компонент болса, жүйенің нөлдері солға қарай итеріледі. Теріс белгі Ba / Δδ ең жоғары ретті теріс коэффициентіне байланысты: −K6 / K2 M. нөлдерді солға жылжыту үшін dks демпферлік D жоғарылауы үшін қолданылады. Жаңа демпфер қазір D kK2.

2-тәсіл. Екінші тәсілде бірінші кезекте ашық ілгектерді солға жылжыту үшін жылдамдық кері байланысы ұғымын қолданамыз. Бұл 5.15 суретте

көрсетілген at-ге кері байланыс қосу арқылы жасалады. Кері байланыс анықтамалық дабылдан алынбастан, кіріс эталондық дабылға қосылады.



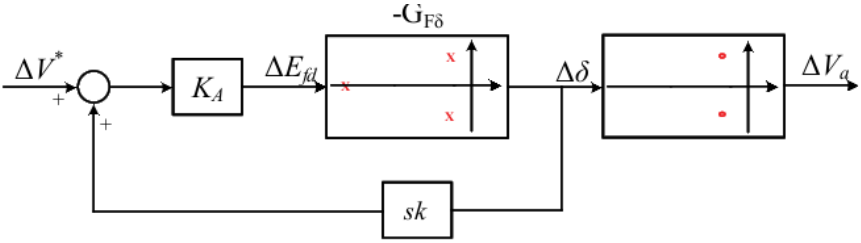
5.13-сурет: Электромеханикалық динамиканы ескеретін Plant моделі.



$$\frac{-K_6}{K_2}(Ms^2 + Ds + T - \frac{K_5 K_2}{K_6}) - ks = \frac{-K_6}{K_2}\left(Ms^2 + (D + \frac{kK_2}{K_6})s + T - \frac{K_5 K_2}{K_6}\right)$$

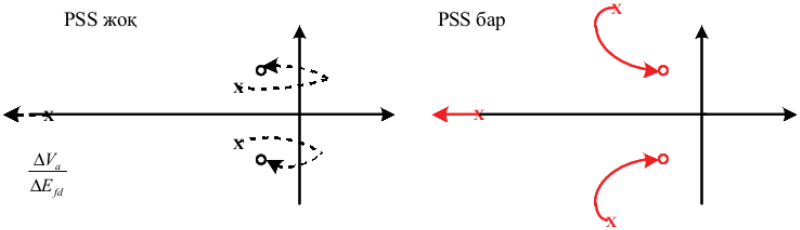
5.14-сурет: нөлді LHP-ге жылжытыңыз.

Бұл беру Δδ/ΔEfd = −GF plant зауыттың теріс тұрақты K2K3 / T −K2K3K4 пайдасына ие.



5.15 сурет: Кері байланысты PSS ретінде бағалаңыз.

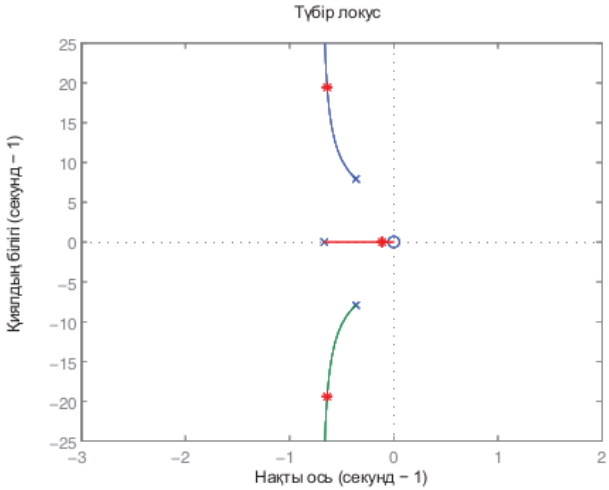
Қарапайым кері байланыстың ecti 5.16-суретте көрсетілген. Ашық ілмектер солға жылжытылатынын ескеріңіз. Түбірлік локус енді қиялданатын білікке өтпейді, бұл күшейтілген тұрақтылықты көрсетеді.



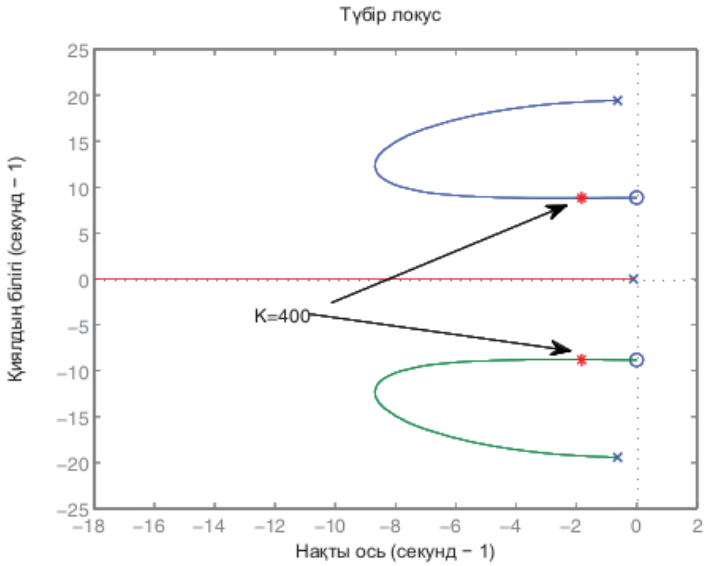
5.16-сурет: PSS-тің ect ect.

5.17-суретте бағдарлы кері байланыссыз және ашық ілмектің тіректері көрсетілген. SGFδ ашық цикл жүйесі үшін түбірлік локалды орналастыру үшін сандық зерттеу қолданылады. Алынған түбірлік локус тұйық жүйенің полюсті орнын көрсетеді. Бұл тұйықталған жүйе 5.15-суретте көрсетілген жылдамдық кері байланысы Δδ / ΔV feedback. GFδ-де тек үш полюсі бар. 5.17 суретте көрсетілген ашық цикл нөлдік жылдамдық кері байланысты енгізілді. Тұйық цикл жүйесі үшін екі күрделі біріктірілген тұйық жүйелік полюстер солға жылжытылатынын көруге болады. Жаңа позициялар KA = 400 болған кезде as деп белгіленеді.

5.18 суретте жылдамдығы кері байланысы бар немесе PSS интегралданған «Efd-ден aVa-ға дейін» циклін алу үшін түбірлік локалды сандық зерттеу көрсетілген. Бұл күрес 5.16-суретте келтірілген түбірлік локацияның сандық мысалы. Бұл ереже PSS (k = 10 / ω0) көмегімен KA өте үлкен болатындығын және жүйе әлі де орнықты екенін көрсетеді.



Сурет 5.17: жылдамдықты кері байланыста closed / loV ∗ жүйесі үшін тұйық тіректер солға жылжыды. Түбірлік локалды жоспарлау үшін пайдаланылатын цикл - sGFδ.



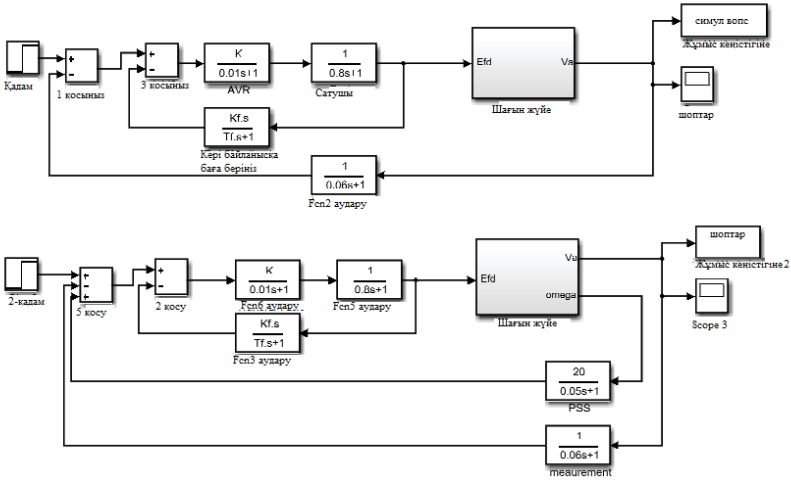
5.18-сурет: 5.14-суреттегі ΔVa / fEfd үшін түбірлердің орналасуы.

5.5.4 Сызықтық модельдеу нәтижелері

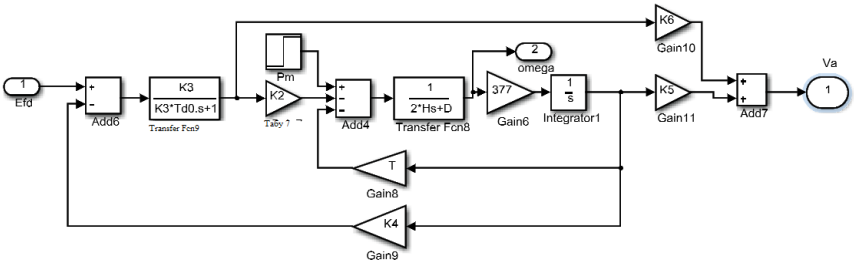
Бұл бөлімде уақыт доменін модельдеу MATLAB / Simulink-те жүзеге асырылады.

Шағын дабылдық модельдер Simulinkте салынады. 5.19-суретте екі жүйеге арналған MATLAB / Simulink блоктары берілген, біреуі PSS-сыз, ал екіншісі - PSS. 5.19 суретте көрсетілген ішкі жүйелік блок 5.20 суретте көрсетілген.

5.21 суретте кернеуді басқарудағы жылдамдық кері байланыс еленбейтін кезде Va салыстыруы келтірілген. PSS жоқ жүйе үшін ол тұрақсыз.



5.19-сурет: Simulink блоктары. Бірінші жүйеде PSS жоқ. Екінші жүйеде PSS орнатылған және PSS-ке кіріс дабылы - бұл жылдамдық. PSS үшін беру функциясы 20 / 0,05s + 1 құрайды.

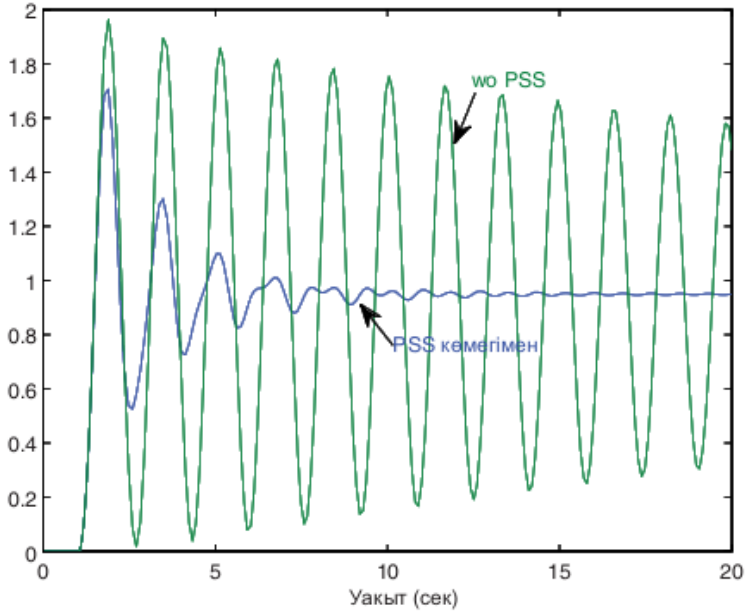


5.20-сурет: ΔVa / ΔEfd жүйесіне арналған симуляциялық блоктар.

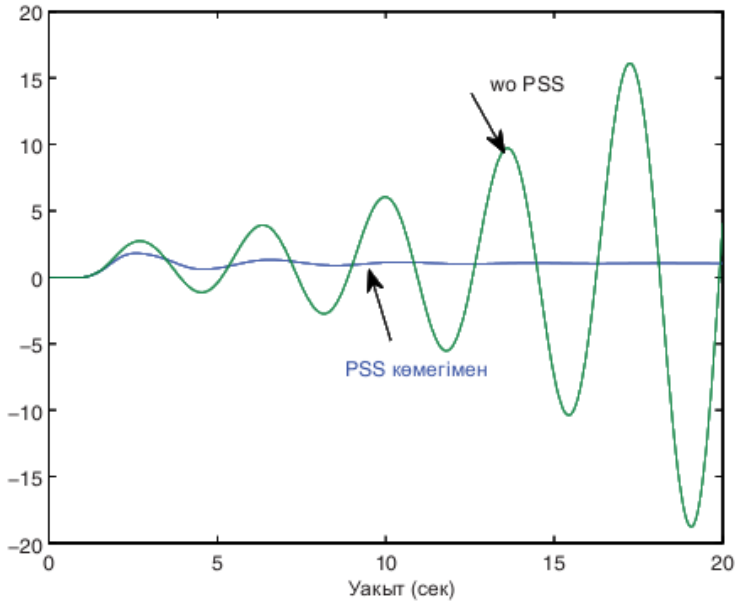
Соңында біз кернеуді басқару жылдамдығы қосылған жүйелерді тексереміз. Номиналды жүйе үшін екеуі де аз айырмашылықты көрсетеді. Алайда, қуат берілісі жоғарылаған кезде T бастапқы мәнінің 1/3 бөлігіне дейін төмендейді, тұрақтылықтың PSS е ect 5.22-суретте көрсетілген.

5.6 Қысқаша мазмұны

Бұл тарауда генераторлардың кернеуді автоматты басқару және PSS дизайны қарастырылады. Осы тарауда келтірілген басқару дизайны теріс кері байланысты немесе оң пікірді қалай таңдауға болатынын, таза кері байланысты қай кезде пайдалану керектігін және жылдамдықты кері байланыстың көмегімен тұрақтылықты қалай жақсартуға болатындығын көрсетеді.



5.21-сурет: Кернеудің өзгеруіне ΔВа-ның қадамдық жауаптары. Екі жүйеде де кернеудің жылдамдығы туралы кері байланыс жоқ.



5.22-сурет: Ауыр қуат берілу деңгейімен кері кернеу жылдамдығы бар жүйелер үшін кернеуді өзгертуге ΔВа-ның қадамдық жауаптары.

Қолдану - генератордың қоздыру кернеуі арқылы кернеуді басқару. Осы тарауда пайдаланылатын негізгі талдау құралы - түбірлік локос әдісі, ал негізгі құрал - уақыт доменін модельдеу.

Жаттығулар

1 SMIB жүйесі үшін электр жеткізу желісінің реакциясы XL = 0,5 pu және

генератор параметрлері келесідей. Xd = 1.0, Xq = 0,6. Желінің кернеуі 1 пу құрайды, ал генератор қуат коэффициентінің қуатын жібереді. Pe = 0,5

пу. Берілген Using үшін K1 мен K6 есептеу үшін осы параметрлерді қолданып кодтарды жазыңыз. Қуат берілісінің деңгейіне әсерін (δ -60 градустан +60 градусқа дейін 5 градуспен, қадам өлшемі: −π / 3: π / 18: π / 3.) Тексеріңіз.

• Китадағы әр түрлі дельта барын көрсету үшін (K3-тен басқа) әр түрлі қосалқылармен келісіңіз. K1 T-мен бірдей.

• K5-тің ектін тұрақтылыққа салыңыз. Ауыр қуаттың берілуі теріс K5-ке және одан әрі тұрақтылықтың екі түбірлік учаске беру арқылы пайда болатындығын көрсетіңіз (біреуі K5> 0 үшін, ал екіншісі K5 <0).

2. MATLAB / Simulink-те 5.19 суретте көрсетілгендей сызықтық модель құрыңыз.

• ΔVref-тен қадамдық жауаптың арқасында жүйенің динамикалық өнімділігін салыстырыңыз (өзгерісті 10% қолданыңыз) PSS-пен және онсыз.

5.18-суретті тексеру үшін MATLAB rlocus функциясын қолданыңыз. Өңделетін циклдің беріліс функциясын жазыңыз.

Кеңістік күйі моделін және A жүйелік матрицасын алу үшін MATLAB функционалды линмодын қолданыңыз. A Eigenvalues A тұйық жүйенің полюсі болып табылады. Сіз сонымен қатар қолмен алу арқылы жабық циклды беру функциясын таба аласыз. PSS көмегімен және онсыз жүйеге арналған тұйық циклді анықтаңыз. Өзіңіздің жүйеңіздің мәндерін және жүйенің сызықтық модельдеу нәтижелерін және олардың бір-бірімен растайтын жағдайын салыстырыңыз.

6-тарау Микрогридтердегі жиілік пен кернеуді басқару

Бұл тарауда микрогридегі кернеу көзінің түрлендіргіштері (VSCs) арқылы жиілікті және кернеуді басқару туралы сөз болады. VSC - таратылатын энергия көздерінің интерфейсі үшін микрогридтің негізгі элементі. Әуелі бақылау жүйесінің негізгі құрылымы бірінші болып ұсынылады. Содан кейін нақты қуат пен реактивті қуатты бөлу үшін түрлендірушілер арасында үйлестіру ұсынылады. Үйлестірудің баламалы атауы - бұл бастапқы жиілікті басқару және кернеуді бастапқы басқару.

Бұл тарауда біз екі параллель VSC-ді қарастырамыз, олар желілік немесе автономды режимде.

VSC басқару және модуляция жеке жасалған. Ең танымал модуляция сұлбасы импульстің ені модуляциясы (PWM) деп аталады. PWM кірістері - бұл сілтемелік кернеулер, ал PWM шығысы - VSC қақпаларының коммутация сұлбасы. Коммутация сұлбасының орындалуына байланысты үш фазалық кернеулер дискретті дабыл болғанымен, FFT талдауы дискреттік толқын пішіні фундаменталды толқын пішінінен (эталондық кернеумен бірдей) және коммутация жиілігі диапазонындағы жоғары жиілікті компоненттерден тұратындығын көрсетеді. (шамамен 1 кГц). Кішігірім фильтрдің көмегімен жоғары жиіліктегі компоненттерді ажыратуға болады. Сондықтан, VSC шығыс кернеуін синусоидалы деп қарастыруға болады. Коммутация және PWM туралы егжей-тегжейлі мәліметтерді Power Electronic Mohan және Undeland (2007) кітаптарынан табуға болады.

Бұл тарауда, VSC үш фазалы кернеумен басқарылатын, басқарылатын кернеу көзі ретінде қарастырылады. VSC басқару элементтері үш фазалы кернеуді реттейді.

6.1 Кернеу көзінің түрлендіргішін басқару (VSC)

Каскадты басқару құрылымы VSC басқару үшін кеңінен қолданылады. Ішкі цикл ағымдағы басқаруды жүзеге асырады, ал сыртқы цикл қуат басқару немесе кернеуді / жиілікті басқаруды жүзеге асырады. Ішкі токты басқарудың себебі - VSCs үлкен токтарға сезімтал. Ағымдағы басқару арқылы VSC-лерді шамадан тыс токтардан қорғауға болады. Ішкі ілмекті басқару және сыртқы ілмекті басқару әдетте өткізу қабілеттілігінің ерекшелігіне байланысты бөлек жасалады. Ішкі ағымды басқару жылдам жауап пен жоғары өткізу қабілеттілігін қажет етеді, мысалы, 200 рад / с. Сыртқы басқару элементтеріне әлдеқайда баяу жауап және төменгі өткізу қабілеті қажет, мысалы, 5 рад / с.

Келесі параграфта dq-рамка негізіндегі VSC басқару құрылымы түсіндіріледі. Қызығушылық танытқан оқырмандар Яздани мен Ираваниге (2010 ж.) Жүгінуі мүмкін, бір DSC бақылауды, соның ішінде dq-кадр

негізіндегі бақылауды және α frame-кадр негізіндегі бақылауды мұқият қамту үшін.

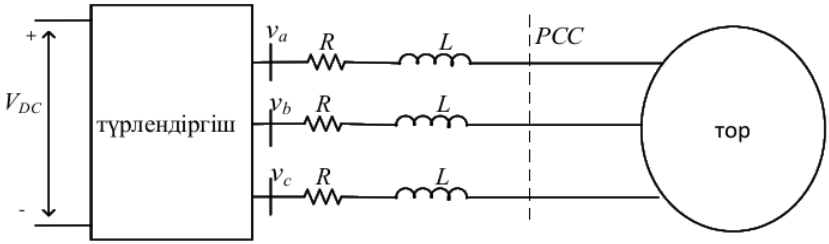
6.1.1 Ішкі ток реттегішін жобалау

Векторды басқарудың ішкі ағымдық басқару элементтері сыртқы басқару ілмектерінен әлдеқайда жылдам болатындай етіп жасалуы керек. Абк-рамкадағы түрлендіргіштің кернеуі v ретінде, ал ток i ретінде белгіленеді. Ортақ муфтаның (PCC) нүктесіндегі кернеу v1 деп белгіленген. 6.1 суретте көрсетілгендей түрлендіргіштің және ПХК арасындағы RL сұлбасы қарастырылады.

Сондықтан:

$$L\frac{d\vec{i}}{dt} + R\vec{i} = \vec{v} - \vec{v}_1. \qquad (6.1)$$

мұндағы →. ғарыш векторы.



Сурет 6.1: Торға қосылған түрлендіргіштің электрлік сұлбасы.

Dq-сілтеме жақтауы енді пайдаланылады. D осі PCC кернеуінің кеңістік векторымен теңестірілген деп қабылданады.

$$L\frac{d(i_d + ji_q)}{dt} + j\omega L(i_d + ji_q) + R(i_d + ji_q) = v_d + jv_q - (v_{1d} + jv_{1q}). \qquad (6.2)$$

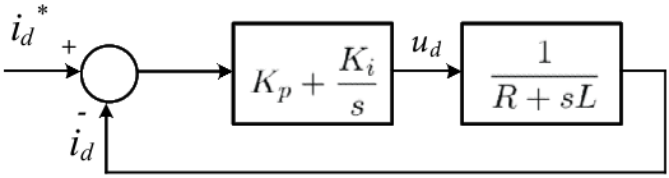
мұндағы ω - тордың жиілігі, v1q = 0, өйткені PCC кернеуі d осіне сәйкес келеді.

(6.2) теңдеуді dq-осьтерге бөліп, басқарудың ағымдық құрылымына арналған модель алынады:

$$L\frac{di_d}{dt} + Ri_d = \underbrace{v_d - v_{1d} + \omega L i_q}_{u_d} \qquad (6.3)$$

$$L\frac{di_q}{dt} + Ri_q = \underbrace{v_q - v_{1q} - \omega L i_d}_{u_q} \qquad (6.4)$$

Ағымдағы контроллер үшін зауыт моделі d / q осьтері үшін 1 / (R + sL) ретінде қабылданады. Кірістер - ud және uq, ал шығулар - id және iq. Кері байланыс басқару элементтері dq-осьтік токтарға сілтеме дабылдарын бақылау үшін жасалған. Сонымен қатар, түрлендіргіштің кернеуінің dq компоненттерін құру үшін контроллерлерден ud және uq алғаннан кейін көлденең муфталар мен беріліс кернеулерінің шарттары қосылуы керек.



6.2-сурет: Ішкі ілмектерді басқаруға арналған қарапайым сызылған блок- сұлба.

