

**НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ БІОРЕСУРСІВ
І ПРИРОДОКОРИСТУВАННЯ УКРАЇНИ**

ІНСТИТУТ ЕНЕРГЕТИКИ, АВТОМАТИКИ І ЕНЕРГОЗБЕРЕЖЕННЯ

ДОПУСКАЄТЬСЯ ДО ЗАХИСТУ

В.о. завідувача кафедри
автоматики та робототехнічних систем
ім. акад. І.І. Мартиненка
(назва кафедри)

К.Т.Н., доц. _____ О.О. Опришко
(підпис) (ПІБ)

" ____ " _____ 2025 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА БАКАЛАВРСЬКА РОБОТА

на тему **"АВТОМАТИЗОВАНА СИСТЕМА ФОРМУВАННЯ СИГНАЛІВ
СИНХРОНІЗАЦІЇ ЧАСУ ЕЛЕКТРИЧНИХ МЕРЕЖ SMART-
ТЕХНОЛОГІЙ"**

Спеціальність: 151 - "Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології"

Гарант освітньої програми

Д.Т.Н., проф. _____
(науковий ступінь та вчене звання) (підпис)

Заєць Н.А.
(П.І.Б.)

Керівник кваліфікаційної бакалаврської роботи

Д.Т.Н., професор _____
(науковий ступінь та вчене звання) (підпис)

Коваль В.В.
(П.І.Б.)

Виконав студент

_____ (підпис)

Дембіцький Є.Ю.
(П.І.Б.)

КИЇВ – 2025

**НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ БІОРЕСУРСІВ
І ПРИРОДОКОРИСТУВАННЯ УКРАЇНИ**

ІНСТИТУТ ЕНЕРГЕТИКИ, АВТОМАТИКИ І ЕНЕРГОЗБЕРЕЖЕННЯ

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. завідувача кафедри

автоматики та робототехнічних систем

ім. акад. І.І. Мартиненка

(назва кафедри)

К.Т.Н., доц. _____ О.О. Опришко
(підпис) (ПБ)

" ____ " _____ 2025 р.

ЗАВДАННЯ

на виконання кваліфікаційної бакалаврської роботи студенту

Дембіцькому Євгенію Юрійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

Спеціальність: 151 - "Автоматизація та комп'ютерно-інтегровані технології"

1. Тема кваліфікаційної бакалаврської роботи:

"Автоматизована система формування сигналів синхронізації часу електричних
мереж SMART-технологій",

затверджена наказом ректора НУБіП України від "18" 11 2024 р. № 2056"С"

2. Термін подання завершеної роботи на кафедру "27" травня 2025 р.

3. Вихідні дані до кваліфікаційної бакалаврської роботи:

3.1. Завдання кафедри на виконання кваліфікаційної бакалаврської роботи.

3.2. Нормативні документи по проектуванню об'єктів автоматизації.

3.3. Наукова література з тематики кваліфікаційної бакалаврської роботи.

4. Перелік питань, які необхідно розробити:

4.1. Технологічні характеристики автоматизованого робочого місця моніторингу якісних показників сигналів точного часу.

4.2. Аналіз функціонування підсистеми автопідстроювання фази генератора автоматизованої системи моніторингу сигналів синхронізації часу.

4.3. Оптимізація підсистеми автопідстроювання фази генератора автоматизованої системи моніторингу сигналів синхронізації часу.

4.4. Розроблення адаптивного цифрового фазового дискримінатора АСМ на ПЛІС CYCLONE з використанням системи автоматизованого проектування QUARTUS II.

4.5. Розроблення принципової схеми вдосконаленої автоматизованої системи моніторингу сигналів синхронізації часу із використанням ПЛІС CYCLONE.

5. Перелік графічних документів:

5.1. Функціональна схема автоматизації системи синхронізації часу електричних мереж.

5.2. Система автоматизації синхронізації часу електричних мереж. Схема електрична принципова.

5.3. Система автоматизації синхронізації часу електричних мереж. Схема електрична принципова. Схема електрична з'єднань.

5.4. Система автоматизації синхронізації часу електричних мереж. Схема електрична принципова. Схема електрична підключень.

Дата видачі завдання "21" листопада 2024 року

**Керівник
кваліфікаційної
бакалаврської роботи**

(підпис)

Коваль В.В.
(П.І.Б.)

**Завдання прийняв до
виконання**

(підпис)

Дембіцький Є.Ю.
(П.І.Б.)