Қарапайым ішкі ағымды басқару блогы 6.2 суретте көрсетілген. Жүйенің циклды кірісі:

$$l(s) = \frac{K_p}{sL}\left(\frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s + \frac{R}{L}}\right). \tag{6.5}$$

Яздани мен Ираваниде (2010) айтылғандай, Plant полюсі шығу тегіне жақын. Сондықтан, Plant полюсі компенсатордың нөлімен жойылады (Ki / Kp = R / L), ал ілмек пайда болады:

$$l(s) = \frac{K_p}{sL} \tag{6.6}$$

Жабық циклды беру функциясы келесі түрде ұсынылуы мүмкін:

$$G_{\text{Inner}}(s) = \frac{l(s)}{1 + l(s)} = \frac{1}{\tau s + 1} \tag{6.7}$$

мұндағы τ = L / Kp және Ki = R τ.

Егер R = 0,02 Ω және L = 0,04 H болса, Ки = 50, Кп = 100 болатын ішкі цикл 2500 рад / с (τ = 0,4 мс) өткізу қабілеттілігіне әкеледі.

6.1.2 Фазамен бекітілген цикл (PLL)

Ішкі ток реттегішімен ud және uq шығарылады. Dq-осьтік анықтамалық кернеу v ∗ d және v ∗ q кейін есептесуге болады

$$\begin{aligned} v_d^* &= u_d + v_{1d} - \omega L i_q \\ v_q^* &= u_q + v_{1q} + \omega L i_d \end{aligned} \tag{6.8}$$

V ∗ d және v ∗ q генерациялау үшін ПКС кернеуінен және көлденең муфталардан (v-dd және v1q) қоректендіргіш қондырғылар қажет (q-осіндегі iqLi and және q-осіндегі ωLid).

Сонымен қатар, VSC PWM кірістері абц кернеу болғандықтан, dq-ось кернеулері vabc-қа өзгертілуі керек. Dq-сілтемеге назар аударыңыз

рамка PCC кернеуінің ғарыштық векторына негізделген және d осі PCC кернеуінің кеңістігі векторымен теңестірілген.

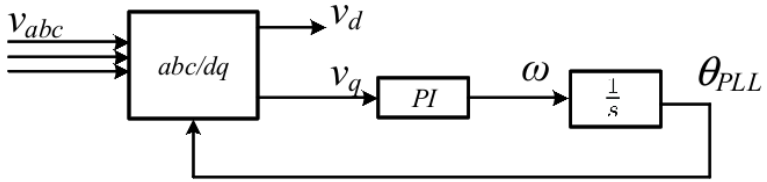
Сондықтан түрлендіргіштің кернеуінің ғарыштық векторы болады

$$\overrightarrow{v} = (v_d + jv_q)e^{j\theta} \qquad (6.9)$$

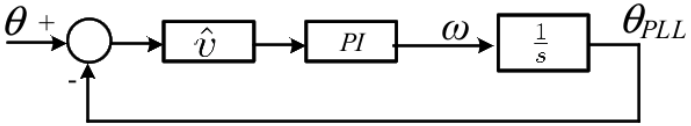
мұндағы θ - статикалық тірек рамасына қатысты PCC кернеу кеңістігінің векторының бұрышы.

v, vb және vc кеңістік векторынан табуға болады.

$$\begin{cases} v_a = \Re(\overrightarrow{v}) = v_d \cos\theta - v_q \sin\theta \\ v_b = \Re(\overrightarrow{v}e^{-j\frac{2\pi}{3}}) = v_d \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) - v_q \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c = \Re(\overrightarrow{v}e^{j\frac{2\pi}{3}}) = v_d \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) - v_q \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \qquad (6.10)$$



(a)



(b)

6.3 сурет: (a) PLL үшін блок- сұлба. (b) PLL үшін сызықты блок-сұлба. PLL кірісі үш фазалық кернеу vabc. PLL шығысына кернеудің мәні vd, жиілік ω және θPLL бұрышы кіреді.

V1 кеңістігінің векторы үшін бұрышты PLL алады. 6.3 сурет

қарапайым PLL үшін басқару диаграммасын ұсынады.

PLL кірісі үш фазалы кернеулер. Электр желісіне қосылған VSC қолдану үшін кернеу PC1 кернеуі v1a, v1b және v1c болып табылады.

Кернеулер dq-ось кернеулеріне θPLL бұрышына негізделеді.

Интегралды басқару элементтерімен жабдықталған кері байланыс циклі қазір q осьтік кернеуді нөлге айналдыруға тырысады. Осылайша, кіріс

кернеуінің ғарыштық векторы framePLL негізіндегі тірек рамасының d осіне дәл келтірілген.

PLL 100 Гц жиіліктегі өткізу қабілеттілігіне арналған. Дизайнды жүргізу үшін біз алдымен сызықты басқару блоктарын іздедік.

Ғарыштық вектор тұжырымдамасын қолдана отырып, бірінші абс-блоктан dq-қа дейін, іс жүзінде келесі енгізу-шығару қатынасы болатындығын көрсете аламыз:

$$v_d + jv_q = \overrightarrow{v} e^{-j\theta_{PLL}} = ve^{j\theta} e^{-j\theta_{PLL}} = ve^{j(\theta-\theta_{PLL})} \qquad (6.11)$$

Сондықтан

$$\begin{cases} v_d &= v\cos(\theta - \theta_{PLL}) \\ v_q &= v\sin(\theta - \theta_{PLL}) \end{cases} \qquad (6.12)$$

Егер θ - θPLL ≈ 0, ∧v тұрақты болса, vq сызықты моделін келесідей өрнектеуге болады:

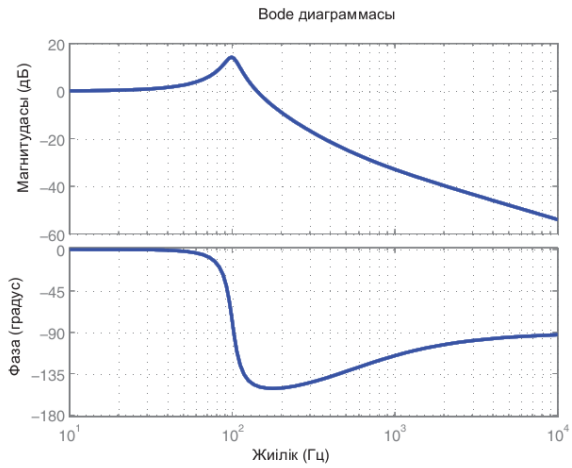
$$v_q = -v(\theta - \theta_{PLL}) \qquad (6.13)$$

6.3 (b) суреттегі жабық цикл жүйесі ∧v ≈ 1 деп өрнектеледі

$$\frac{\theta_{PLL}}{\theta} = \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i}. \qquad (6.14)$$

Егер Кр ″ Кі болса, онда жүйенің өткізу қабілеті Кі болады. 100 Гц өткізу қабілеттілігін алу үшін параметрлерді келесідей таңдаймыз: Кі = (2π × 100) 2 = 3.95 × 105. 10% демпферлік қатынасқа ие болу үшін Кр = 2 × 0.1 × √Кі = 125.66 таңдаймыз.

Тұйық жүйенің Bode сюжеті 6.4 суретте көрсетілген. Боде сюжеті нүктесі 100 Гц болатындығын растайды. Өткізу қабілеті шамамен 100 Гц құрайды.

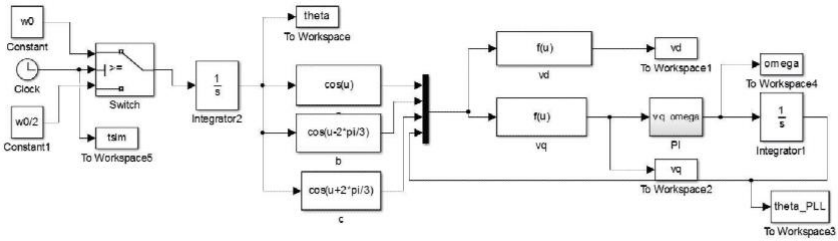


6.4-сурет: (6.14) жүйесінің жалғану диаграммасы.

Simulink моделі құрастырылған және 6.5 суретте көрсетілген. Модельдеу нәтижелері 6.6 суретте көрсетілген.

Abc / dq блогы келесілерге негізделген. vd және vq-ты vabc-тен табуға болады. V кеңістігінің векторы v, vb және vc арқылы өрнектеледі.

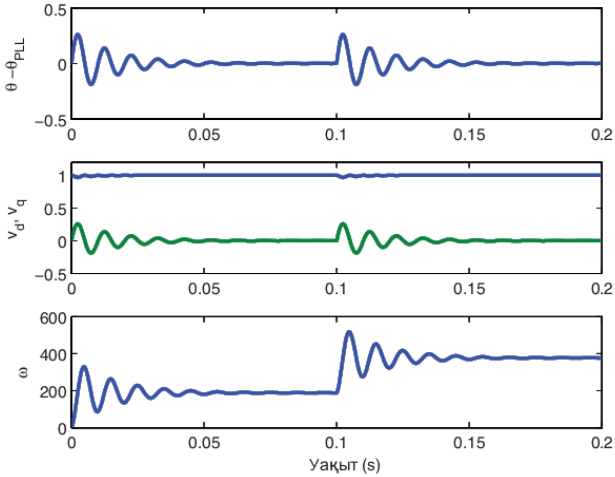
$$\begin{aligned} v_d + jv_q &= \vec{v}\, e^{-j\theta_{PLL}} \\ &= \left(v_a + v_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_c e^{-j\frac{2\pi}{3}}\right) e^{-j\theta_{PLL}} \end{aligned} \tag{6.15}$$



6.5-сурет: PLL тесттік жүйесінің модельдік блок- сұлбасы.

Сондықтан,

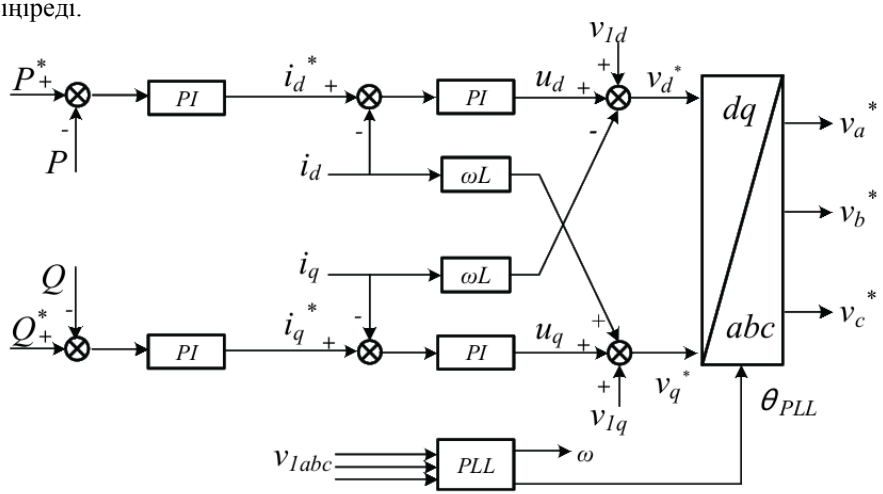
$$\begin{cases} v_d = \dfrac{2}{3}\left(v_a \cos(\theta_{PLL}) + v_b \cos\left(\theta_{PLL} - \dfrac{2\pi}{3}\right) + v_c \cos\left(\theta_{PLL} + \dfrac{2\pi}{3}\right)\right) \\ v_q = -\dfrac{2}{3}\left(v_a \sin(\theta_{PLL}) + v_b \sin\left(\theta_{PLL} - \dfrac{2\pi}{3}\right) + v_c \sin\left(\theta_{PLL} + \dfrac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \tag{6.16}$$



6.6 сурет: 6.5 суреттің модельдеу нәтижелері. T = 0.1s кезінде кіріс дабылының жиілігі 188,5 рад / с-тан 377 рад / с-қа дейін артады.

Модельдеу нәтижелері кіріс дабылдарында жиіліктің өзгеруі болған кезде, PLL 0,05 секунд ішінде жиілікті дұрыс анықтай алатындығын көрсетеді. PLL шығыс бұрышы кіріс дабылының бұрышын бақылай алады.

PLL бар ағымдағы басқару құрылымы 6.7 суретте көрсетілген, оның құрамына ішкі ағымдық бақылау, PLL және сыртқы P Q бақылау кіреді. Басқарудың бұл түрі торды біріктіру үшін жарамды. Біріктірілген таратылған энергия көзі (DER) жоспарланған қуатты өндіреді немесе сіңіреді.



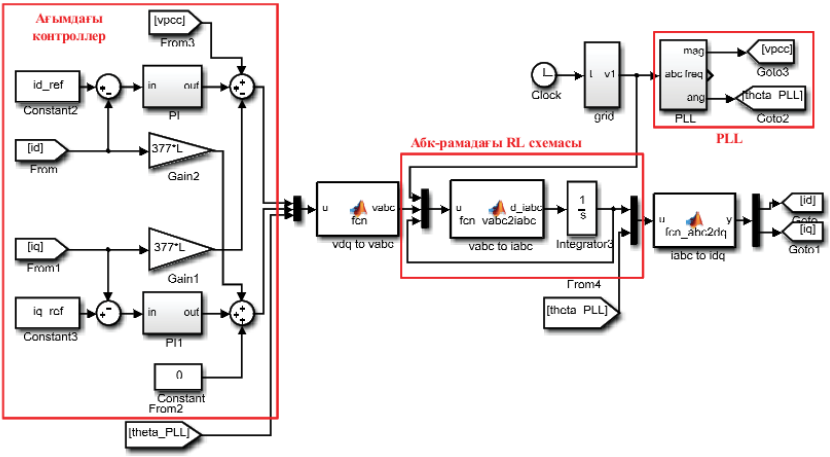
6.7-сурет: VSC басқару құрылымы. Басқару ішкі ток және сыртқы қуат басқару элементтерінен тұрады. PI пропорционалды интегралды басқаруды білдіреді, ал PLL фазалық тұйықталуды білдіреді.

6.1.3 Ағымдағы бақылау және PLL-ді тексеру

Ағымдағы контроллерлерді және PLL жобалағаннан кейін олардың жұмысын тексеру үшін MATLAB / Simulink моделі жасалады. Тексеру алаңы зауыт моделінен (РЛ сұлбасы), PLL және ток контроллерлерінен тұрады. Төсек 6.8 суретте көрсетілген.

Simulink-те қолданылатын үш MATLAB функциясы - vdq-ті vabc-қа түрлендіру, вабкты және в1абк тордың кернеуін ескере отырып, iabc-ты есептеу және iabc-ті idq-ке түрлендіру. Әр abc / dq немесе dq / abc түрлендіру блогы үшін кіріс ретінде PCC кернеу бұрышы пайдаланылуы керек. PCC кернеуінің бұрышы PLL блогымен өлшенеді. PLL блогының кірістері тордың абс кернеуі болып табылады.

Үш блоктың кодтары келесідей көрсетілген.



6.8 сурет: Ағымдық контроллерлермен және PLL көмегімен жүйенің жұмысын тексеруге арналған модельдеу сынағы. R = 0.02Ω, L = 0.04 H. Ағымдағы контроллер: Kp = 50, Ki = 100. PLL: Kp = 125.66, Ki = 3,95 × 105.

Берілген кірістерді vabc және θPLL ретінде vdq-ке vabc түрлендіріңіз.

```
function vabc = fcn(u)
%#codegen
dq = u(1:2);
theta = u(3);
A =[cos(theta), -sin(theta);
    cos(theta-2*pi/3), -sin(theta-2*pi/3);
    cos(theta+2*pi/3), -sin(theta+2*pi/3)];
vabc = A*dq;
```

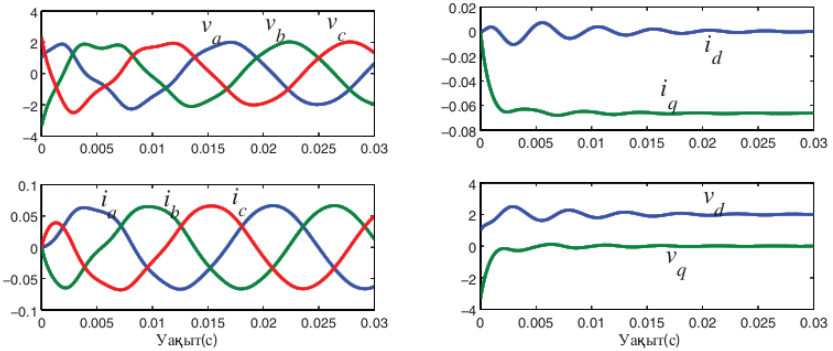
Диабк / дт кірістерді v1abc, vabc деп есептеңіз. R және L па ретінде қарастырылады раметерлер.

```
function d_iabc = fcn_vabc2iabc(u, R, L)
%#codegen
v1a = u(1); v1b = u(2); v1c = u(3);
va = u(4); vb = u(5); vc = u(6);
ia = u(7); ib = u(8); ic = u(9);
d_iabc = 1/L*[va- v1a - R*ia; vb-v1b-R*ib; vc-v1c-R*ic];
```

Берілген iabc және θPLL idq есептеу.

```
 function y = fcn_abc2dq(u)
%#codegen
abc = u(1:3); theta = u(4);
A =2/3*[cos(theta), cos(theta-2*pi/3),  cos(theta+2*pi/3);
 -sin(theta), -sin(theta-2*pi/3),  -sin(theta+2*pi/3)];
y = A*abc;
```

Dq-осьтік токтардың тұрақты мәндер ретінде берілгеніне назар аударыңыз. Интеграторлардың барлық бастапқы мәні нөлге тең. 6.9 суретте осы сынақ алаңының модельдеу нәтижелері көрсетілген.

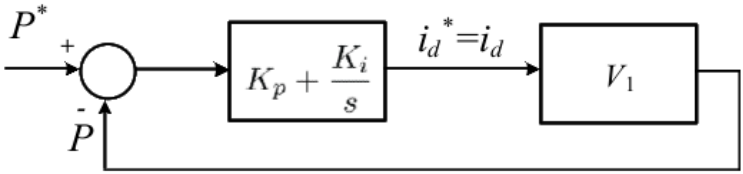


6.9 сурет: Ағымдағы басқару блоктары мен PLL-ді модельдеу тестілері.

Көріп отырғанымыздай, 0,03 секунд ішінде dq-ағындар тұрақты күй мәндеріне жетеді (сілтеме мәндері).

6.1.4 Сыртқы PQ немесе PV басқару конструкциясы

Ішкі ток реттегішімен салыстырғанда сыртқы цикл динамикалық өзгерістерді қабылдау үшін өте баяу болатындай етіп жасалған. Сыртқы басқару ілмегінің қарапайым блокталған диаграммасы 6.10 суретте көрсетілген. Dq тірек рамасының d осі PCC кернеуімен теңестірілгендіктен, нақты бірлік және реактивті қуат бірлігіне P = V1id және Q = V1iq түрінде көрсетілуі мүмкін, мұндағы V1 - фазалық кернеудің шамасы.



6.10-сурет: Сыртқы ілмекті басқаруға арналған қарапайым сызылған блок- сұлба.

Жабық циклды қарапайым беру функциясы келесі түрде ұсынылған:

$$G_{\text{outer}}(s) = \frac{\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) V_1}{1 + \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) V_1} = \frac{\frac{k_p}{k_i} s + 1}{\left(\frac{1}{V_1 k_i} + \frac{k_p}{k_i}\right) s + 1} \qquad (6.17)$$

Бұл бірінші ретті тапсыру функциясы + 1 түрінде

τs + 1, мұндағы τ -

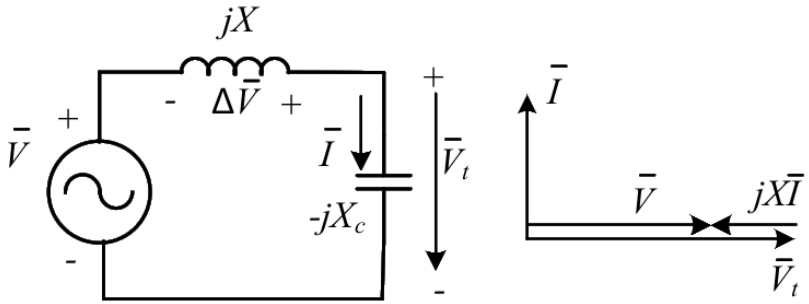
уақыт тұрақты (τ = (1 / V1ki + kp / ki)) және жүйенің өткізу қабілеті 1 / τ деп табуға болады. Бұл жұмыста сыртқы циклдің пайдасы kp = 0,1 және ki = 5 болатын сыртқы циклдің өткізу қабілеті 4,5 рад / с болатындай етіп жасалған. Бұл өткізу қабілеті ішкі басқару өткізу қабілетіне қарағанда 300 есе баяу.

Айнымалы кернеуді басқару Айнымалы кернеуді басқару көбінесе Q бақылауды ауыстыру үшін қолданылады. Айнымалы кернеуді басқарудың мақсаты PCC шинасының кернеуін анықталған мәнге дейін ұстап тұру болып табылады. Дизайнды растау үшін ПКК мен торды желі арқылы қосу керек. Егер PCC кернеуі тордың кернеуі болса, онда PCC кернеуін бақылаудың қажеті болмайды. Айнымалы кернеудің PI контроллері 1Q = V1Δiq негізінде жасалған, мұндағы V1 - PCC кернеуі.

Сонымен қатар, PCC кернеуінің changeV1 өзгеруі ΔQ-қа пропорционал. Демек, Plant моделі келесідей алынады:

$$\Delta V_1 \approx \frac{\Delta Q}{S_{sc}} = \frac{V_1}{S_{sc}} \Delta i_q \qquad (6.18)$$

мұнда Ssc қысқа тұйықталу сыйымдылығын ескереді.



6.11-сурет: шунттың реактивті қуаттылығының ¼ бөлігі.

Кернеудің өзгеруі және реактивті қуаттың кері байланысы 6.11 суретте көрсетілген және осында түсіндірілген.

Егер жүйені X реакциясының артында V кернеуі бар Тевениннің эквивалентті сұлбасы арқылы көрсетуге болатын болса, онда қысқа тұйықталу сыйымдылығын екі терминалды қысқарту арқылы табуға болады: Ssc = | S | = V × V / X. Егер V ≈ 1 pu болса, онда Ssc = 1 / X болады, мұндағы X да pu-да.

Егер реактивтілігі Xc (номиналды кернеуде Q = 1 / Xc қолдау көрсететін реактивті қуат) бар маневрлік конденсатор терминалға қосылған болса. Сонда кернеудің жоғарылауы:

$$\begin{aligned}\Delta\overline{V} &= \overline{V}_t - \overline{V} = -jX\overline{I} \\ &= -jX\frac{\overline{V}_t}{-jX_c} \\ &\approx \frac{X}{X_c}\overline{V} \quad \text{кернеу ауытқуы аз деп есептеңіз} \\ &= \frac{Q}{S_{sc}}\end{aligned} \tag{6.19}$$

Тұйық жүйенің беріліс функциясын келесідей табуға болады:

$$\frac{\Delta V_1}{\Delta V_1^{\text{ref}}} = \frac{k_p + \frac{k_i}{s}}{1 + \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)\frac{1}{S_{sc}}} = \frac{\frac{k_p}{k_i}s + 1}{\frac{k_p + SCR}{k_i}s + 1}S_{sc} \tag{6.20}$$

V1 шамамен 1 пу болады деген болжаммен. Сондықтан уақыт тұрақты және өткізу қабілеті келесідей:

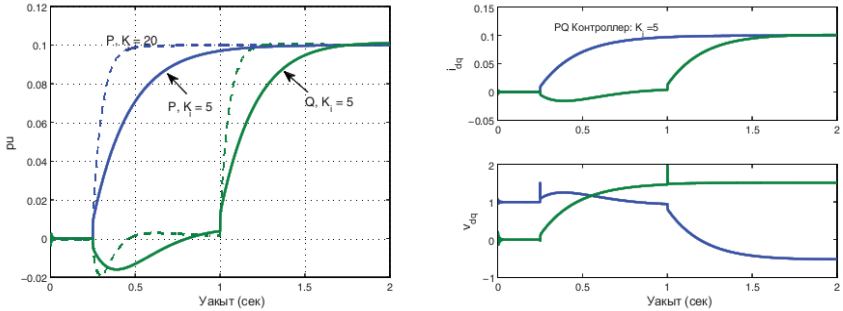
$$\tau = \frac{k_p + S_{sc}}{k_i} \tag{6.21}$$

$$\omega_{bw} = 1/\tau \tag{6.22}$$

Kp = 0.01, ki = 100 және Ssc = 1 үшін, өткізу қабілеті 100 рад / с құрайды. Ssc = 2 үшін өткізу қабілеті 50 рад / с құрайды.

PQ бақылауының дұрыстығын тексеру

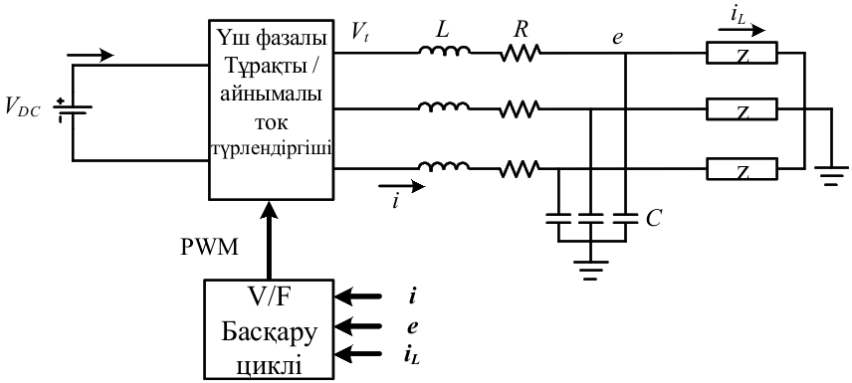
6.8-суретте көрсетілген пробиркаға PQ контроллері қосылады. 6.12 суретте модельдеу нәтижелері көрсетілген. T = 0,25 с кезінде P ∗ сілтеме күші 0 ден 0.1 пу аралығында өзгереді. T = 1 s кезінде реактивті реактивті Q ∗ мәні 0 ден 0.1 пу аралығында өзгереді. 6.12 суретте PQ контроллері түрлендіргіштің шығуын нақты қуатқа айналдырып, реактивті қуаттылықтың тірек мәндерін бақылай алатындығы көрсетілген. Үлкен интегралды пайда тезірек жауап береді.



Сурет 6.12: PQ басқару блоктарын модельдеу сынақтары. PQ контроллері: kp = 0.1.

6.1.5 VF басқаруды жобалау

Автономды жұмыс үшін конвертерді VF басқару режимінде басқаруға болады. Мақсат (i) PCC кернеуін анықтамалық мәнде ұстап тұру және (ii) жүйенің жиілігін тірек мәнінде ұстап тұру. Жүктеме қызмет ететін VSC жүйесі үшін 6.13 суретте көрсетілген, PCC кернеуі жүктеме кернеуі немесе конденсатор кернеуі e.



Сурет 6.13: жүктемеге қызмет ететін кернеу көзінің түрлендіргішін басқаруы бар автономды микрогрид.

Басқарылатын кернеу - бұл конденсатор кернеуі. V F және P Q басқару режимдерінде ішкі ағымды басқару ілмектері әрдайым болады. Сондықтан, P Q басқару режимінде сыртқы P Q бақылауы эталондық токтарды анықтайды. Мұнда V F режимінде сыртқы V F басқару анықтамалық токтарды да анықтайды. Алдымен зауыт моделін жасаймыз. Контроллердің кірістері конденсатордың кернеуі және оның шығысы сілтемелік ток болғандықтан, зауыт моделі кіріс ретінде конденсатор және шығыс ретінде конденсатор кернеуі болуы керек. Қарапайым болу үшін ішкі цикл динамикасы сыртқы цикл динамикасына қарағанда тезірек болады деген болжамды тағы қолданамыз; сондықтан i ∗ d ≈ id және i ∗ q ≈ iq сыртқы цикл тұрғысынан қарастырамыз.

Конденсатордың динамикасын abc жақтауында да, dq жақтауында да сипаттауға болады.

$$C\frac{de}{dt} = i - i_L, \quad \text{abc жақтау}$$

$$C\frac{d(e_d + je_q)}{dt} + j\omega C(e_d + je_q) = (i_d + ji_q) - (i_{Ld} + ji_{Lq}), \quad dq \text{ жақтау}$$

Dq-кадрдағы теңдеудің нақты және қиял элементтерін бөліп, d-осьте және q-осьте теңдеулер бар.

$$C\frac{de_d}{dt} - \omega C e_q = i_d - i_{Ld} \tag{6.23}$$

$$C\frac{de_q}{dt} + \omega C e_d = i_q - i_{Lq} \tag{6.24}$$

Сызықтық басқару жүйесін жобалауға қолайлы зауыт модельдері:

$$\frac{e_d}{u_d} = \frac{e_q}{u_q} = \frac{1}{Cs} \tag{6.25}$$

қайда

$$u_d = i_d - i_{Ld} + \omega C e_q \tag{6.26}$$

$$u_q = i_q - i_{Lq} - \omega C e_d \tag{6.27}$$

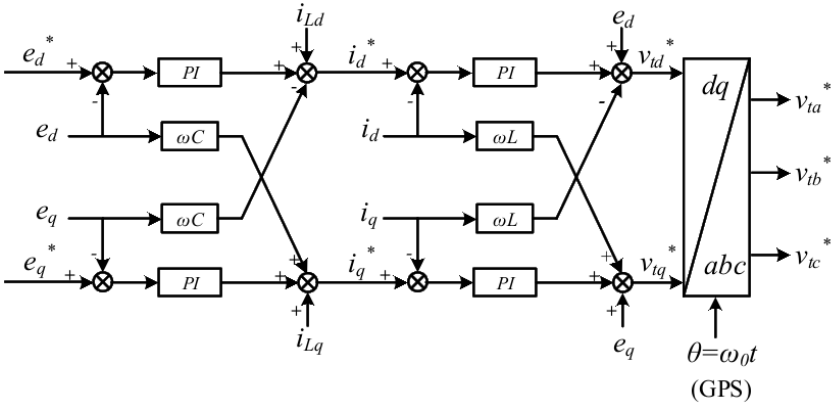
Зауыттың қарапайым тапсырыс моделіне сүйене отырып, e ∗ d және e ∗ q кернеу мәндерін бақылау үшін PI контроллерін жасай аламыз. PI контроллерінің шығысы ud және uq болып табылады. Келесі қатынастарды қолдана отырып, i сілтеме d және i ∗ q анықтамалық токтарды табамыз.

$$i_d^* \approx i_d = u_d + i_{Ld} - \omega C e_q \tag{6.28}$$

$$i_q^* \approx i_q = u_q + i_{Lq} + \omega C e_d \tag{6.29}$$

Үш фазалы втабц кернеуінің втабкінің жиілігін номинал бойынша санауға болады. Бұл dq / abc конверсиялық блокты ω0t бұрышпен беру арқылы жасалады, мұндағы ω0 - номиналды жиілік.

Толық VF басқару блогының сұлбасы 6.14 суретте көрсетілген.



6.14-сурет: VF басқару.

VF бақылауының тексеруі

6.13-суретте көрсетілген жүйеге арналған MATLAB / Simulink моделі V F басқару жұмысын тексеруге арналған. Simulink блок- сұлбасы 6.15 суретте көрсетілген. Бұл блок- сұлба негізінен екі бөліктен тұрады: тізбек динамикасы және басқару элементтері. Электр сұлбасының динамикасы блоктары шығыс болып табылады, мысалы, түрлендіргіштің токтары, iq, iLd және iLq токтары.

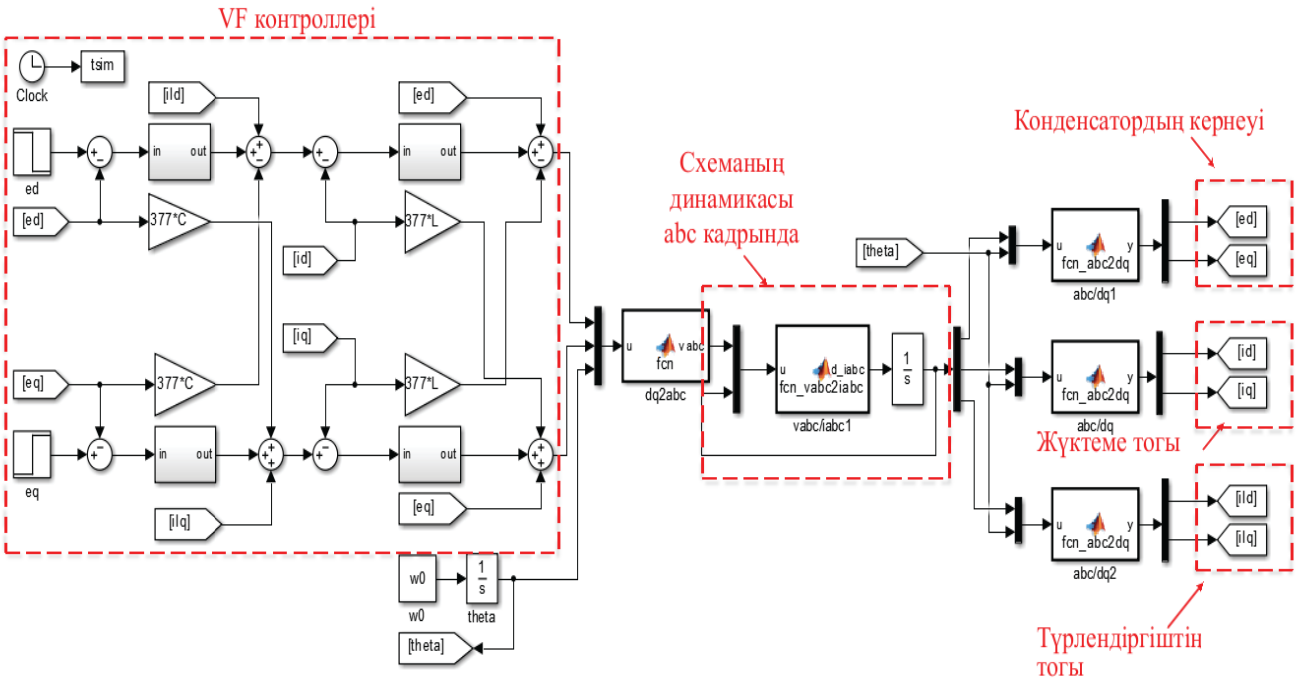
Бұл өлшемдер басқару блоктарында қолданылады.

Басқару блоктарының шығысы - түрлендіргіштің кернеуі vd және vq. Сонымен қатар, егер dc / abc және abc / dq түрлендіру блоктары, егер біз abc рамасындағы сұлбаның динамикасын модельдейтін болсақ, қажет.

Сұлбаның динамикасы abc рамасында модельденеді. Әр фаза үшін үш күй айнымалы, конденсатор кернеуі эк, түрлендіргіштің тогы і және iLk жүктеме тогы бар, мұндағы k = a, b, c. Осы күй айнымалыларына қатысты дифференциалдық теңдеулер төмендегідей көрсетілген. Жүктеме RL жүктеме деп қабылданады, ал жүктеме кедергісі - RL, ал жүктеме индуктивтілігі - LL.

$$\begin{cases} C\frac{de_k}{dt} & = i_k - i_{Lk} \\ L\frac{di_k}{dt} & = v_{tk} - e_k - Ri_k \\ L_L\frac{di_{Lk}}{dt} & = e_k - R_L i_{Lk} \end{cases} \qquad (6.30)$$

MATLAB / Simulink блок-сұлбасында күй айнымалысы интегратордан алынған векторлық шығыс болып табылады. Интеграторды беретін блок күй айнымалысының туындысын есептейді. Бұл блоктың екі көзі бар:



6.15-сурет: V F басқаруымен жұмыс жасайтын бірыңғай VSC жүйесі. Dq / abc блогына бұрыштық кірістер уақыт өте келе интеграцияланған тұрақты жиіліктен жасалады. Сондықтан =! 0t. Параметрлер келесідей.

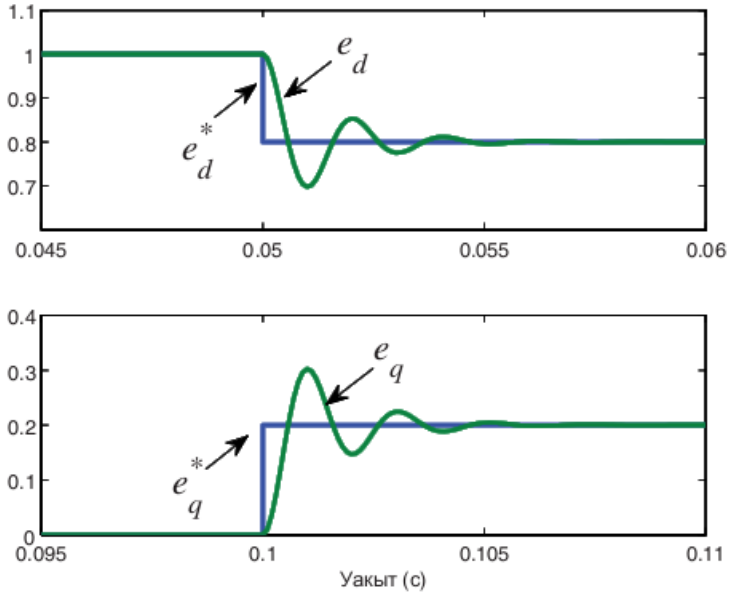
R = 0:02, L = 0:04, RL = 3, LL = 0:01. Ағымдағы PI контроллері: 50 + 100 = с. Кернеудің PI контроллері: 8 + 10 = с.

v_{abc} түрлендіргішті басқару блогынан, i abc және i Labc интегратордың шығысынан. Бұл блоктың коды келесідей көрсетілген.

```
function d_iabc = fcn_vabc2iabc(u)
%#codegen
vta = u(1); vtb = u(2); vtc = u(3);
ea = u(4); eb = u(5); ec = u(6);
ia = u(7); ib = u(8); ic = u(9);
ila=u(10); ilb=u(11); ilc=u(12);

R = 0.02; L = 0.04; Rl=3; Ll=0.01;  C=0.001;
de=1/C*[(ia-ila);(ib-ilb);(ic-ilc)];
di=1/L*[vta-ea-R*ia;vtb-eb-R*ib;vtc-ec-R*ic];
dil=1/Ll*[ea-Rl*ila;eb-Rl*ilb;ec-Rl*ilc];
d_iabc = [de;di;dil];
```

Dq-ось кернеулерінің қадамдық жауаптары тексеріледі. Мұндағы e ∗ d t = 0,05 s кезінде e ∗ өзгереді

q = t = 0.1 c өзгерген, модельдеу нәтижелері 6.16 суретте көрсетілген. Екі кернеу олардың сілтемелерін өте жақсы қадағалай алады.



6.16-сурет: V F контроллерінің қадамдық жауаптары.

6.2 Қуатты бөлу әдістері

6.2.1 P – f және Q – E төмендейді

Бұл бөлімде түрлендіргіштер арасында қуатты бөлу әдістері қарастырылады.

Синхронды генераторларда және реактивті қуаттылықты қайтадан түрлендіргіштерде қолданылатын құлдырауды басқару элементтері.

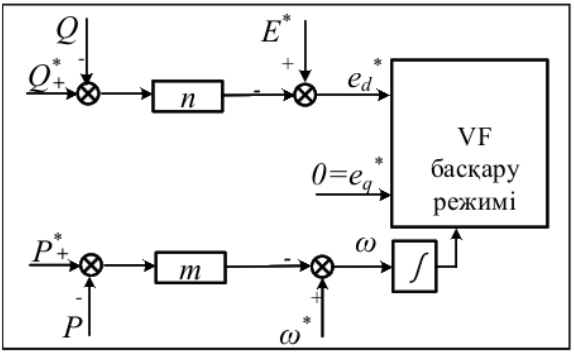
Бақылаудың теңдеулері келесідей.

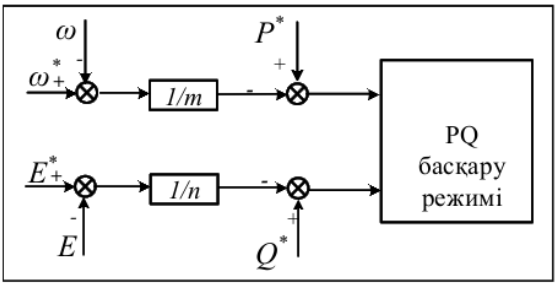
$$\omega = \omega^* - m(P - P^*) \tag{6.31}$$

$$E = E^* - n(Q - Q^*) \tag{6.32}$$

мұндағы ω ∗ және E ∗ - бұл жағдайда шығу кернеуінің жиілігі мен мөлшері: P = P ∗ және Q = Q ∗.

Алайда, құлдырауды басқару конвертердің басқару құрылымына байланысты. 6.1 бөлімінде түрлендіргішті басқарудың екі түрі көрсетілген: PQ немесе VF. Әрбір түрі үшін бақылауды енгізу әр түрлі. 6.17-суретте PQ және VF режиміндегі құлдырауды басқару енгізілген.

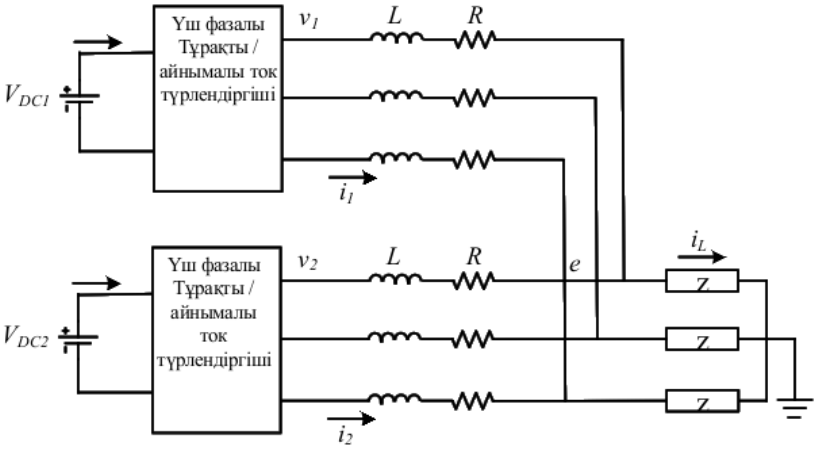




\ 6.17-сурет: Тамшуырды іске асырудың екі түрі.

PQ басқару режиміндегі екі параллель түрлендіргіштер арасында қуатты бөлу мысалы

Бұл мысалда біз 6.18 суретте көрсетілген жүктемеге қызмет ететін екі VSC бар жүйені қарастырамыз.



6.18-сурет: Резистивті жүктемеге қызмет ететін екі VSC. R = 0.02, L = 0.04, RL = 1,5 0,6 секундтан бұрын және 0,6 секундтан кейін RL = 1,2.

VSC-лер барлығы P Q басқару режимінде. P Q бақылауының жоғарғы жағында P –f және Q – E құлақшалары қолданылады. Q-E құлдырауында қолданылатын кернеуді өлшеу PCC кернеуі болып табылады, ал P –f құламасында PCC кернеу жиілігі қолданылады. PLL PCC кернеуі мен жиілігін алу үшін қолданылады.

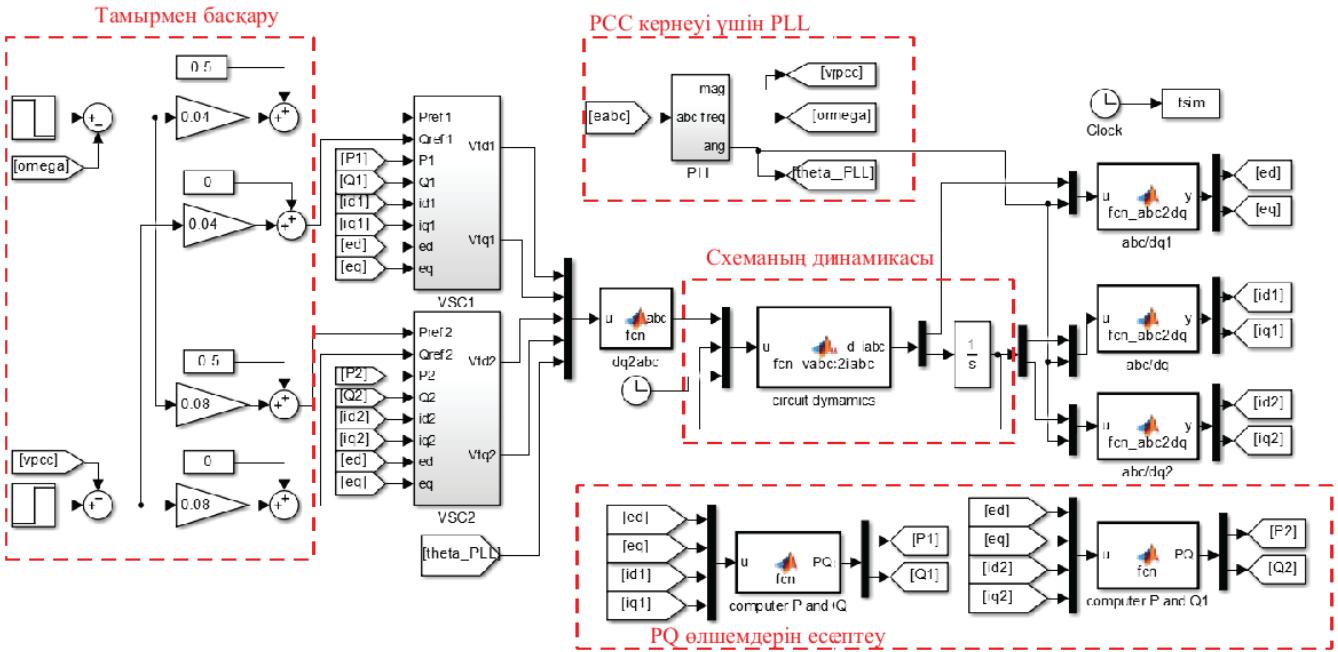
MATLAB / Simulink моделі 6.19 суретте көрсетілген.

Бастапқы жағдайда әрбір VSC нақты қуаттың жартысын бөлетінін ескеріңіз

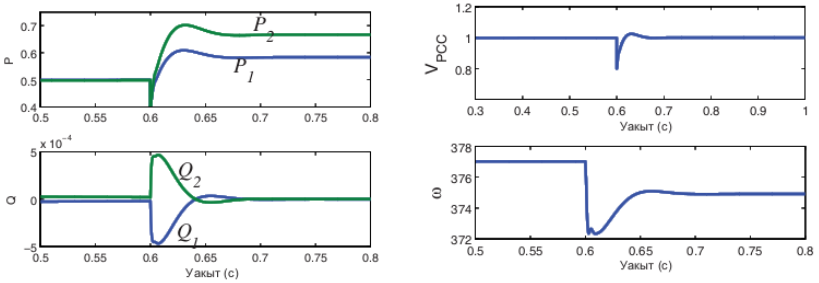
Жүктің реактивті қуаты 0,5 нөлге тең, ал жүктеме кедергіге байланысты. Құлдырау коэффициенті m1: m2 = n1: n2 = 1: 2, бұл көрсетеді

жүктеме өзгерген кезде VSC2 акцияның 2/3 бөлігін алады, ал VSC1 үлестің 1/3 бөлігін алады.

PCC кернеуі 1 pu деңгейінде сақталады. Жүктеме кедергісінің 1,5 pu-ден 1,2 pu-ға дейін төмендеуі энергияны нақты тұтынуды 1-ден 1,25 пу-ға дейін арттырады. 0,25 pu жүктеменің өзгеруі үшін 0,167 pu VSC2 түзеді, ал 0.083 pu VSC1 түзеді. Демек, P2-нің тұрақты күй мәні 0.667 пу болады, ал P2 0,583 пу болады. Модельдеу нәтижелері 6.20 суретте келтірілген. Жүктің көбеюіне байланысты жүйенің жиілігі азаятынына назар аударыңыз. Δω құбылыстар коэффициенттерінен табуға болады. ΔPL = (m1 + m2) Δω болғандықтан, Δω = 0,25 / 0,04 + 0,08 = 2,08 рад / с. Бұл нәтижені ω модельдеу нәтижесімен растауға болады.



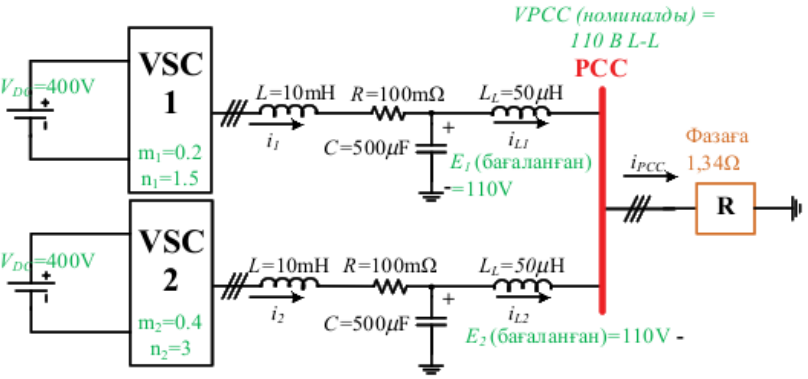
6.19-сурет: Жүктеме жүйесіне қызмет көрсететін екі VSC. Әр VSC PQ басқару режимінде.



Сурет 6.20: t = 0,6 с өзгерген кездегі модельдеу нәтижелері.

6.2.2 V – I құлдырауы

V –I құлақшасы реактивті қуатты бөлісу үшін STATCOM-дағы стопқа сәйкес келеді. Таратылған энергия ресурстарын біріктіретін түрлендіргіштер үшін тек реактивті қуатты бөлу ған



а

емес, сонымен бірге қуатты нақты бөлу қарастырылған. V –I амплитудасы нақты қуат пен реактивті қуатты бөлісу қабілетіне ие.

6.21-сурет: Екі DER параллель VSC арқылы бір жүктемені қолдайды.

Екі түрлендіргіштің (оның ішінде RLC фильтрі) PCC шинасына Rk + jXk кедергілері, k = 1, 2 арқылы қосылады делік (6.21 сурет).

Жүктеме немесе торға PCC шинасы арқылы енгізілетін күрделі қуат Sk, k = 1, 2. деп белгіленеді d d осі PCC кернеуінің кеңістігі векторымен теңестірілсін (vd = | vPCC |). Сонда күрделі күш өрнегі

$$S_k = \frac{3}{2} v_d (i_{Ldk} - j i_{Lqk}) = \frac{3}{2} (v_d i_{Ldk} - j v_d i_{Lqk}) \qquad (6.33)$$

Сондықтан,

$$P_k = \frac{3}{2} v_d i_{Ldk} \qquad (6.34a)$$

$$Q_k = -\frac{3}{2} v_d i_{Lqk}. \qquad (6.34b)$$

Осылайша, d-осьтің ағымдық ортақ пайдалануы нақты қуаттың үлестірілуін анықтайды, ал q-осьтің ағымдық ортақ пайдалануы реактивті қуатты бөлуді анықтайды. Тұрақты күйде түрлендіргіштің кернеуі, PCC кернеуі мен токтың өзара байланысы бар.

$$\begin{bmatrix} R_k & -X_k \\ X_k & R_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ldk} \\ i_{Lqk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{kd} \\ E_{kq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (6.35)$$

Егер біз V –I допты қолданып, d-осі үшін mk коэффициенті m-ге, ал q-осі үшін nk-ге тең болса, онда біз келесі қатынасқа ие боламыз.

$$\begin{bmatrix} E_{kd} \\ E_{kq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} m_k & 0 \\ 0 & n_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ldk} \\ i_{Lqk} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (6.36)$$

$$\Longrightarrow \begin{bmatrix} R_k + m_k & -X_k \\ X_k & R_k + n_k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Ldk} \\ i_{Lqk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_0 \\ 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_d \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (6.37)$$

Егер mk ˏ Rk, nk ˏ Rk, mk ˏ Xk және nk ˏ Xk деп санасақ, онда бізде келесі қатынас болады:

$$m_1 i_{Ld1} = m_2 i_{Ld2} \qquad (6.38a)$$

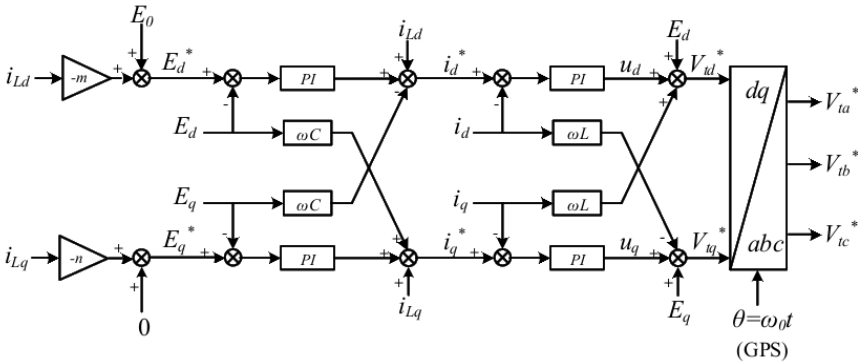
$$n_1 i_{Lq1} = n_2 i_{Lq2} \qquad (6.38b)$$

Демек, қуатты нақты бөлу 1 / мк пропорционалды, ал реактивті қуатты бөлу 1 / нк пропорционал. Болжамдар - mk ˏ Rk, nk ˏ Rk, mk ˏ Xk және nk ˏ Xk. Егер бізде резистивті желі болса немесе Rk ˏ Xk болса, онда қуаттың нақты бөлінуі 1 / (Rk + mk) сәйкес келеді, ал реактивті қуаттылық 1 / (Rk + nk) сәйкес келеді.

Егер mk және nk коэффициенттерін Rk немесе Xk-мен салыстыруға болатын болса, онда біз нақты нақты / реактивті қуатпен бөлісе алмаймыз. Екінші жағынан, үлкен жүктеме коэффициенттері ауыр жүктеме кезінде конвертер кернеуінің диапазоннан төмен түсуіне әкелуі мүмкін.

V –I құламасының басқару блогының сұлбасы 6.22 суретте көрсетілген. Назар аударыңыз, V F контроллерінің үстіне қосылады.

6.21-суретте көрсетілген жүйе үшін сұлба динамикасы және басқару элементтері MATLAB / Simulink моделінде салынған. Тексерілген динамикалық оқиға - бұл E0 номиналды PCC кернеуінің өзгеруі.

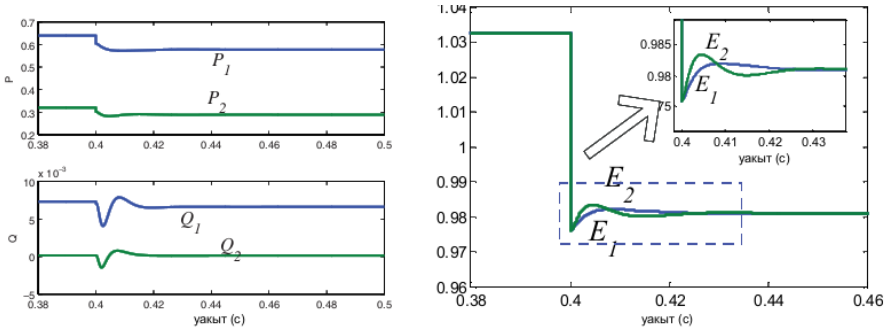


6.22-сурет: V-I түсуіне арналған басқару блогының сұлбасы.

Модельдеу нәтижелері 6.23 суретте көрсетілген. Қабылданған параметрлер: m1: m2 = 0.2: 0.4 және

n1: n2 = 1.5: 3.0. VSC1 белсенді қуатта VSC2-ге қарағанда екі есе көп болады деп күтілуде. Жүктеме резистивті болғандықтан, реактивті қуат VSC үшін де аз. Модельдеу нәтиже күту нәтижесіне 6.23-сурет әкеледі

.



6.23-сурет: E0-дің қадам өзгеруіне арналған модельдеу нәтижелері.

II бөлім: Динамика

7-тарау Үлкен дабыл тұрақтылығы

7.1 Кіріспе

I бөлімде басқару дизайны сызықтық жүйенің модельдеріне негізделген. Шағын дабылдық бұзылулар үшін, мысалы, кернеудің автоматты реттегішінің анықтамасында шамалы өзгеріс болған кезде, сызықтық жүйелік талдауды басқару дизайнын және тұрақтылықты талдау үшін пайдалануға болады.

Бұл үлкен дабылдық бұзылыстарға қатысты емес, мысалы, электр желісі үш фазалық ақаулыққа тап болған кезде. Ақаулық жойылғаннан кейін жүйенің орнықты болатынын анықтай аламыз ба? Тұрақтылықтың бұл түрін сызықтық жүйенің модельдері мен сызықтық жүйені талдау құралдарының көмегімен талдауға болмайды.

Үлкен дабылдық бұзылулар үшін уақытты домендік модельдеуді жүйенің жұмысын тексеру үшін қолдануға болады. Қарапайым жүйе үшін біз үлкен дабылды тұрақтылықты зерттеу үшін Ляпуновтың тұрақтылық теориясына сүйенуге болады.

Осы тараудың қалған бөлігінде бірінші болып Ляпуновтың тұрақтылық критерийі ұсынылады. Сонда SMIB жүйесінің үлкен дабылдық тұрақтылығы немесе өтпелі тұрақтылық Ляпунов тұрақтылық критерийіне негізделген тең аудандағы әдіспен қарастырылады. Содан кейін талдау нәтижелері уақыттық доменнің модельдеу нәтижелерімен расталады.

7.2 Ляпуновтың тұрақтылық критерийі

Ляпуновтың тұрақтылық теоремасы егер жүйенің динамикасын сипаттауға болатындығын айтады

$$\dot{x} = f(x) \tag{7.1}$$

мұндағы x ∈ Rn және f: Rn → Rn, онда жүйенің орнықтылығы, егер V мәні (x)) 0 болса, онда V: Rn → R динамикалық траекториядағы барлық x үшін, ал оның туындысы аз болады. нөлге тең немесе equalV (x) than 0.

Мысал: Ляпунов тұрақтылық теоремасын пайдаланып, келесі жүйенің тұрақты немесе тұрақсыз екенін көрсетіңіз.

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -x_1 + g(x_2) \\ \dot{x}_2 &= -x_2 + h(x_1) \end{aligned} \tag{7.2}$$

қайда

$$|g(u)| \leq |u|/2$$
$$|h(u)| \leq |u|/2$$

Шешім V (x) = 1/2 (x21 + x22) шамалар функциясын қабылдауға болады. Барлық x үшін V (x) ≥ 0. Әрі қарай V (x) туындысы бағаланады.

$$\begin{aligned}\dot{V}(x) &= x_1\dot{x}_1 + x_2\dot{x}_2 = x_1(-x_1 + g(x_2)) + x_2(-x_2 + h(x_1)) \\ &= -x_1^2 - x_2^2 + x_1 g(x_2) + x_2 h(x_1) \\ &\le -x_1^2 - x_2^2 + |x_1||g(x_2)| + |x_2||h(x_1)| \\ &\le -x_1^2 - x_2^2 + |x_1|\frac{|x_2|}{2} + |x_2|\frac{|x_1|}{2} \\ &= -x_1^2 - x_2^2 + |x_1 x_2| \\ &\le -\frac{1}{2}(x_1^2 + x_2^2) = -V(x) \qquad (7.3)\end{aligned}$$

Кез келген x үшін (V (x) ≤ 0. Сондықтан жоғарыда аталған жүйе тұрақты жүйе болып табылады.

Сызықтық уақыт инвариантты (LTI) жүйе үшін жүйе динамикасын сипаттауға болады

$$\dot{x} = Ax. \qquad (7.4)$$

мұндағы A ∈ Rn × n және x ∈ Rn.

V (x) = xT P x мәні, мұндағы P ∈ Rn × n - оң жартылай нит (PSD) матрицасы, мысалы, P симметриялы PT = P, ал әрбір P-нің эгендік мәні үлкен немесе оған тең болады делік. нөлге тең. Біз мұны P 0 деп белгілейміз.

Содан кейін кез келген x үшін V (x) ≥ 0.

Жоғарыда келтірілген тұжырымға эвгенвальды ыдырауды қолдана отырып дәлелдеуге болады. P үшін оны P = V −1ΛV деп бөлуге болады, мұндағы Λ - диагональды матрица elementsi ≥ 0 (i = 1, · · ·, n), ал V - эйгенвектор матрицасы. V - ортого-қалыпты, яғни V T = V −1.

$$V(x) = x^T V^T \Lambda V x = \tilde{x}^T \Lambda \tilde{x} = \sum_{i=1}^{n} \lambda_i \tilde{x}_i^2 \ge 0 \qquad (7.5)$$

Кайда ẍ= Vx

$$\dot{V}(x) = x^T P \dot{x} + \dot{x}^T P x = x^T (PA + A^T P) x \qquad (7.6)$$

Егер сызықтық жүйе тұрақты болса, онда ˙V (x) ≤ 0. Бұл P A + AT P 0 деп айтуға тең.

7.2.1 Тұрақтылық немесе тұрақсыздық

Ляпунов тұрақтылық теоремасы, егер траекториядағы барлық x үшін (V (x) ≤ 0 болса, V (x) ≥ 0 болса, жүйе орнықты болады дейді. Егер траекториядағы кез келген x үшін V (x) <0 болса, (V (x) ≤ 0 болса, жүйе тұрақсыз болады.

7.3 Тепе-теңдік әдісі

СМИ қуат жүйесі тұрақты немесе жоқтығын анықтау үшін біз Ляпунов тұрақтылық теоремасын қолданамыз.

Жүйе үшін динамикалық теңдеулер келесідей сипатталған.

$$\dot{\delta} = \omega_0(\omega - 1) \tag{7.7a}$$

$$\dot{\omega} = \frac{1}{2H}(P_m - P_e - D_1(\omega - 1)) \tag{7.7b}$$

V (δ, ω) функция функциясын құрғымыз келеді және оның уақыт туындысы барлық δ, zero үшін нөлден кем немесе оған тең екендігіне көз жеткізгіміз келеді. Егер алсақ

$$\begin{aligned} \dot{V}(\delta, \omega) &= -D_1\omega_0^2(\omega - 1)^2 \\ &= -D_1\dot{\delta}^2, \end{aligned} \tag{7.8}$$

содан кейін барлық үшін δV (δ, ω) ≤ 0 (δ, ω). Егер жүйенің тұрақтылығы бар-жоғын білу үшін, траекториядағы барлық (δ, ω) V (δ, ω) 0 0 немесе V (δ, ω) <0 болғандығын тексеру қажет. .

$$\begin{aligned} V(\delta, \omega) &= \int_{t_0}^{t} \dot{V}(\delta, \omega)dt = \int_{t_0}^{t} -D_1(\dot{\delta})^2 dt \\ &= -\int_{\delta_0}^{\delta} D_1\dot{\delta}d\delta \quad \text{(Ауыстырыңыз } D_1\dot{\delta} \text{ or } \omega_0 D_1(\omega - 1) \text{ қолдану } (7.7\text{b}) \text{)} \\ &= -\int_{\delta_0}^{\delta} [\omega_0(P_m - P_e) - 2H\omega_0\dot{\omega}]\, d\delta \\ &= -\omega_0 \int_{\delta_0}^{\delta} (P_m - P_e)d\delta + \int_{\delta_0}^{\delta} 2H\frac{d\dot{\delta}}{dt}d\delta \\ &= -\omega_0 \int_{\delta_0}^{\delta} (P_m - P_e)d\delta + \int_{\delta_0}^{\delta} 2H\dot{\delta}d\dot{\delta} \\ &= \omega_0 \int_{\delta_0}^{\delta} (P_e - P_m)d\delta + H(\dot{\delta}^2)\Big|_{\dot{\delta}_0}^{\dot{\delta}} \end{aligned} \tag{7.9}$$

Бастапқы жағдайда ескеріңіз, δ = 0 болған кезде ˙δ = 0. Белгілі бір траектория нүктесінде жылдамдық 1 пу немесе ˙δ = 0 болғанда, біз R / δ δ0 (Pe - Pm) dδ <0 болған жағдайда ғана шешім қабылдауымыз керек. Олай болса, жүйе тұрақсыз болады. Бұл траектория нүктесі максимум ах бұрыш немесе минимум anglemin бұрышына сәйкес келеді.

Сондықтан, тең ауданды есептеу әдісі есептеледі

$$\int_{\delta_{max}}^{\delta_0} (P_e - P_m)d\delta$$

егер ротордың бұрышы δ ұлғаятын болса.

1-мысал: SMIB жүйесі үшін генератордың терминал шинасы t0 кезінде үш фазалы жерге тұйықталуға ұшырайды. ротордың бастапқы бұрышы δ0. Ақаулық t1 = t0 + Δt және t1 кезінде жойылады, ротордың бұрышы δ1. Жүйе тұрақты ма, жоқ па, соны шешіңіз. Механикалық қуат тұрақты күйде болады делік. Егер жүйе тұрақты болса, δmax максимумы қандай?

Шешуі: δmax δ0 (Pe - Pm) dδ қарастырамыз. Бұл өрнекті екі құрамдас бөлікке бөлуге болады:

$$\int_{\delta_0}^{\delta_{\max}} (P_e - P_m) d\delta = -\underbrace{\int_{\delta_0}^{\delta_1} (P_m - P_e) d\delta}_{A_1} + \underbrace{\int_{\delta_1}^{\delta_{\max}} (P_e - P_m) d\delta}_{A_2}. \qquad (7.10)$$

T0-ден t1-ге дейін қысқа тұйықталу ақаулығы пайда болады және генератордың терминалдық кернеуі 0-ге тең. Өз кезегінде Pe генераторынан шығатын нақты қуат шығыны = t.-ден t1-ге дейін, генераторға берілетін таза қуат генератордың жеделдеуін тудырады. A1 үдеу ауданы деп аталады.

A2 тежелу аймағы деп аталады, өйткені t1-ден кейін Pe электр энергиясы қалпына келеді және Pe> Pm.

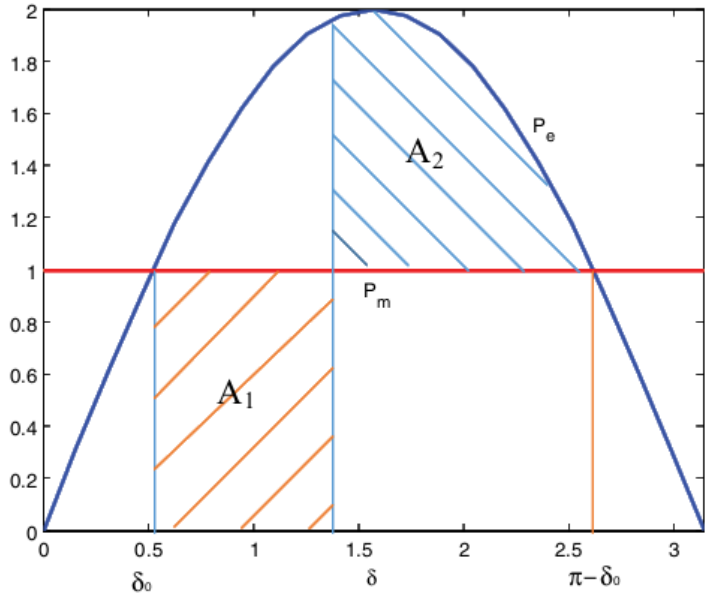
$$A_1 = P_m(\delta_1 - \delta_0)$$

Максимум ах - δ0 болуы мүмкін. Егер δ> axmax болса, Pe <Pm және генератор жылдамдатады. Жеделдету ауданы A1 артық болады.

Сондықтан максималды A2 келесідей өрнектеледі:

$$A_2 = \int_{\delta_1}^{\pi - \delta_0} \left(\frac{EV_\infty}{X} \sin(\delta) - P_m \right) d\delta$$

Егер A2 ≥ A1 болса, жүйе тұрақты. Әйтпесе, жүйе тұрақты емес. 7.1 суретте екі аймақ көрсетілген.



7.1 сурет: 1 мысал.

Егер жүйе тұрақты болса, δ0 және δ1 берілген болса, келесі теңдеуді қолдана отырып, δmax аламыз.

$$A_1 = P_m(\delta_1 - \delta_0) = A_2 = \int_{\delta_1}^{\delta_{\max}} \left(\frac{EV_\infty}{X} \sin(\delta) - P_m \right) d\delta \qquad (7.11)$$

2-мысал: SMIB жүйесі үшін генератордың терминал шинасы t0 кезінде үш фазалы жерге тұйықталуға ұшырайды. Ротордың бастапқы бұрышы δ0. Ақаулық t1 = t0 + Δt кезінде жойылады. Жүйені тұрақты ету үшін Δt (немесе сыни тазарту уақыты) максимум қандай?

Критикалық тазарту уақытын алдымен A1 = A2 және ding1 making1 түзу арқылы табуға болады. Әрі қарай δt өрнегін Δt түрінде береміз.

T0-ден t1-ге дейінгі аралықта Pe = 0. Осылайша тербеліс теңдеуі болады

$$\ddot{\delta} = \frac{\omega_0}{2H} P_m$$

егер механикалық үйкеліс ескерілмесе (D1 = 0). Уақыт-домен өрнегі δ1 болады

$$\delta_1 = \delta_0 + \frac{\omega_0}{2H} P_m (\Delta t)^2$$

H = 5 s, D1 = 0, Pm = 1 және Pe = 2 sin δ жүйелер үшін бастапқы ротордың бұрышы δ0 (= 0.5236 рад) тепе-теңдік нүктесі ретінде бастапқы жұмыс нүктесін қарастыру арқылы есептелуі мүмкін.

$$0 = \dot{\delta} = \omega_0(\omega - 1) \quad \Rightarrow \omega = 1$$
$$0 = \dot{\omega} = \frac{1}{2H}(P_m - P_e - D_1(\omega - 1)) = \frac{1}{2H}(1 - 2\sin\delta) \tag{7.12}$$

Есептеудің критикалық бұрышы δ1 = 1.3886 рад (7.11), ал критикалық тазарту уақыты Δt = 0.2142 с құрайды.

3-мысал: Егер жүйе тұрақты болса, ротордың минималды бұрышын δмин-ге жеткізе аламыз.

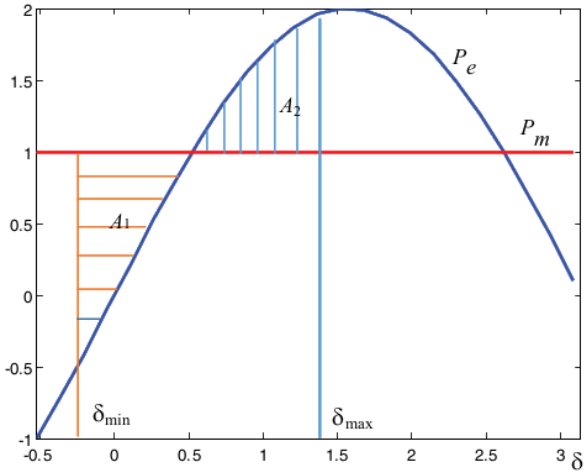
Минималды бұрышты тең ауданды әдісін қолдана отырып қайтадан табуға болады. Бастау нүктесі - ротордың максималды бұрышы. Келесі теңдеуді шешу δминге әкеледі. 7.2 суретте екі аймақ көрсетілген.

$$0 = \int_{\delta_{\max}}^{\delta_{\min}} \left(\frac{EV_\infty}{X} \sin(\delta) - P_m \right) d\delta$$

7.3.1 Уақытша саладағы модельдеу нәтижелері

Уақытша саладағы модельдеуді талдау нәтижелерін тең аймақтық өлшемдер бойынша растау үшін өткізіледі.

Төмендегі код тербелмелі теңдеу күйінің айнымалы векторы x = [δ, ω] T және генератордың шығу қуаты Pe уақыттық домен мәліметтерін жасайды.



Пайдаланылатын сандық интегралдау әдісі 2 тарауда енгізілген трапеция әдісі екенін ескеріңіз.

Функцияның кірісі - маңызды уақытты тазарту уақыты, h қадамы және T аяқталу уақыты.

```
function [x, Pe]=SMIB_sim(tcr,h, T_end)
    omega_0= 377;
    parameter.H =5;
    parameter.D1 =0;
    delta0 = pi/6;
    E = 1; V=1; X=0.5;
    parameter.E = E;
    parameter.V = V;
    parameter.X = X;
    parameter.Pm = E*V/X*sin(delta0);
    parameter.tcr =tcr;

x(:,1) = [delta0; 1];
i=1;
for t=0:h:T_end
        i= i+1;
        [dotx, Pe(i)] = SMIB(x(:,i-1), t, parameter);
        x1 = x(:,i-1) +dotx*h;
        [dotx1, Pe(i)] = SMIB(x1, t, parameter);
        x(:,i) = x(:,i-1) +(dotx+dotx1)/2*h;
end
return
```

Бұл функция SMIB функциясын әр қадамда ˙x және Pe есептеу үшін шақырады. SMIB коды төменде көрсетілген.

```
function [x_dot, Pe] = SMIB(x, t, parameter)
t0 = 1;
x_dot = zeros(2,1);
delta = x(1); omega = x(2);
omega_0= 377;
H = parameter.H;
D1 = parameter.D1;
Pm = parameter.Pm;
tcr = parameter.tcr;
E = parameter.E;
V = parameter.V;
X = parameter.X;
if (t>t0 && t<t0+tcr)
    Pe = 0;
else
    Pe = E*V/X*sin(delta);
end
x_dot(1) = omega_0*(omega-1);
x_dot(2) = 1/(2*H)*(Pm - Pe -D1*(omega-1));
```

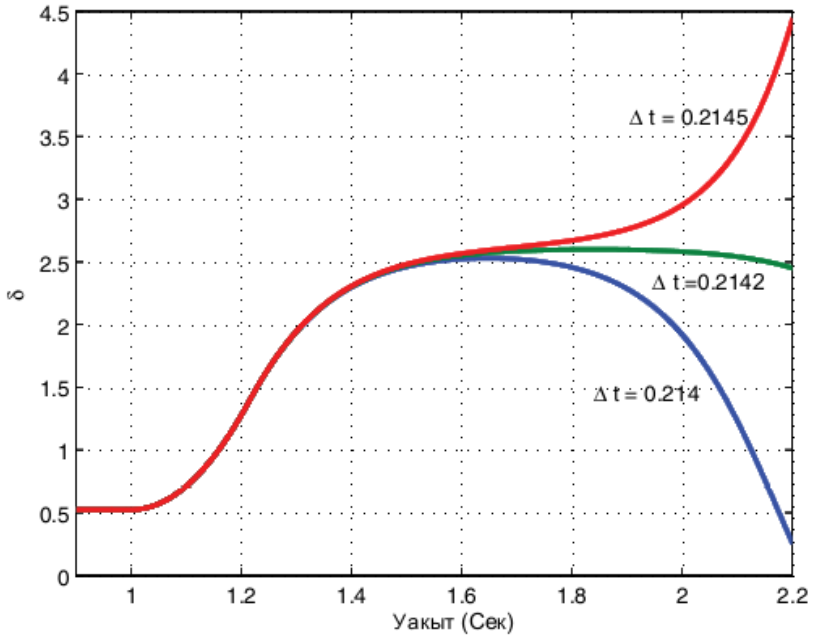
Генератор шинасында үш фазалық жерге тұйықталу кезінде SMIB жүйесі үшін уақыттық домендік модельдеудің нәтижелері суретте келтірілген.

7.3–7.5.

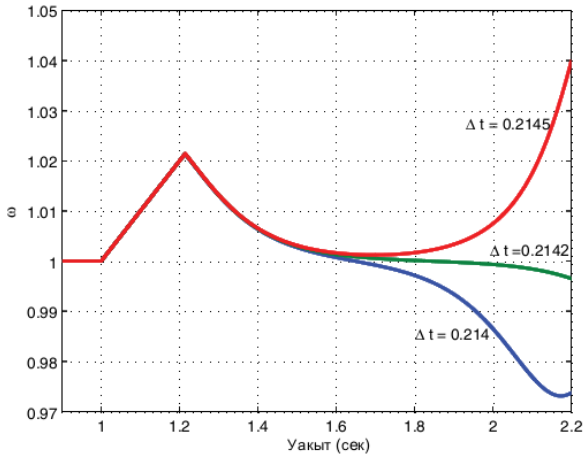
Төмендегі код сол қиындықтарды тудыру үшін қолданылады.

```
clear; clc;
T_end = 3; h = 0.0002; T=0:h:T_end; n = length(T);
[x, Pe]= SMIB_sim(0.2140,h, T_end); x2 = x; Pe2 = Pe;
[x, Pe]= SMIB_sim(0.2142,h, T_end); x3 = x; Pe3 = Pe;
[x, Pe]= SMIB_sim(0.2145,h, T_end); x4 = x; Pe4 = Pe;

figure
plot(T, [x2(1,1:n);x3(1,1:n); x4(1,1:n)],'LineWidth',2);
ylabel('\delta'); grid on; xlabel('Time (s)'); xlim([0.9,2.2]);
figure;
plot(T, [x2(2,1:n);x3(2,1:n); x4(2,1:n)],'LineWidth',2);
ylabel('\omega'); grid on; xlabel('Time (s)');xlim([0.9,2.2]);
figure;
plot(T, [Pe2(1:n);Pe3(1:n);Pe4(1:n)],'LineWidth',2);
ylabel('P_eomega'); grid on; xlabel('Time (s)'); xlim([0.9,2.2]);
```

Модельдеу нәтижелері тең аумақты талдау әдісін растайды. Критикалық клирингтің уақыты шынында да 0,2142 с екенін білуге болады.



7.3 сурет: Уақыт-домен модельдеу нәтижелері: δ (рад).



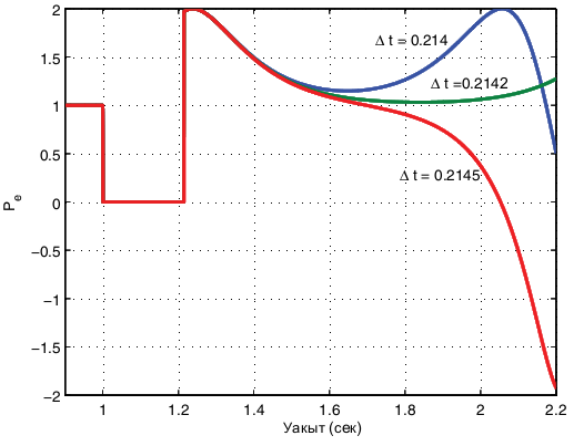
7.4 сурет: Уақыт-домен модельдеу нәтижелері: ω (pu).

Клиринг уақыты 0.2142 сек болғанда ұзағырақ уақыт аралығы қолданылады. Сурет

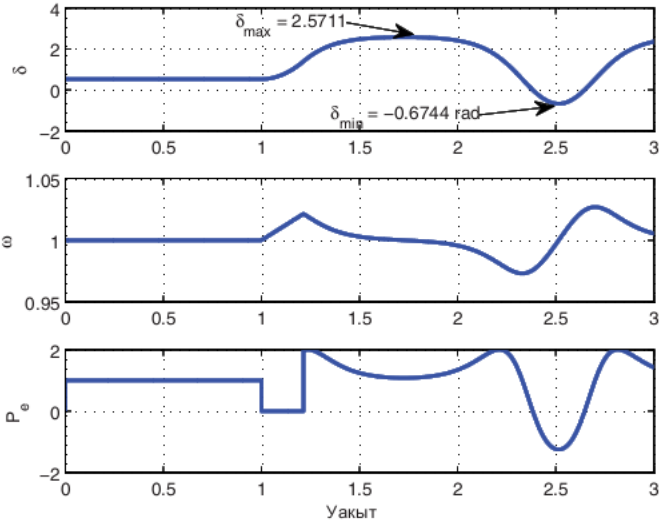
7.6 ақаудан кейін 2 секунд ішінде модельдеу нәтижелерін көрсетеді.

Айта кету керек, критикалық клиринг уақытында тең аймаққа негізделген әдіске сәйкес,

axmax π - δ0 = 5/6 π = 2.618 рад болуы керек. Модельдеудің нәтижелері максималды бұрыш - 2,5711 рад. Қателік сандық интегралдау қатесіне байланысты. Уақыттың қадамын қысқартсақ, бұл қатені азайтуға болады. Мысалы, егер уақыт қадамы 10−5 секундқа азайтылса, онда δmax = 2.595 rad.



Сурет 7.5: Уақыт аралығын модельдеу нәтижелері: Pe (pu).



Сурет 7.6: Уақыттың доменін модельдеудің нәтижесі клиринг уақыты 0,2142 секундты құрайды.

Жаттығулар

1. 7.4 бөліміндегі уақыт-домендік модельдеу мысалында келтірілген SMIB жүйесінің параметрін қолданыңыз. Бұл SMIB жүйесі үшін, егер ақауларды жою уақыты болса

0,2 секунд, ротордың бастапқы бұрышы 30◦, Pe = 2 sin δ, ақаулық жойылған кезде ротордың бұрышы angle1, ротордың максималды бұрышы δ2, ал ротордың минималды бұрышын есептеңіз. қол жеткізді δмин. Модельдеу нәтижелерін зерделеу арқылы талдауыңызды растаңыз.

2. Динамикалық модельдеу кодын ротордың динамикасы немесе E0a динамикасын қосу үшін өзгертіңіз. Желінің реакциясы 0,2, X0d = 0.15, Ea (0) = 1, T 0d0 = 2 секунд болғанда Xd = Xq = 0,3 деп есептейік. Үш фазалық ақаулар мен тазарту үшін бірдей динамикалық модельдеуді жүргізіңіз.

2.1 Критикалық тазарту уақытын табыңыз.

2.2 Егер ақаулықты жою уақыты 0,2 секунд болса, ақаулық жойылған сәттегі ротордың бұрышын модельдеуден fi1, ротордың максималды бұрышы δ2 және қол жеткізуге болатын ротордың минималды бұрышы

δмин.

2-есепте алынған мәндерді 1-мәселені модельдеуден алған құндылықтармен салыстырыңыз. Жалғыз қиындық - ротордың динамикасын қосу. Егер модельдеудің күрделілігі мәндерді өзгертетін болса, түсіндіріңіз.

8-тарау Кіші дабылдың тұрақтылығы

Бұл тарауда кішігірім дабылдың тұрақтылығы туралы үш мысал келтірілген. Шағын дабылдың тұрақтылығы жұмыс жағдайына, мысалы, қуат беру деңгейіне байланысты. Шағын дабылдың тұрақтылығы жүйенің қуат беру қабілеттілігін қамтамасыз етеді. Бірінші мысалда біз SSSB жүйесімен PSS-пен және онсыз қуат беру қабілеттілігін зерттеу үшін шағын дабылдық тұрақтылықты қолданамыз.

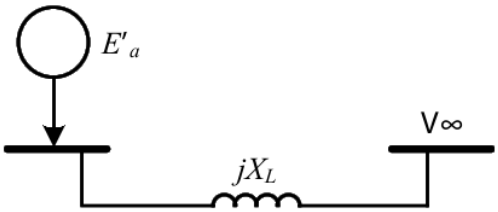
Екінші мысалда, аймақтық тербелістер нақты біртекті жүйенің статикалық шығыс тұрақтылығының критерийлері арқылы желілік басқару жүйесінің теориясын қолдана отырып зерттелетін болады.

Үшінші мысалда біз генератордың турбинасы мен компенсацияланған желі арасындағы бұралу әсерлесу құбылысын қарастырамыз. Түбірлік локус әдісі сияқты жиілік-домендік модельдер мен сызықты жүйені талдау құралдарын қолдана отырып, бұралмалы өзара әрекеттесулер қатардың өтемдік дәрежесі жоғарылағанда пайда болатындығын көрсете аламыз.

Жоғарыда келтірілген тұрақтылық (тұрақсыздық) мәселелері жұмыс жағдайларына, мысалы, қуат беру деңгейіне және өтемақы деңгейіне байланысты. Олардың барлығын шағын дабылдық (сызықтық) модельдер мен жүйелік тұрақтылықты талдау құралдарының көмегімен зерттеуге болады.

8.1 SMIB жүйесінің тұрақтылығы

SMIB жүйесі 8.1 суретте көрсетілген. Қуат берілісінің эффектісін тұрақтылық тұрғысынан зерттеу үшін модельге электромеханикалық динамика немесе бұрылыс теңдеулері қосылуы керек. Генератордың электромагниттік динамикасы тек ротордың xx динамикасымен ұсынылады. Статордың электромагниттік динамикасын елемеуге болады, бұл жүйелік тізбектің фазалық көрінісін береді. Автоматты кернеу реттегіші (AVR) негізгі модельге қосылады. Салыстыру үшін, сонымен бірге PSS қосылатын модель жасалады.

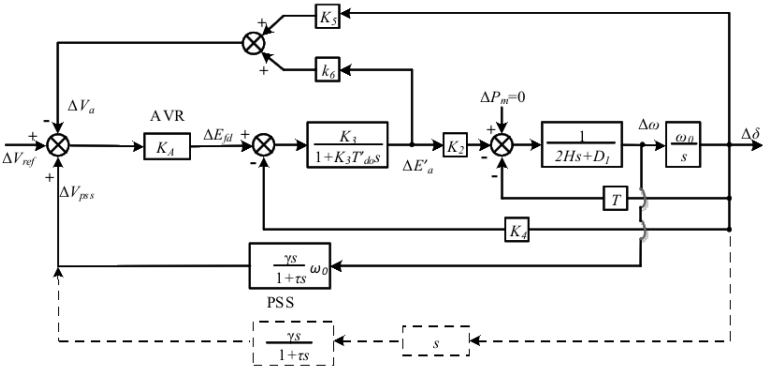


8.1-сурет: Автобусқа генератор қосылған

Базалық модельге арналған кішігірім дабылды модельдің блок-сұлбасы 5-тарауда алынған. Мұнда 8.2 суретте келтірілген AVR және PSS бар жүйенің блок-сұлбасы көрсетілген. Тұрақтандырғыш пайда ретінде

жеңілдетілген. PSS-тің бұл түрі ротор жылдамдығының ауытқуының туындысын күшейтуге арналған. PSS-тің бұл түрі Берген мен Витталда (2009) пайда болды. Дабылдың туындысы әдетте кідіріспен жүзеге асырылады. Демек, беру функциясы

γs / 1 + τs, мұндағы τ - кіші уақыт тұрақты, мысалы, 0,05 сек.



8.2 сурет: AVR және PSS қосылған шағын дабылдық жүйенің блок-сұлбасы. Нүктелік блоктар PSS ұсынудың балама әдісін ұсынады.

PSS блогын ротор бұрышы Δδ кіріс және шығыс ретінде ΔVpss болатын нүктелі блоктармен де ұсынуға болады. Мұндай ұсыну беру функциясын дериваціялау үшін блокты біріктіруді жеңілдетеді.

Блок-сұлбада берілген жағдайда тұйық циклды беру функциясын алуға және тұрақтылықты тұйық жүйенің полюстерінің барлығы LHP-ге сәйкестігін тексеру арқылы алуға болатындығын ескеріңіз.

8.1.1 Бастапқы күй шамаларын есептеу

$$P_e = \frac{E'_a V_\infty}{\widetilde{X'_d}} \sin(\delta) + \frac{V_\infty^2}{2}\left(\frac{1}{\widetilde{X_q}} - \frac{1}{\widetilde{X'_d}}\right)\sin(2\delta) \qquad (8.1)$$

Сызықтық емес теңдеуді small және E'a-дағы кішігірім бұзылуларды қабылдай отырып сызыңыз. Бізде болады

$$\Delta P_e = \underbrace{\frac{\partial P_e}{\partial E'_a}}_{K_2} \Delta E'_a + \underbrace{\frac{\partial P_e}{\partial \delta}}_{T} \Delta\delta. \qquad (8.2)$$

Демек, T, K2-ті ішінара туындылардан табуға болады. K4, K5 және K6 өрнектері 5-тарауда келтірілген және осында көшірілген.

$$T \triangleq \frac{E'_{a0}V_\infty}{\widetilde{X'_d}}\cos\delta + V_\infty^2\left(\frac{1}{\widetilde{X_q}} - \frac{1}{\widetilde{X'_d}}\right)\cos(2\delta) \tag{8.3a}$$

$$K_2 \triangleq \frac{V_\infty}{\widetilde{X'_d}}\sin\delta \tag{8.3b}$$

$$K_4 \triangleq \left(1 - \frac{\widetilde{X_d}}{\widetilde{X'_d}}\right)V_\infty\sin\delta \tag{8.3c}$$

$$K_5 \triangleq -\frac{V_\infty}{V_{a0}}\left(\frac{V_{q0}X'_d}{\widetilde{X'_d}}\sin\delta_0 + \frac{V_{d0}X_q}{\tilde{X}_q}\cos\delta_0\right) \tag{8.3d}$$

$$K_6 \triangleq \frac{V_{q0}X_L}{V_{a0}\widetilde{X'_d}} \tag{8.3e}$$

(8.3) өрнектерін талдау олардың ротордың бастапқы angle бұрышына тәуелді екенін көрсетеді. T бастапқы E'a кернеуіне де байланысты. K5 және K6 температура кернеуінің VaS бастапқы мәніне, сондай-ақ dq-осьтік компоненттеріне байланысты. Va, Vad және Vaq терминалдық кернеуіне қатысты осы шамаларды V∞, E0a және δ белгілі болғаннан кейін анықтауға болады.

Айта кету керек, E0a және δ - жүйе динамикасының күйі. Сондықтан бастапқы тепе-теңдік тепе-теңдік нүктесінде берілген жағдайда, осы жұмыс нүктесінде сызықтық модельді табуымыз керек.

Бұдан басқа, генератордың әдеттегі жұмыс күйін оның Pe және Qe шығу қуаты анықтайды. Pe және Qe-ден E0a және δ табу керек.

1-тәсіл

Назар аударыңыз, Pe және Qe екеуі де E0a және δ арқылы көрсетілуі мүмкін. Күшті есептеу тұжырымдамасын қолдана отырып, Pe және Qe аламыз.

Торға енгізілген күрделі қуат q-осінің негізінде жазылуы мүмкін

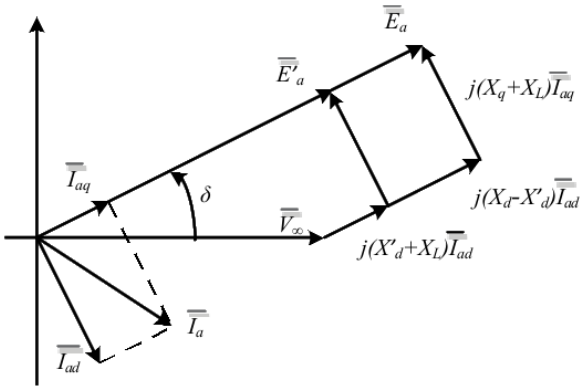
$$S = V_\infty e^{-j\delta}\overline{I_a^*} = V_\infty(\cos\delta - j\sin\delta)(I_{aq} - jI_{ad}) \tag{8.4}$$

Нақты және қиялдағы компоненттерді бөліп, dq-осьтік токтар тұрғысынан Pe және Qe өрнектері бар.

$$P_e = V_\infty(\cos\delta I_{aq} - \sin\delta I_{ad}) \tag{8.5a}$$

$$Q_e = -V_\infty(\cos\delta I_{ad} + \sin\delta I_{aq}) \tag{8.5b}$$

Әрі қарай, 8.3-суретте көрсетілген фасор-диаграмма негізінде токтың dq-осьтік компоненттерін (8.6) деп табуға болады.



8.3 сурет: Фазор диаграммасы

$$I_{ad} = \frac{V_\infty \cos\delta - E'_a}{\widetilde{X'_d}} \tag{8.6a}$$

$$I_{aq} = \frac{V_\infty \sin\delta}{\widetilde{X_q}} \tag{8.6b}$$

Сондықтан Pe және Qe өрнектерін E'a және δ түрінде беруге болады.

$$P_e = \frac{E'_a V_\infty}{\widetilde{X'_d}} \sin\delta + \frac{V_\infty^2}{2} \quad \frac{1}{\widetilde{X_q}} - \frac{1}{\widetilde{X'_d}}\Bigg) \sin(2\delta) \tag{8.7a}$$

$$Q_e = \frac{E'_a V_\infty}{\widetilde{X'_d}} \cos\delta - V_\infty^2 \quad \frac{(\cos\delta)^2}{\widetilde{X'_d}} + \frac{(\sin\delta)^2}{\widetilde{X_q}}\Bigg) \tag{8.7b}$$

Егер Pe, Qe, E0a және ding берілген болса, сызықтық емес алгебралық теңдеулерді шешу мәселесі болып табылады. Ньютон-Рафсон - бұл мақсатта жиі қолданылатын әдіс.

Энергетикалық жүйелерде Нью-Рафсон әдісі Берген және Виттал жүктемелерін шешу үшін қолданылады (2009).

F (x) = 0 (x x x Rn және f: Rn - → Rn) жасай алатын x x шешім үшін Ньютон-Рафсон әдісінің итерациялық процедурасы былайша жазылады.

$$x^{k+1} = x^k - \left(\frac{\partial f}{\partial x}\right)^{-1}\Bigg|_{x^k} f(x^k) \tag{8.8}$$

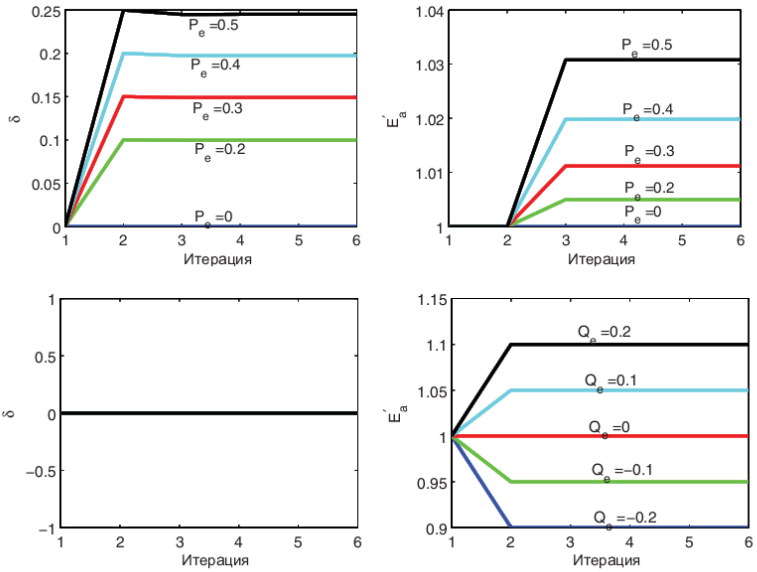
Осы нақты мәселе үшін итерациялық процедура келесідей жазылады.

$$\begin{bmatrix} \delta \\ E'_a \end{bmatrix}^{k+1} = \begin{bmatrix} \delta \\ E'_a \end{bmatrix}^{k} - J_k^{-1} \begin{bmatrix} \frac{E'^k_a V_\infty}{\widetilde{X'_d}} \sin\delta^k + \frac{V_\infty^2}{2}\left(\frac{1}{\widetilde{X_q}} - \frac{1}{\widetilde{X'_d}}\right)\sin(2\delta^k) - P_e \\ \frac{E'^k_a V_\infty}{\widetilde{X'_d}} \cos\delta^k - V_\infty^2\left(\frac{(\cos\delta^k)^2}{\widetilde{X'_d}} + \frac{(\sin\delta^k)^2}{\widetilde{X_q}}\right) - Q_e \end{bmatrix} \tag{8.9}$$

қайда

$$J_k = \begin{bmatrix} \frac{E'^k_a V_\infty}{\widetilde{X'_d}} \cos\delta^k + V_\infty^2\left(\frac{1}{\widetilde{X_q}} - \frac{1}{\widetilde{X'_d}}\right)\cos(2\delta^k) & \frac{V_\infty}{\widetilde{X'_d}} \sin\delta^k \\ -\frac{E'^k_a V_\infty}{\widetilde{X'_d}} \sin\delta^k + \left(\frac{1}{\widetilde{X'_d}} - \frac{1}{\widetilde{X_q}}\right) V_\infty^2 \sin(2\delta^k) & \frac{V_\infty}{\widetilde{X'_d}} \cos\delta^k \end{bmatrix} \tag{8.10}$$

Бұл алгоритм Pe және Qe өзгеретін мысал үшін сыналады. Итерациялық нәтижелер 8.4 суретте көрсетілген.



8.4 сурет: Ньютон-Рафсон алгоритмінің итерациялық нәтижелері. Бірінші қатар: Qe = 0. Екінші қатар: Pe = 0. Басқа параметрлер: X0d = 0.5, Xq = 0.5.

Төменде Pe және Qe өндіретін генератордың берілген жұмыс жағдайы үшін E0a және δ есептеу коды келтірілген. Алдымен E0a және of бастапқы мәндері қабылданады. Содан кейін Якоб матрицасы бағаланады. Конвергенция критерийі орындалғанда немесе максималды итерация санына жеткенде итерация тоқтайды.

```
function [Ea1, delta] = fun_PQ2DeltaEa1(Pe, Qe, V, xd1, xq, iter_max)
% give delta and Ea_prime initial values.
x = [0; 1]; i=1;err =1;
while(i<iter_max && err > 1e-5)
    delta = x(1);
      Ea1 = x(2);
    % evalute f(x)
    fx=[Ea1*V*sin(delta)/xd1+V^2/2*(1/xq-1/xd1)*sin(2*delta)-Pe;
        Ea1*V*cos(delta)/xd1-V^2*((cos(delta))^2/xd1+(sin(delta))^2/xq)-Qe];
    % error
    err = max(abs(fx));
    data(:,i) = [x; fx; err];
    % evalute J(x)
    J = zeros(2,2);
    J(1,1) = Ea1*V*cos(delta)/xd1+V^2*(1/xq-1/xd1)*cos(2*delta);
    J(1,2) = V*sin(delta)/xd1;
    J(2,1) = -Ea1*V*sin(delta)/xd1+V^2*(1/xd1-1/xq)*sin(2*delta);
    J(2,2) = V*cos(delta)/xd1;
    % update x
    dx =  - inv(J)*fx;
    x = x + dx;
    i= i+1;
end
```

2-тәсіл

1-тәсіл сызықтық емес алгебралық теңдеуді шешу үшін итерациялық процедураны қажет етеді. Генератордың күй айнымалысын инициализациялау үшін тікелей тәсіл бар. Берілген терминал кернеуі мен фазалық ток, фазалық диаграмманы қолдану E0a және to-ге әкелуі мүмкін. Итерация қажет емес. Егер терминал кернеуі, нақты қуат және реактивті қуат берілсе, онда терминал тогы да беріледі.

SMIB жүйесі үшін, егер торға күрделі қуат берілсе, онда терминал тогы берілгендей болады

$$\overline{I}_a = \frac{P_e - jQ_e}{V_\infty} = I_a e^{j\theta_a}. \qquad (8.11)$$

Автобус шинасының кернеулігінің векторына қатысты ротордың орнын V 0 аралық кернеуді есептеу арқылы анықтай аламыз.

$$\overline{V}' = V_\infty e^{j0} + j(X_L + X_q)\overline{I}_a = V' e^{j\delta}. \qquad (8.12)$$

V’ бұрышы - ротордың бұрышы δ. Содан кейін ток dq-осьтік компоненттерге ыдырайды:

$$\begin{aligned} I_{aq} &= I_a \cos(\theta_a - \delta) \\ I_{sd} &= I_a \sin(\theta_a - \delta) \end{aligned} \qquad (8.13)$$

Сонымен, 8.3-суреттегі фазор диаграммасынан E’a-ны аламыз:

$$E'_a = V_\infty \cos\delta - (X'_d + X_L) I_{ad} \qquad (8.14)$$

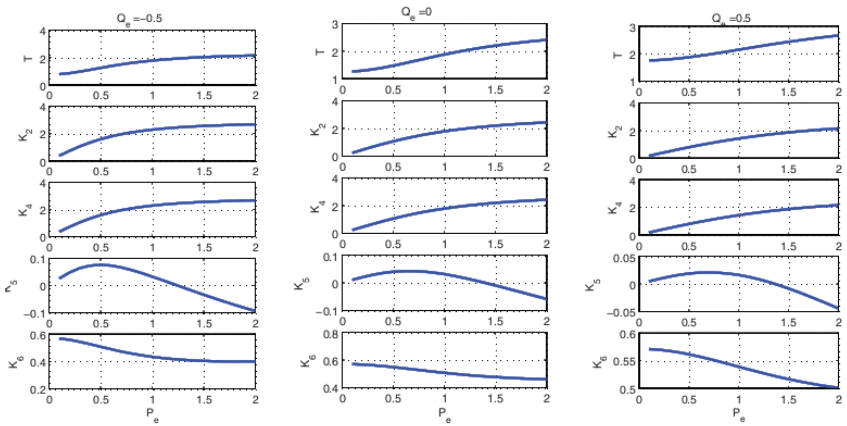
8.1.2 Сызықтық модель параметрлерін есептеу

E0a және δ күй айнымалысы бастапқы жұмыс күйінде белгілі болған кезде, біз жұмыс күйіне және сызықтық модельге қатысты барлық параметрлерді есептейміз. Төменде берілген үшін T, K2, K4, K5, K6 есептеу коды келтірілген

E0a және by белгіленген генератордың жұмыс жағдайы.

```
function K = compute_K_SMIB(Ea1, delta, Xd, Xd1, Xq, XL)
Vinf=1;
Xdz=Xd+XL; Xqz=Xq+XL; Xdprimez=Xd1+XL;
Iad=(Vinf*cos(delta)-Ea1)./Xdprimez;
Iaq=(Vinf*sin(delta))./Xqz;
Vaq=Vinf*cos(delta)-XL*Iad Vad=XL*Iaq-Vinf*sin(delta);
Va=(Vad.^2+Vaq.^2).^(1/2);

T=Ea1*Vinf/Xdprimez.*cos(delta)+Vinf^2*(1/Xqz-1/Xdprimez)*cos(2*delta);
K2=Vinf/Xdprimez*sin(delta);
K3=Xdprimez/Xdz;
K4=(1/K3-1)*Vinf*sin(delta);
K5=-Vinf./Va.*(Vaq*Xd1/Xdprimez.*sin(delta)+Vad*Xq/Xqz.*cos(delta));
K6=Vaq*XL./(Va*Xdprimez);
K = [T;K2; K4; K5; K6];
```

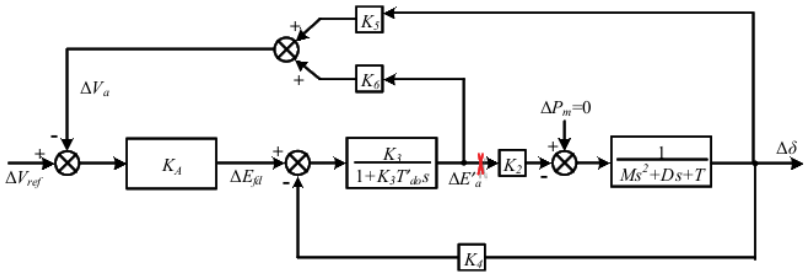
Жоғарыда аталған кодтарды пайдаланып, Pe және Qe жиынтығы үшін сәйкес коэффициенттерді (T және Ks) табуға болады. 8.5 суретте T және Ks әртүрлі сценарийлер үшін әртүрлі сценарийлер ұсынылған: жетекші қуат коэффициенті, қуат бірлігі және артта қалған қуат коэффициенті. 8.5 суретінен K5 белгісінің өзгеретіні көрсетілген генератордың белсенді қуат қажеттілігі ауыр болған кезде.



Сурет 8.5: Әр түрлі Pe үшін T және Ks. Сол жақта: Qe = −0.5; Орташа: Qe = 0; Оң жақта: Qe = 0,5.

8.1.3 PSS-сыз сызықты модель

Бұл бөлімде PSS қарастырылмайды. Тұрақтылықты талдау 8.6 суретте көрсетілген жүйе үшін өткізіледі. MPm - кіріс, Δδ - шығыс, ал reVref - әдетте нөл.



8.6-сурет: Қуатты бөлу әдістерісіз сызықты жүйенің блок-сұлбасы

Модельді жеңілдету үшін жасалған екі болжам бар. Кернеуді басқару жүйесі өте жылдам, сондықтан басқару циклының уақыт тұрақтысы нөлге тең болады; қоздырғыш таза пайда 1 деп есептеледі.

8.6-сурет жалғыз цикл жүйесіне біріктіріледі. Содан кейін жабық циклды беру функциясы алынады. Біріншіден, цикл K2 блогының алдындағы нүктеде ажыратылады. Ашық цикл жүйесі үшін беру функциясын Δδ-ден ΔE0a-ға дейін есептейміз. Содан кейін біз циклді жауып, жабық циклды беру функциясын ΔE0a-дан Δδ-ге дейін қарастырамыз. Ағындарды жіберу функциясы −k2TEM ретінде белгіленеді, мұнда TEM = 1 / (Ms2 + Ds + T).

$$\Delta E'_a = \frac{K_3}{T'_{do}K_3 s + 1}[-K_4\Delta\delta - K_A(K_5\Delta\delta + K_6\Delta E'_a)]$$

$$\frac{\Delta E'_a}{\Delta\delta} = \frac{-K_3(K_4 + K_A K_5)}{T'_{do}K_3 s + K_3 K_A K_6 + 1}$$

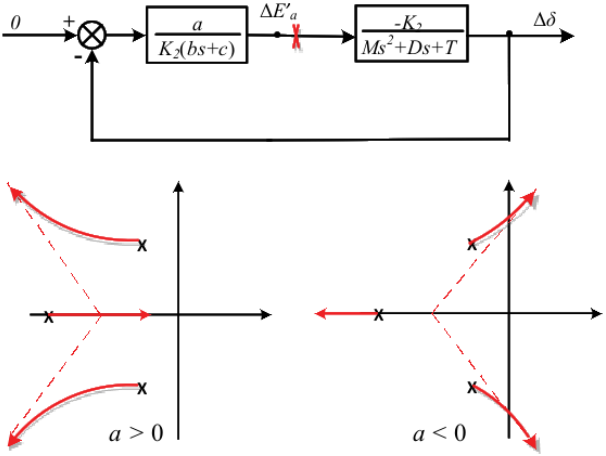
$$= -\frac{1}{K_2}\frac{a}{bs + c} \qquad (8.15)$$

мұндағы a = K2K3 (K4 + KAK5), b = K3Tdo, c = K3KAK6 + 1.

8.6-суреттегі блок-сұлба 8.7-суретке айналады. A / bs + c −1 / Ms2 + Ds + T ашық циклды беру функциясының негізгі орналасуы екі сценарий үшін құрастырылған.

K4 + KAK5> 0 немесе a> 0 болған кезде, тұйықталған жүйе шын мәнінде оң-кері байланыс жүйесі болып табылады, өйткені ашық цикл жүйесінің тұрақты өсімі −a / T <0. Жүйе ауыр болған кезде қуат беру, K5 0-ден аз болады және a <0. Бұл сценарийде жүйе теріс-кері байланыс

жүйесі болып табылады. <0 болғанда жүйе тербелістерді сезінетінін көруге болады, өйткені электромеханикалық динамикамен байланысты екі күрделі біріктірілген полюстер RHP-ге ауысады.



8.7-сурет: Қуатты бөлу әдістерісіз сызықты жүйенің бір циклді блок-сұлбасы және ашық циклдің түбірлік орналасуы

Жабық циклды беру функциясы келесідей алынады.

$$T_{cl}(s) = \frac{-K_2 \frac{1}{Ms^2++Ds+T}}{1 + K_2 \frac{1}{Ms^2++Ds+T}\left(-\frac{1}{K_2}\frac{a}{bs+c}\right)}$$
$$= \frac{-K_2(bs+c)}{(Ms^2++Ds+T)(bs+c)-a}$$
$$= \frac{-K_2(bs+c)}{Mbs^3+(Db+Mc)s^2+(Tb+Dc)s+Tc-a} \qquad (8.16)$$

Tcl-ге негізделген үш полюс және бір нөл бар. Тұйық жүйенің тұрақтылығы Tcl (лер) полюстерімен немесе түбірлерімен анықталады көпмүшелік. Бұл көпмүшелік те сипаттама деп аталады. Егер барлық полюстер LHP-де орналасса, онда жүйе тұрақты. Сондықтан тұрақтылықты деноминатор полиномының тамырларын есептеу арқылы тексеруге болады. Сонымен қатар, ашық циклдің пайда болуының түбірлік локомотивін салу арқылы түбірлік локус әдісіне сенім артуға болады.

Routh - Hurwitz тұрақтылық критерийін қолдана отырып, тұрақтылықты анықтау үшін деноминатор полиномының коэффициенттерін тікелей тексеруге болады.

Рут-Хурвиц өлшемі тұрақтылық үшін жеткілікті және қажетті шарт болып табылады. Сипатталған теңдеу берілген

$$a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_1 s + a_0 = 0, \qquad (8.17)$$

массив Дорф пен Бишоптың (1998 ж.) келесідей ұйымдастырылған:

$$\begin{array}{c|ccc}
s^n & a_n & a_{n-2} & a_{n-4} \cdots \\
s^{n-1} & a_{n-1} & a_{n-3} & a_{n-5} \cdots \\
s^{n-2} & b_{n-1} & b_{n-3} & b_{n-5} \cdots \\
s^{n-3} & c_{n-1} & c_{n-3} & c_{n-5} \cdots \\
. & . & . & . \\
. & . & . & . \\
s^0 & h_{n-1} & &
\end{array}$$

Кайда

$$b_{n-1} = \frac{-1}{a_{n-1}} \begin{vmatrix} a_n & a_{n-2} \\ a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix}$$

$$b_{n-3} = \frac{-1}{a_{n-1}} \begin{vmatrix} a_n & a_{n-4} \\ a_{n-1} & a_{n-5} \end{vmatrix}$$

$$c_{n-1} = \frac{-1}{b_{n-1}} \begin{vmatrix} a_n & a_{n-3} \\ b_{n-1} & b_{n-3} \end{vmatrix}$$

және тағы басқа.

Routh-Hurwitz критерийі: Оң нақты бөліктері бар сипаттамалық теңдеудің түбірлер саны Routh массивінің бірінші бағанындағы белгі санындағы өзгерістер санына тең. Егер бірінші баған коэффициенттерінің мәні 0-ден үлкен болса немесе егер бірінші баған коэффициенттерінің мәні 0-ден аз болса, онда жүйенің оң нақты бөліктері бар 0 саны бар және жүйе тұрақты.

Mbs3 + (Db + Mc) s2 + (T b + Dc) s + T c - a = 0 үшін Routh массиві келесідей.

$$\begin{array}{c|ccc}
s^3 & Mb & Tb + Dc & 0 \\
s^2 & Db + Mc & Tc - a & 0 \\
s^1 & Tb + Dc - \frac{(Mb)(Tc-a)}{Db+Mc} & 0 & \\
s^0 & Tc - a & &
\end{array}$$

Біз тұрақтылықты бірінші баған коэффициентімен анықтай аламыз. Осы коэффициенттер, Mb Db + Mc - (Mb) (Tc − a) / Db + Mc, ал T c -

а тұрақтылықты қамтамасыз ету үшін олардың барлығы нөлден үлкен болуы керек. Электр қуатына деген сұраныс ауыр және K5-ке тәуелді болған кезде K5 теріс болуы мүмкін екенін ескеріңіз. Қуаттың үлкен қажеттілігі T b + Dc - (Mb) (Tc − a) / Db + Mc коэффициентінің теріс мәнін тудыруы мүмкін. Осылайша, жүйе тұрақсыз болады. Әрі қарай бірінші баған коэффициенттерінің белгісі екі рет өзгереді: DB + MC> 0 - ден T b + Dc - (Mb) (Tc − a) / Db + Mc <0, содан кейін T c - a> 0. жүйеде оң нақты бөлігі бар екі тірек болады.

8.1.4 PSS көмегімен сызылған модель

Жүйені тұрақтандыру үшін PSS қосылады. Осыған ұқсас әдісті қолдана отырып, жүйенің жабық циклды беру функциясын, біріншіден, блокты K2-ге дейінгі нүктеде бұзамыз. Кері байланыс функциясын Δδ-ден ΔE0a-ға дейін табуға болады.

$$\Delta E'_a = \frac{K_3}{T'_{do}K_3 s + 1}\left[K_A\left(\frac{\gamma s^2}{\tau s + 1}\Delta\delta - K_5\Delta\delta - K_6\Delta E'_a\right)\right] - \frac{K_3}{T'_{do}K_3 s + 1}K_4\Delta\delta$$

$$\Rightarrow \frac{\Delta E'_a}{\Delta\delta} = \frac{K_3 k_e \gamma s^2 - \tau K_3(K_5K_A + K_4)s - K_3(K_5K_A + K_4)}{\tau T'_{do}K_3 s^2 + (\tau K_3K_6K_A + \tau + T'_{do}K_3)s + K_3K_6K_A + 1}$$

$$\Rightarrow \frac{\Delta E'_a}{\Delta\delta} = \frac{1}{K_2}\frac{fs^2 - \tau as - a}{\tau bs^2 + es + c} \tag{8.18}$$

мұндағы γ және τ - PSS коэффициенттері, e = τk3k6ke + τ + T 0dok3 және f = k3keγk2. Жабық циклды беру функциясы былай жазылады:

$$T_{cl}(s) = \frac{-K_2\frac{1}{Ms^2+Ds+T}}{1 + \frac{1}{Ms^2+Ds+T}\frac{fs^2-\tau as-a}{\tau bs^2+es+c}} = \frac{\tau bs^2 + es + c}{(Ms^2 + Ds + T)(\tau bs^2 + es + c) + fs^2 - \tau as - a} \tag{8.19}$$

Тұрақтылықты деноминатор анықтайды

$$M\tau bs^4 + (Me + D\tau b)s^3 + (Mc + De + T\tau b + f)s^2 + (Dc + Te - \tau a)s + (Tc - a).$$

Routh массиві келесідей көрсетілген.

$$\begin{array}{c|cccc} s^4 & M\tau bs & Mc + De + T\tau b + f & Tc - a & 0 \\ s^3 & Me + D\tau b & Dc + Te - \tau a & 0 & 0 \\ s^2 & K_{r2} & Tc - a & 0 & \\ s^1 & K_{r1} & 0 & & \\ s^0 & Tc - a & & & \end{array}$$

қайда

$$K_{r2} = Mc + De + T\tau b + f - \frac{(M\tau b)(Dc + Te - \tau a)}{Me + D\tau b},$$

$$K_{r1} = Dc + Te - \tau a - \frac{(Me + D\tau b)(Tc - a)}{K_{r2}}.$$

Есептеулер негізінде Kr2 және Kr1 әрқашан 0-ден үлкен болады.

Бұл PSS көмегімен жүйенің тұрақты болатындығын көрсетеді.

8.2 Айналмалы тербелістер

Ауданаралық тербелістер генераторлардың басқа топтарына (топтарына) қарсы тербелетін генераторлар тобы ретінде анықталады. Тербелістердің бұл түрі 1996 жылы Костерев және т.б. (1999). Шағын дабыл тұрақтылығын талдау - бұл ауданаралық тербелістерге стандартты тәсіл.

Дәстүрлі тәсіл - Роджерс бірнеше генераторынан тұратын бүкіл жүйенің Кеңістік күйі моделін құру (2012). Регендерстің тербеліс режиміне байланысты жағдайларды анықтау үшін эигенвальдылық және қатысу факторларын талдау жүргізіледі (2012).

8.2.1 Консенсусты бақылау

Желі бойынша мульти-агенттерді консенсуспен басқарудағы соңғы жетістіктер түсінікті түсініктерге әр түрлі көзқарасты қамтамасыз етеді. Бұл бөлімде автордың «Фан» (2017) мақаласынан алынған нәтижелер жинақталған.

Фан (2017) қолданған тұрақтылықтың негізгі критерийі Хенг-стер - Моврик және т.б. статикалық шығыс кері байланыс арқылы біртекті жүйенің консенсусын бақылау үшін қолданылады. (2015). Біртекті ішкі жүйелер келесідей анықталған.

$$\dot{x}_i = Ax_i + Bu_i \tag{8.20}$$

$$y_i = Cx_i \tag{8.21}$$

мұндағы i = 1, · · ·, n.

Бүкіл жүйе n ішкі жүйелерден тұрады. Әрбір ішкі жүйе бірдей. Ui әр кіші жүйесінің енгізілуі келесідей өрнектеледі.

$$u_i = \sum_{j \neq i}^{n} a_{ij}(y_j - y_i) \tag{8.22}$$

мұндағы aij> 0.

Векторлар түрінде бізде бар

$$u = Ly \tag{8.23}$$

мұндағы L -ны Лаплас матрицасы деп атайды.

$$L_{ij} = \begin{cases} -a_{ij}, & i \neq j, \quad i,j \text{ сілтеме арқылы қосылады} \\ 0, & i \neq j, \quad i,j \text{ қосылмаған} \end{cases} \tag{8.24}$$

$$L_{ii} = \sum_j a_{ij}, \quad i \neq j \tag{8.25}$$

Бүкіл жүйені былай жазуға болады

$$\dot{x} = (I \otimes A + L \otimes BC)x. \tag{8.26}$$

мұнда K Kroneck өнімі туралы хабарлайды.

Хенгстердегі зерттеулер - Моврик және басқалар. (2015) жоғарыда аталған жүйенің тұрақтылық өлшемін береді. Жүйе (I ⊗ A + L ⊗ BC) егер барлық A + λiBC матрицалары Хурвиц болса, онда λi L-нің эигенвалюсі болып табылады.

Тұрақтылықтың бұл критерийі электр жүйесіндегі тербелісті талдау үшін қабылданатын болады. Талдау әдісін қолдану үшін электр жүйесі гомогенді жүйелермен және статикалық шығу реакцияларымен желілік басқару мәселесіне ауыстырылады.

Мысал Жоғарыдағы тұрақтылық критерийі үш батареяны басқару мысалы арқылы түсіндіріледі. Әр аккумулятордың қуатына тапсырыс интегралды басқару арқылы басқарылады делік. Интегралды басқаруға кірісті жобалаймыз. Қуатты басқару динамикасы жылдам, сондықтан қуат тәртібі мен қуатты өлшеу эквивалентті болады деп есептеңіз. Консенсусты бақылаудың мақсаты үш батарея бірдей қуат пен қуат шығу деңгейіне жету болып табылады.

Біріншіден, жүйенің динамикалық моделі енгізіледі.

$$\begin{cases} \dot{E}_1 = -P_1 \\ \dot{P}_1 = U_1 \\ \dot{E}_2 = -P_2 \\ \dot{P}_2 = U_2 \\ \dot{E}_3 = -P_3 \\ \dot{P}_3 = U_3 \end{cases} \tag{8.27}$$

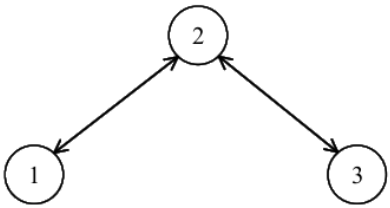
мұндағы Ei батареядағы қуат деңгейін, Pi батареяның қуат деңгейін және Ui басқару жүйесінің кірісі болып табылады. Сонымен қатар, жүктеме қажеттілігін қанағаттандыру үшін кез-келген уақытта қуаттың жалпы шығынын тұрақты етіп ұстауымыз керек.

Сондықтан бақылаудың міндеттері:

$$\frac{d(P_1 + P_2 + P_3)}{dt} = \Sigma U_i = 0, \text{ кез келген уақытта} \tag{8.28}$$

$$E_1 = E_2 = E_3, P_1 = P_2 = P_3, \text{ тұрақты тұрақты күйде} \tag{8.29}$$

Батареялардың байланыс графигі 8.8-суреттегідей болсын делік.



8.8 сурет: Үш батареяның байланыс топологиясы.

Лапласян графигі келесідей жазылған.

$$L = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ -1 & 2 & -1 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \tag{8.30}$$

Интегралды басқару элементінің кірісі t → ∞ болған кезде нөлге тең болады. Сондықтан біз энергия деңгейлерінің тұрақтылығы мен қуат деңгейінің өзгеруін интегралды басқаруға кірісу ретінде қолданамыз. Әрі қарай, байланыс топологиясына сүйене отырып, кірістер келесі түрде таңдалады.

$$\begin{aligned} U_1 &= K_{1E}(E_1 - E_2) + K_{1P}(P_1 - P_2) \\ U_2 &= K_{2E}(E_2 - E_1) + K_{2P}(P_2 - P_1) + K'_{2E}(E_2 - E_3) + K'_{2P}(P_2 - P_3) \\ U_3 &= K_{3E}(E_3 - E_2) + K_{3P}(P_3 - P_2) \end{aligned} \tag{8.31}$$

U1 + U2 + U3 = 0 кез келген уақытта қанықтырылуы керек. K1E = K2E, K1P = K2P, K02E = K3E және K02P = K3P жасай аламыз. Біз KE, KP, K0E және K0P енгіземіз. Содан кейін:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_E & K_P & 0 & 0 \\ K_E & K_P & K'_E & K'_P \\ 0 & 0 & K'_E & K'_P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 - E_2 \\ P_1 - P_2 \\ E_3 - E_2 \\ P_3 - P_2 \end{bmatrix} \tag{8.32}$$

Егер K0E = KE және K0P = KP мүмкіндік берсек, онда

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_E & K_P & 0 & 0 \\ K_E & K_P & K_E & K_P \\ 0 & 0 & K_E & K_P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 - E_2 \\ P_1 - P_2 \\ E_3 - E_2 \\ P_3 - P_2 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} K_E & 0 \\ K_E & K_E \\ 0 & K_E \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 - E_2 \\ E_3 - E_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_P & 0 \\ K_P & K_P \\ 0 & K_P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_1 - P_2 \\ P_3 - P_2 \end{bmatrix} \tag{8.33}$$

$$\Longrightarrow U = K_E \cdot L \cdot \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \\ E_3 \end{bmatrix} + K_P \cdot L \cdot \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ P_3 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} K_E & K_P & -K_E & -K_P & 0 & 0 \\ -K_E & -K_P & 2K_E & 2K_P & -K_E & -K_P \\ 0 & 0 & -K_E & -K_P & K_E & K_P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ P_1 \\ E_2 \\ P_2 \\ E_3 \\ P_3 \end{bmatrix} \tag{8.34}$$

$$= (L \otimes \underbrace{\begin{bmatrix} K_E & K_P \end{bmatrix}}_{K})x \tag{8.35}$$

мұндағы x = [E, P] T. K Kroneck өнімін білдіреді.

$$A \otimes B = \begin{bmatrix} A_{11}B & A_{12}B & \cdots & A_{1n}B \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ A_{m1}B & A_{m2}B & \cdots & A_{mn}B \end{bmatrix} \tag{8.36}$$

Kroneck өнімі келесідей анықталған:

$$\dot{x}_i = Ax_i + BU_i,$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tag{8.37}$$

Сонда бүкіл өзара байланысты жүйеде келесі Кеңістік күйі модель болады.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_1 \\ P_1 \\ E_2 \\ P_2 \\ E_3 \\ P_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B & 0 & 0 \\ 0 & B & 0 \\ 0 & 0 & B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{bmatrix} \tag{8.38}$$

$$= \left(\begin{bmatrix} A & 0 & 0 \\ 0 & A & 0 \\ 0 & 0 & A \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} BK & -BK & 0 \\ -BK & 2BK & -BK \\ 0 & -BK & BK \end{bmatrix} \right) x \tag{8.39}$$

$$= \begin{bmatrix} A+BK & -BK & 0 \\ -BK & A+2BK & -BK \\ 0 & -BK & A+BK \end{bmatrix} x \tag{8.40}$$

$$= (I_n \otimes A + L \otimes BK)X \tag{8.41}$$

Жоғарыда аталған жүйенің динамикасы (біртекті агенттермен) Факс және Мюррейде (2004) талданған. Қысқаша айтқанда, жоғарыда аталған жүйенің динамикасын (немесе эигендік мәндерін) келесі жүйелерден табуға болады:

$$A + \lambda_i BK \tag{8.42}$$

мұндағы λi - Laplacian матрицасының эйгенвальды мәні. Біздің жағдайда,

$$\lambda = \{0, 1, 3\}. \tag{8.43}$$

(8.41) -дегі жүйелік матрицаның есептік мәні есептеледі және (8.42) үш матрицадан есептелген эйгенвальдармен салыстырылады. 8.1-кестеде көрсетілгендей, екі жолмен есептелген эйгеньдік мәндер бірдей. Шағын өлшемді матрицалар қарастырылатын есептеу кезінде (8.42) қолдану артықшылығы бар.

8.2.2 Қуат жүйесі желінің басқару мәселесі ретінде қарастырылады

N генераторы бар жүйені қарастырыңыз. Энергия жүйесіндегі әрбір генератор үшін классикалық модель қабылданады. Әрбір ішкі жүйенің динамикасы Кеңістік күйі моделде бейнеленеді, мұнда in радта ротордың бұрышын, speed жылдамдықты pu және PD-ге pu ауданның жүктемесін көрсетеді.

8.1-кесте: Евгений мәндерін салыстыру

$I_n \otimes A + L \otimes BK$	$A + \lambda_i BK$	λ_i
$0.7913 + j0.0000$	$0.7913 + j0.0000$	3
$-3.7913 + j0.0000$	$-3.7913 + j0.0000$	3
$-1.6180 + j0.0000$	$-1.6180 + j0.0000$	1
$0.6180 + j0.0000$	$0.6180 + j0.0000$	1
$0.0000 + j0.0000$	$0.0000 + j0.0000$	0
$0.0000 - j0.0000$	$0.0000 + j0.0000$	0

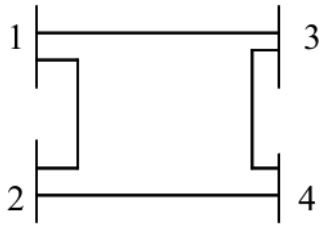
$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{\Delta\delta_i} \\ \dot{\Delta\omega_i} \end{bmatrix}}_{\dot{x}_i} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & \omega_0 \\ 0 & -\frac{D_i}{H_i} \end{bmatrix}}_{A_i} \underbrace{\begin{bmatrix} \Delta\delta_i \\ \Delta\omega_i \end{bmatrix}}_{x_i} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ \frac{-1}{2H_i} \end{bmatrix}}_{B_i} \underbrace{\Delta P_{\text{tie,i}}}_{u_i} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{-1}{2H_i} \end{bmatrix} \underbrace{\Delta P_{D,i}}_{d_i}$$

$$\underbrace{\Delta\delta_i}_{y_i} = \underbrace{\begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}}_{C} \begin{bmatrix} \Delta\delta_i \\ \Delta\omega_i \end{bmatrix} \tag{8.44}$$

Егер біз Ptie-дің жалпы байлау сызығын, яғни жүйенің кіріс ui ретінде, ал ротордың бұрышы i шығыс yi ретінде қарастыратын болсақ, онда бүкіл жүйені консенсус немесе желіні басқаруды синхрондау ретінде қарастыруға болады. Ui енгізу келесі құрылымға ие.

$$u_i = \sum_j \Delta P_{ij} = \sum_{j \neq i}^{n} T_{ij}(\Delta\delta_i - \Delta\delta_j) = \sum_{j \neq i}^{n} T_{ij}(y_i - y_j)$$

мұндағы Пиж - I және j автобустары мен Tij = ∂Pij / ∂δij арасындағы сызықтағы байланыс.



8.9 сурет: Төрт автобус желісі.

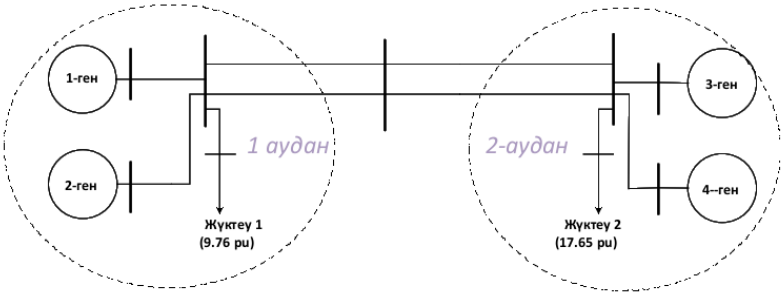
8.9-суретте көрсетілген желі үшін бізде кіріс векторы келесідей болады.

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} T_{12} + T_{13} & -T_{12} & -T_{13} & 0 \\ -T_{12} & T_{12} + T_{24} & 0 & -T_{24} \\ -T_{13} & 0 & T_{13} + T_{34} & -T_{34} \\ 0 & -T_{24} & -T_{34} & T_{24} + T_{34} \end{bmatrix}}_{L} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} \tag{8.45}$$

Айта кетейік, L - өлшенген график Лаплас матрицасы. Егер әр генератордың параметрлері бірдей болса, онда бізде біртекті жүйелер болады және Ai = A, Bi = B болады. Сондықтан

$$\dot{x} = (I \otimes A + L \otimes BC)x + (I \otimes B)d \qquad (8.46)$$

8.2.3 Тақырыптық зерттеу



8.10-сурет: Екі аумақты төрт машиналы тест жүйесі.

Ауданаралық тербелістер үшін қолданылатын екі аудандағы төрт машиналы электр жүйесі 8.10 суретте көрсетілген. Егер байланыс желілері өте ұзын болса, жүйенің электр желісіне қосылуды 8.9-суреттегі қосылысқа ауыстыруға болады. Сондықтан, тұрақтылықты талдау үшін (8.45) Laplacian матрицасын қабылдай аламыз.

Егер жүйені симметриялы және T13 = T24, T12 = T34 деп қабылдайтын болсақ, онда L-дің эгендік мәні:

$$\begin{bmatrix}\lambda_1 & \lambda_2 & \lambda_3 & \lambda_4\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}0 & 2T_{13} & 2T_{12} & 2(T_{13}+T_{12})\end{bmatrix} \qquad (8.47)$$

Көрінуге болады λ2, екінші ең кіші евгенвалюция Лаплас матрицасы T13-ке байланысты. Талдаудың қарапайымдылығы үшін сызық жоғалтпайды делік. Содан кейін

$$P_{13} = \frac{E_1 E_3}{X_{13}} \sin(\delta_1 - \delta_3) \qquad (8.48)$$

$$T_{13} = \frac{E_1 E_3}{X_{13}} \cos(\delta_1 - \delta_3) \qquad (8.49)$$

Ұзын сызық X13 сызығының үлкен реакциясына сәйкес келеді, өз кезегінде smaller2 кішірек. Неғұрлым ауыр қуат берілісі angle1 - angle3 бұрыштық үлкендігіне, сонымен қатар кішірек T13 немесе λ2 сәйкес келеді.

Екінші жағынан, two3 және λ4 екі эвенвальды T12 үстемдік етеді, өйткені T12 Теннен гөрі 1 және Gen 2 арасындағы тығыз байланысты.

Жүйенің жеке шамалары келесі матрицалардың өзіндік шамаларымен анықталады:

$$A - \lambda_i BC = \begin{bmatrix} 0 & \omega_0 \\ \frac{-\lambda_i}{2H} & \frac{-D}{2H} \end{bmatrix} \tag{8.50}$$

Өз кезегінде жүйенің эвгенвальды мәндерін келесі полиномдар анықтайды.

$$s^2 + \frac{D}{2H}s + \frac{\lambda_i \omega_0}{2H} = 0 \tag{8.51}$$

$$s \approx -\frac{\sqrt{2}}{4}\frac{1}{\sqrt{\lambda_i H \omega_0}} \pm j\sqrt{\frac{\lambda_i \omega_0}{2H}} \tag{8.52}$$

(8.52) байқағанымыздай, кішкене λi үшін тербеліс режимінің жиілігі төмен, ал үлкен λi үшін тербеліс режимінің жиілігі үлкен болады. Бұл төменгі жиіліктегі ауданаралық тербеліс λ2-ге байланысты тербеліс режиміне сәйкес келетіндігін, ал жергілікті тербеліс режимдері басқа Лаплас матрицалық эигенвалюцияларымен байланысты екенін көрсетеді.

8.2-кестеде әдеттегі жұмыс жағдайында (1-жағдай) және бірдей жағдайда бір-бірімен бірдей жұмыс жағдайында (8.50) кішігірім матрицаларды қолдана отырып есептелген жалпы жүйелік талдау әдісін қолдана отырып, Power System Toolbox-пен есептелген эигендік мәндер келтірілген. жолдар кесіліп алынды

2). Салыстыру ұсынылған кішігірім матрицалық эйгенвальды шаманы есептеу жүйенің динамикасын тиісті түрде түсіре алатындығын көрсетеді.

8.3 Синхронды резонанстар

Бұл бөлімде синхронды резонанстар (КСР) берілген. КСР сериясы өтелетін электр желілеріне жатады. Резонанс түрі синхронды генератордың ротор білігінің механикалық тербеліс режимі мен LC резонанстық режимінің өзара әрекеттесуіне байланысты.

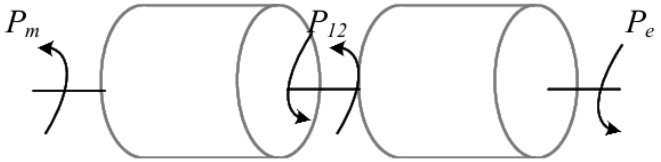
Синхронды генераторлардың бұралу әрекеті ротор білігінің сынуына әкелуі мүмкін. Мұндай оқиғалар 1970 жылдары АҚШ-та Оңтүстік Калифорниядағы Эдисон компаниясының Мохавэ электр станциясында Уокер және басқалармен болған. (1975). Резонанс электр желісінің өтемдік деңгейін төмендету және бұралу релесін орнату арқылы төмендетілді.

жағдай 1			жағдай 2		
PST	ұсынылды	$\lambda_i(L)$	PST	ұсынылды	$\lambda_i(L)$
-0.0111	-0.0000	0.0000	$.0126$	$.0000$	-0.00
0.0111	-0.0077		$-.0126$	$-.0077$	
$-.00 \pm j3.53$	$-.0038 \pm j3.60$	4.0221	$-.00 \pm j2.04$	$-.0038 \pm j2.15$	1.43
$.00 \pm j7.51$	$-.0038 \pm j7.50$	17.48	$.00 \pm j7.49$	$-.0038 \pm j7.40$	16.99
$-.00 \pm j7.57$	$-.0038 \pm j8.55$	22.68	$-.00 \pm j7.52$	$-.0038 \pm j8.14$	20.59

СР-ді сызықтық жүйелік талдау көмегімен зерттеуге болады. Әдебиетте бұралу әрекеттестігі Кеңістік күйінің модельдер мен эигенвальды, қатысу факторларын талдауды қолдана отырып жүргізілген зерттеулер болды (Кундур және басқалар. 15 тарауды қараңыз (1994)). Бұл мәтінде қарапайымдылығы мен түсіну қабілеті үшін жиілік-домендік талдау қабылданады. Алдымен біз блоктарды беру функцияларын құрамыз. Содан кейін біз сол блоктардың көмегімен жүйенің құрылымын зерттейміз. Параметрлердің әсерін зерттеу үшін біз бақылаудың классикалық құралдарын, мысалы, root loci немесе Bode учаскелерін қолдана аламыз.

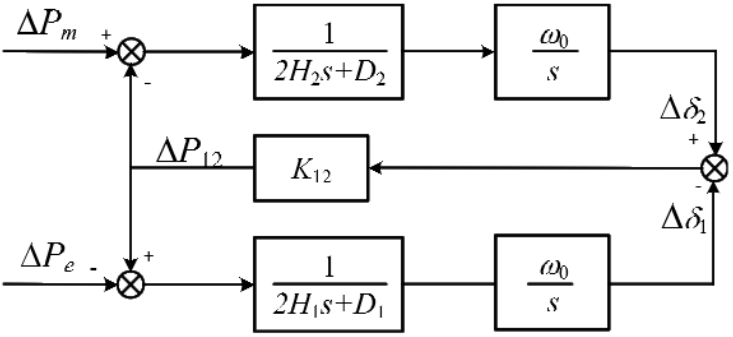
8.3.1 Механикалық жүйеге арналған шағын дабылдық модель

Тербелмелі бұралу режимдерін ротордың білігін көрсету үшін бір массаны қолдана отырып жеткілікті түрде модельдеуге болмайды. Бұл қарапайым мысалда екі массивті ротор модельденеді, олар бұралу әсерін көрсетеді. Бұл мысалдың мақсаты - ротордың бұралу режимдерінің және LC-резонанстық режимдерінің өзара әрекеттесуін көрсету. Пайдаланылған параметрлер тек көрсетуге арналған және кез-келген нақты жүйеге сәйкес келмейді.



8.11-сурет: Екі роторлы білік.

Егер механикалық жүйеде көрсетілгендей екі масса бар деп болжасақ 8.11-сурет, содан кейін екі массаға арналған жүйенің жалпы блок-сұлбасы 8.12-суретте көрсетілген.



8.12-сурет: Екі роторлы біліктің блок-сұлбасы.

$$\Delta\delta_1 = \frac{1}{2H_1 s + D_1}\frac{\omega_0}{s}(K_{12}(\Delta\delta_2 - \Delta\delta_1) - \Delta P_e) \qquad (8.53a)$$

$$\Delta\delta_2 = \frac{1}{2H_2 s + D_2}\frac{\omega_0}{s}(\Delta P_m - K_{12}(\Delta\delta_2 - \Delta\delta_1)) \qquad (8.53b)$$

мұнда Хи және Ди - ротордағы иет массасына байланысты инерция және демпфер коэффициенті. P12 - екі ротор массасының бұрыштық ығысуына байланысты қуат, ΔP12 = K12 (Δδ2 - Δδ1)), K12 - коэффициент.

(2H1s + D1) көбейгеннен кейін екі теңдеуді қосу (8.53a) екі жағына да (8H3s) екі жағына көбейту (2H2s + D2) әкеледі

$$(2H_1 s + D_1)\Delta\delta_1 + (2H_2 s + D_2)\Delta\delta_2 = \frac{\omega_0}{}(\Delta P_m - \Delta P_e).$$

Сондықтан Δδ2 өрнегін Δδ1, ΔPm және ΔPe түрінде беруге болады.

$$\Delta\delta_2 = \frac{1}{2H_2 s + D_2}\left(\frac{\omega_0}{s}(\Delta P_m - \Delta P_e) - (2H_1 s + D_1)\right). \qquad (8.54)$$

Δδ2-ны (8.54a) in-ге (8.53a) ауыстыру функцияның матрицасын [mPm, ΔPe] T-ден Δδ2-ге әкеледі.

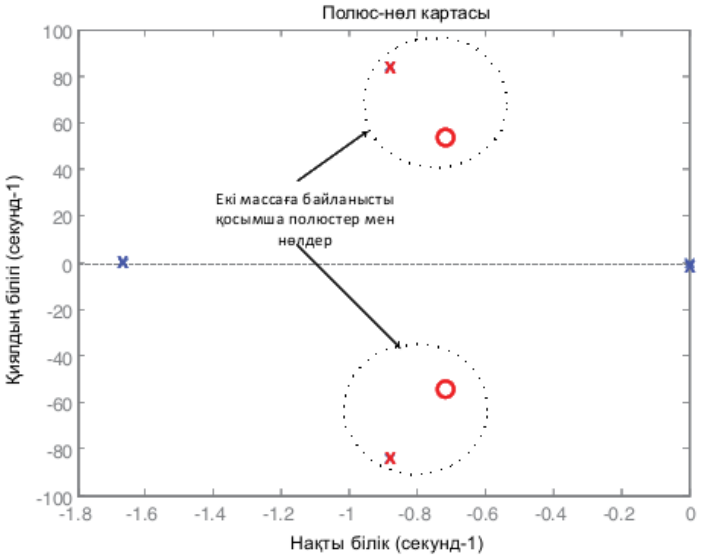
$$\Delta\delta_1 = \begin{bmatrix} G_1 & -G_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta P_m \\ \Delta P_e \end{bmatrix} \qquad (8.55)$$

Кайда $G_1 = \dfrac{\omega_0 K_{12}}{D(s)}$

$$G_2 = \frac{\omega_0 K_{12} + s(2H_2 s + D_2))}{D(s)}$$

$$D(s) = s\left(s\frac{(2H_1 s + D_1)(2H_2 s + D_2)}{\omega_0} + K_{12}(2H_1 s + D_1 + 2H_2 s + D_2)\right)$$

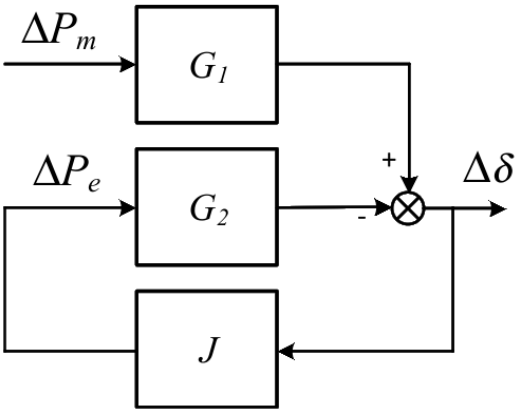
G2 полюстері мен нөлдері 8.13 суретте көрсетілген. Салыстыру үшін mass0 / c (2H1s + D1) бір масштабты механикалық жүйе үшін беріліс функциясы нақты осьте екі полюске ие: 0, және - D1 / 2H1. Бір массивтік жүйемен салыстырғанда екі массаға арналған жүйеге қосымша күрделі конъюгат полюсі және күрделі біріктірілген нөлдер жұбы енгізілгенін көреміз.



8.13-сурет: G2 полюстері мен нөлдері.

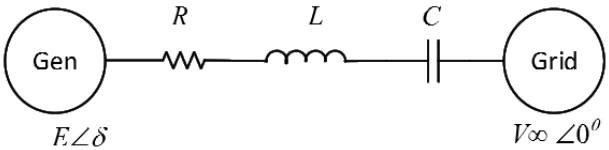
8.3.2 RLC сұлбасы үшін күрделі қуаттың шағын дабылдық моделі

Жоғарыда келтірілген тармақ механикалық жүйеде ΔPe Δδ1-ге қатысты функцияны береді. 1 тармақша келесі тармақтарда δ1 үшін алынады. Әрі қарай, біз электр желісінің е-ден е-ге дейінгі қатынасын іздейміз. Беріліс функциясы Дж ретінде белгіленеді. Тұйықталған жүйе 8.14-суретте көрсетілген.



8.14-сурет: жүйелік блок-сұлба.

Егер біз J білсек, JG2 циклін пайдаланып жүйенің тұрақтылығын бағалай аламыз. Жабық тізбек жүйесінің тіректері 1-ге тең болған кезде түбірлік локуста орналасады, 8.15-суреттегі RLC сұлбасының күшті өрнегін зерттеу арқылы табылады.



8.15-сурет: RLC сұлбасы.

Синхронды айналмалы тірек рамасында генератордың ішкі кернеуі мен тор кернеуінің күрделі векторлары келесідей.

$$\bar{E} = E\angle\delta, \quad \bar{V}_\infty = V_\infty\angle 0 \tag{8.56}$$

мұндағы V∞ тұрақты деп қабылданады.

Желінің электромагниттік динамикасы ескерілмейді. Сондықтан, Лаплас доменінде dq тірек шеңберіндегі ток пен кернеу қатынасы болады

$$\bar{I}(s) = \frac{\bar{E}(s) - \bar{V}_\infty(s)}{R + (s + j\omega_1)L + \frac{1}{(s+j\omega_1)C}} \tag{8.57}$$

$$\Delta\bar{I}(s) = \frac{\Delta\bar{E}(s)}{R + (s + j\omega_1)L + \frac{1}{(s+j\omega_1)C}} \tag{8.58}$$

Abc тіреуішіндегі сызықтың кедергі моделі R + sL + 1 sC,

синхронды тірек шеңберінде ол R + (s + jω1) L + 1 / (s + jω1) C болады, мұндағы ω1 - негізгі компоненттің жиілігі.

Статикалық тірек шеңберіне негізделген беру функциясын s + jω1-ге ауыстырамыз. Нәтижесінде беріліс функциясы ω1 айналатын синхронды тірек рамасына негізделген. Бұл қатынас былайша түсіндіріледі.

Кеңістік векторы мен синхронды тірек жақтауына негізделген күрделі вектор келесі қатынастарға ие:

$$\overrightarrow{f}(t) = \overline{F}(t)e^{j(\omega_1 t + \theta_0)}, \tag{8.59}$$

мұндағы θ0 - айналмалы тірек жақтауы мен статикалық тірек жақтауы арасындағы бастапқы бұрыш t = 0 болғанда.

Жиілік доменінде олардың сәйкес Лаплас түрлендірулері арасындағы байланыс:

$$\overrightarrow{f}(s) = \overline{F}(s - j\omega_1). \tag{8.60}$$

Бұл келесідей:

$$\overrightarrow{f}(s + j\omega_1) = \overline{F}(s). \tag{8.61}$$

Сондықтан, егер берілу функциясының статикалық жақтаудағы өрнегін білсек, оның өрнектелетін тірек шеңберіндегі өрнегін білу үшін, s + jω-мен алмастыру керек, мұндағы ω - айналмалы сілтеменің жылдамдығы.

Генератордың күрделі қуатын S = E I ∗ түрінде көрсетуге болатындықтан, оның кіші дабылдық өрнегі болады:

$$\Delta S = \bar{E}\Delta\bar{I}^* + \bar{I}^*\Delta\bar{E} \tag{8.62}$$

Жоғарыдағы туынды тривиалды емес. Шағын дабылды өрнекте келесі негізгі болжам бар. Тұрақты күйде айнымалылардың мәні тұрақты болуы керек. Егер лездік кернеулер мен токтар қолданылса, мысалы, vabc және iabc болса, біз Δvabc немесе Δiabc үшін аз дабылдық өрнектерді шығара алмаймыз, өйткені тұрақты күйде кернеулер мен токтар мерзімді болады.

Сондықтан dq тіреуішіндегі күрделі қуатты кернеулер мен токтар арқылы көрсету өте маңызды. Тұрақты күйде, dq тірек рамаларындағы кернеулер мен токтар тұрақты болып табылады.

Жоғарыдағы теңдеудегі ΔI (-лер) -ді (8.58) алмастырып, Δ E = EejejΔδ = j EΔδ екенін ескерсек, бізде

$$\Delta\bar{E}^* = -j\bar{E}^*\Delta\delta \tag{8.63}$$

$$\Delta S = \bar{E}\frac{\Delta\bar{E}^*}{Z^*} + \Delta\bar{E}\bar{I}^* \tag{8.64}$$

$$= \left(-\frac{jE^2}{Z^*} + j\bar{E}\bar{I}^*\right)\Delta\delta \tag{8.65}$$

$$= \left(-\frac{jE^2}{Z^*} + j(P_e + jQ_e)\right)\Delta\delta \tag{8.66}$$

қайда $Z = R + (s + j\omega_1)L + \frac{1}{(s+j\omega_1)C}$.

Let $G = \frac{1}{Z^*} = G_R + jG_I$, бізде бар

$$\Delta S = [-jE^2(G_R + jG_I) + j(P_e + jQ_e)]\Delta\delta \tag{8.67}$$

$$\Delta P_e = (G_I E^2 - Q_e)\Delta\delta \tag{8.68}$$

J электрлік желінің арқасында Δδ-ден ΔδPe-ге ауыстыру функциясы келесідей.

$$J = G_I E^2 - Q_e \tag{8.69}$$

Кайда

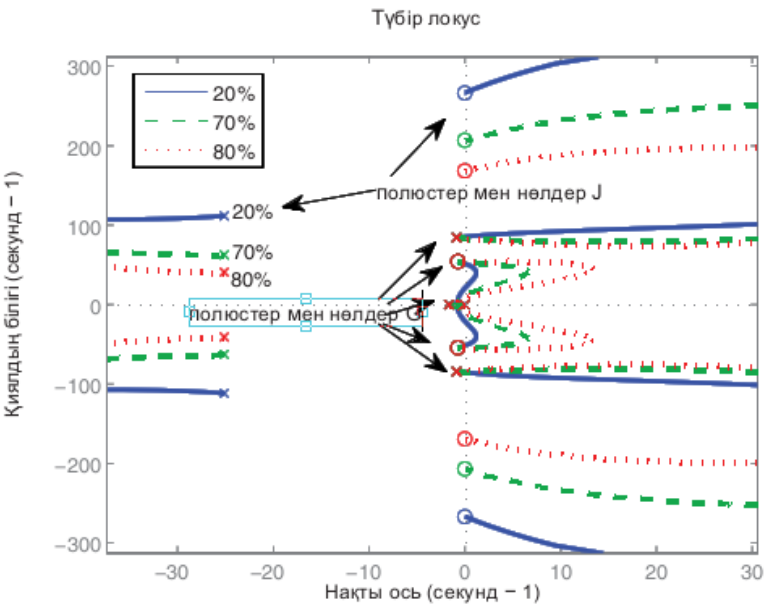
$$G_I = \frac{\omega_1 C(s^2 + \omega_1^2)(L^2(s^2 + \omega_1^2) - 1)}{(C(R + sL)(s^2 + \omega_1^2) + s)^2 + \omega_1^2(1 - LC(s^2 + \omega_1^2))^2} \tag{8.70}$$

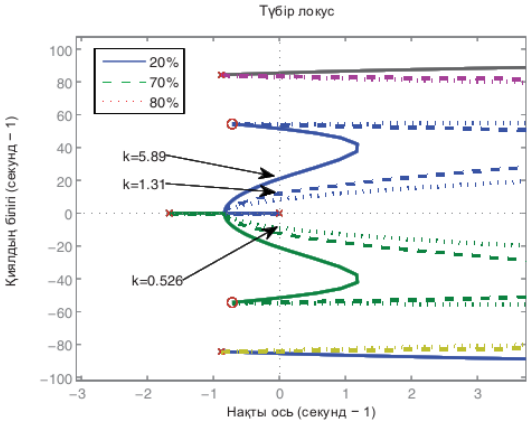
Егер Qe = 0 және E = 1 болса, онда J = GI. J екі жұп күрделі конъюгат полюсі және бір жұп күрделі біріктірілген нөлдер бар.

8.3.3 Тұрақтылықты талдау

Полюстер мен нөлдер С мәніне немесе сериялық өтем дәрежесіне тәуелді екені анық. 8.16-суретте J-ге қатысты полюстер мен нөлдер, сондай-ақ G2-ге қатысты полюстер мен нөлдер көрсетілген. Өтем дәрежесінің жоғарылауымен J полюстері мен нөлдері бастапқы нүктеге жақындайды.

8.16 суретте циклдің JG2 өсуінің түбірлік орналасуы көрсетілген. Өтемақы дәрежесі 80% болған кезде тұйық жүйенің тұрақтылық жоғалатынын көруге болады, өйткені өсім 0,526 болған кезде, екі түбірлік локация РГ-ға ауысады. Бұл тұрақсыздықтың 80% деңгейінде.



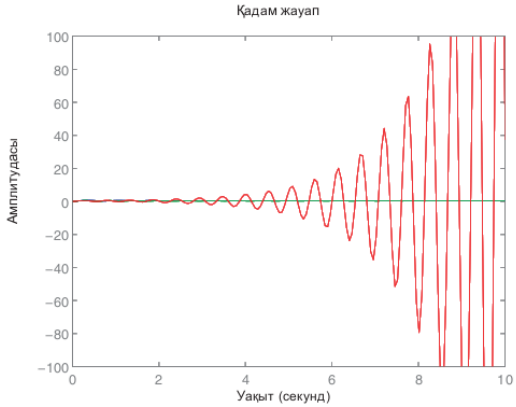


8.16 сурет: жоғары компенсация сериясынан торсиондық өзара іс-қимыл. JG2 түбірлік локустар салынған. 80% компенсация дәрежесі кезінде тұйықталған жүйе орнықтылығын жоғалтады, өйткені 0,526 күшейту коэффициенті кезінде екі тамыр оң жақ жартысына жылжиды.

Егер механикалық жүйені бір массалы жүйе моделдейтін болса, тұрақсыздық болмайды. Осылайша, бұл тұрақсыздық механикалық жүйенің RLC сұлбасының бұралуымен өзара әрекеттесуі деп аталады.

Үш өтемақы деңгейіндегі 1 / (1 + JG2) қадамдары 8.17 суретте көрсетілген. 20% және 70% кезінде жүйе тұрақты, ал 80% өтемақы деңгейінде жүйе тұрақтылықты жоғалтады. Тербеліс жиілігі шамамен 2 Гц құрайды. Тұйық жүйенің тамырларын 8.16-суреттегі түбірлік орналасу нүктесінен k = 1 болған кезде табуға болады. Тиісті тамырлар

0,812 ± j12. Қиял бөлігі тербеліс жиілігіне сәйкес келеді 12 2π = 1,91 Гц. Түбірлік локиге негізделген талдау сызықтық жүйенің модельдеу нәтижелерін растайды.



8.17-сурет: 80% өтемақы дәрежесінде бұралу әсерлесуі.

Пайдаланылған әдебиеттер

Андерсон, П. М. және А. А. Фуад (2008). «Қуат жүйесінің орнықтылығын толықтай бақылау». Джон Уайли және тобы.

Астрон, К. Дж және Р. М. Мюррей (2010). Кері байланыс жүйелері: ғалымдар мен инженерлер үшін кіріспе. Принстон университетінің баспасөзі.

Берген, А. Р. және В. Виттал (2009). Энергетикалық жүйелерді талдау. Пирсон

Білім Үндістан.

Chandorkar, M. C., D. M. Divan және R. Adapa (1993). Жеке айнымалы ток беру жүйелерінде параллель жалғанған инверторларды басқару. IEEE салалық қосымшалар бойынша операциялар 29 (1), 136–143.

Chapra, S. C. and R. P. Canale (2012). Инженерлерге арналған сандық әдістер,

2-том. МакГроу-Хилл Нью-Йорк.

Чоу, Дж.Х. және К. В. Чеунг (1992). Инженерлік білім беру мен зерттеуді басқару жүйесінің динамикасы мен құралдарының құралы. Энергетикалық жүйелердегі IEEE транзакциялары 7 (4), 1559–1564.

Crow, M. L. (2015). Электр энергетикалық жүйелерді есептеу әдістері.

CRC баспасөзі.

Дорф, Р. С. және Р. Х. Бишоп (1998). Қазіргі заманғы басқару жүйелері. Пирсон

(Аддисон-Уэсли).

Фан, Л. (2017). Интерареяның тербелісі қайта қаралды. IEEE қуат көзіндегі операциялар

32 (2) жүйелер, 1585–1586.

Факс, Дж. А. және Р. М. Мюррей (2004). Көлік құралымдарын ақпараттық басқару және бірлесіп басқару. IEEE автоматты басқару бойынша операциялар 49 (9), 1465–1476.

Fortescue, C. L. (1918). Полифазалық желілерді шешуге қолданылатын симметриялық координаттар әдісі. Американдық электрик инженерлер институтының операциялары 37 (2), 1027–1140.

Габор, Д. (1946). Қарым-қатынас теориясы. 1-бөлім: ақпаратты талдау. Электротехниктер институтының журналы. III бөлім: Радио және байланыс техникасы 93 (26), 429–441.

Хенгстер - Моврик, К., Л. Льюис және М. Себбек (2015). Бірдей LTI жүйелеріндегі күйлерді синхрондау үшін шығыс-кері бақылаудың статикалық шығыны. Автоматика 53, 282-290.

Гайд, Г., Венката және Н. Балиепепалли (2000). 1900-1999 жылдардағы энергетикадағы жоғары әсер ету қағаздары. Солтүстік Американдағы энергетикалық симпозиумда, Ватерлоо университеті, Ватерлоо, Канада, 1-7 бет.

Хингорани, Н. Г. және Л. Гюгий (2000). ФАКТІЛЕРДІ түсіну: икемді айнымалы беріліс жүйелерінің технологиялары. Wiley-IEEE баспасөзі.

Костерев, Д. Н., С. У. Тейлор және В. А. Миттельштадт (1999). 1996 жылғы 10 тамыздағы wscc жүйесінің істен шығуы үшін модельді тексеру. Энергетикалық жүйелердегі IEEE операциялары 14 (3), 967–979.

Краусе, П. (1986). Электр машиналарын талдау. Нью-Йорк: МакГроу-Хилл.

Кундур, П., Н. Дж.Балу және М. Дж. Лауби (1994). Энергетикалық жүйенің тұрақтылығы және басқару, 7-том. McGraw-Hill New York.

Ли, Ю.В. және С.- Н. Као (2009). Төмен вольтты мультигрусталы микрогридте жұмыс істейтін электр-электроника интерфейстерінің үлестірілетін генерациялау қондырғыларының қуатын басқарудың нақты стратегиясы IEEE Power Electronics операциялары 24 (12), 2977–2988.

Миао, З. және Л.Фан (2017 ж.) Кері байланысты бақылау арқылы бір уақытта экономикалық жұмыс пен екінші реттік жиілікті реттеуге қол жеткізу. Энергетикалық жүйелердегі IEEE операциялары 32 (1), 85–93.

Мохан, Н. және Т. М. Унделанд (2007). Power Electronics: түрлендіргіштер,

Қолданбалар және дизайн. Джон Уайли және тобы.

Солтүстік Америка Электр Корпорациясы (2011). Жиілікке жауап беру талаптарының интербелсенділік критерийлері.

Парк, R. H. (1929). Синхронды машиналардың екі реакциялық теориясы жалпыланған талдау әдісі. I бөлім. Американдық электрик инженерлер институтының транзакциялары 48 (3), 716–727.

Роджерс, Дж (2012). Энергетикалық жүйенің тербелістері. Springer Science & Business

БАҚ.

Уокер, Д. Н., С. Э. Дж. Боулдер, Р. Л. Джексон және Д. А. Ходжес (1975,

Қыркүйек). Мохаведегі синхронды резонанстық тест нәтижелері. IEEE электр қондырғылары мен жүйелеріндегі операциялар 94 (5), 1878–1889.

Яздани, А. және Р. Иравани (2010). Кернеу көзіндегі түрлендіргіштер

Жүйелер: Модельдеу, басқару және қолданбалар. Джон Уайли және тобы.

Индекс

abc / dq түрлендіру, 152
Айнымалы кернеуді басқару, 157
Ағаттықтарды басқару, 56
арматура реакциясы, 88, 98
Автономды жұмыс, 159
Боде сюжеті, 25 Боде учаскелері, 152
Консенс Бақылау, 197 Динамикалық модельдеу, 7
Тең аудандағы әдіс, 175
Қорытынды шамалар теоремасы,
Алға-Эйлер әдісі, 35, 10
Жиілікті басқару, 29
Интерарея тербелісі, 197
кері лаплас тәрізді түрлендіру, 35
Лаплас трансформасы, 9
лаплацалық гранф матрица, 198
лаплациандық матрица, 199 лсим, 25
Ляпуновтың тұрақтылық критерийі, 173
Магниттік күштер (MMF), 92
MATLAB ендірілген функция, 154
MATLAB / Simulink, 19, 143, 152, 163
Микрогрид, 147
Ньютон-Рафсон әдісі, 189
ODE Solvers, 18
Кәдімгі дифференциалдық теңдеу, 7
187
P – F құлдырауы, 163
Фазамен бекітілген цикл (PLL), 150
тірек, 25
Қуатты бөлісу, 163
PQ бақылауы, 156
Бастапқы жиілікті бақылау, 40
Питон, 11
Q – E құлдырауы, 163
Кері байланыс, 134, 141
Ротор динамикасы, 128
Роут массиві, 195
Тұрақтылық критерийі, 194
Рундж-Кутта әдісі, 12
S-функциясы, 21
Екінші жиілікті басқару, 46
қысқа тұйықталу сыйымдылығы, 158
кіші сигналдық тұрақтылық, 185
Ғарыштық вектор, 92, 150
Кеңістік күйінің моделі, 16
24- қадам Синхронды резонанстар (КСР), 204
Тербеліс теңдеулері, 30
Синхронды генераторлар, 83
Тевенин эквиваленті, 158
Беріліс функциясы, 24
Өтпелі тұрақтылық, 173
Трапеция әдісі, 13
V – I құлдырауы, 167
В.Ф. Бақылау, 159
басқару, 123
Кернеу көзінің түрлендіргіші, 147
Зерос, 25