ЗМІСТ

Перелік умовних позначень і скорочень.....	4
Вступ	6
РОЗДІЛ 1. Технологічні характеристики автоматизованого робочого місця моніторингу якісних показників сигналів точного часу	8
1.1 Вимоги до синхронізації та залежності від синхронізації	8
1.2 Важливість синхронізації часу для електроенергетичної мережі	9
1.3 Вимоги до синхронізації часу енергосистеми	13
1.4 GPS Тимчасові залежності електромережі	15
1.5 Загрози та збої GNSS	18
1.6 Глобальні навігаційні системи	20
1.7 Пом'якшення вразливостей GPS	24
1.7.1 Вимоги до точного часу для синхрофазорів	24
1.7.2 Огляд GPS	25
1.7.3 Вразливості GPS	27
1.7.4 Методи помякшення	28
РОЗДІЛ 2 Аналіз функціонування підсистеми автопідстроювання фази генератора автоматизованої системи моніторингу сигналів синхронізації часу	30
2.1 Формування технічних вимог з метою вдосконалення автоматизованої системи моніторингу сигналів синхронізації часу	30
2.2 Аналіз особливостей керування та розроблення багатofункціональної підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ	34
РОЗДІЛ 3. Оптимізація підсистеми автопідстроювання фази генератора автоматизованої системи моніторингу сигналів синхронізації часу	41
3.1 Оптимізація за швидкодією ПАФГ без ФНЧ	41
3.2 Розроблення функціональної схеми оптимальної за швидкодією ПАФГ без ФНЧ АСМ з цифровим фазовим дискримінатором на базі методу імітаційного моделювання	47

3.3 Експериментальні дослідження в програмному середовищі Simulink оптимальної за швидкістю ПАФГ АСМ без ФНЧ	53
РОЗДІЛ 4. Розроблення адаптивного цифрового фазового дискримінатора АСМ на ПЛІС CYCLONE з використанням системи автоматизованого проектування QUARTUS II	65
4.1 Опис лабораторного стенду з ПЛІС сімейства Cyclone IV для розроблення адаптивного цифрового фазового дискримінатора АСМ	65
4.2. Адаптивний цифровий фазовий дискримінатор на FPGA Cyclone IV. Цифровий фільтр (PLL) після фазового дискримінатора	66
4.3. Методика створення проекту адаптивного цифрового фазового дискримінатора АСМ на ПЛІС сімейства Cyclone IV	69
РОЗДІЛ 5. Розроблення принципової схеми вдосконаленої автоматизованої системи моніторингу сигналів синхронізації часу із використанням ПЛІС CYCLONE	77
5.1 Опис технічної реалізації вдосконаленої автоматизованої системи моніторингу сигналів синхронізації часу	77
ВИСНОВКИ	80
ЛІТЕРАТУРА	82

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ

АРМ СТЧ	Автоматизоване робоче місце контролю якісних показників сигналів точного часу.
DF	(The internal oscillator frequency drift) Внутрішній дрейф частоти генератора.
FB	(Wandering phase synchronization information signal nanosecond bands) Блукання фази синхроінформаційного сигналу наносекундного діапазону.
FT	(Clock Jitter phases nanosecond band) Тремтіння фази синхросигналу наносекундного діапазону.
NTP сервер	Сервер часу, що працює за мережевим протоколом розповсюдження часу. Точність синхронізації комп'ютерного годинника в мережі Інтернет від $1 \div 10$ мс до 1 с. Kyivtime.org
UTC	(Scale Coordinated Universal Time) Шкала координованого всесвітнього часу UTC, яка формується Міжнародним бюро мір та ваги.
UTC (USNO)	(The coordinated time scale reference of the National Institute of Standards and Technology and the US Naval Observatory United States) Координована шкала часу еталона Національного інституту стандартів і технологій США і Військово-морської обсерваторії США.
UTC(UA)	(National Timeline) Національна шкала часу.
UTC(UC)	(Nuclear timeline Kyiv time. State primary standard) Атомна шкала часу КИЇВСЬКИЙ ЧАС. Державний первинний еталон.
ВЕТУ	ВЕТУ 07-01-03-10 Вторинний еталон одиниць часу і частоти України.

ВПС	Введені (виділені) пристрої синхронізації.
ДЕЧЧ	Державний еталон часу і частоти.
ДСЕЧЕЧ	Державна служба єдиного часу й еталонних частот України.
ДЧІ	Девіація часового інтервалу в значному ступені відображає випадковий шум і процеси фонового шуму.
МВПЧІ	Максимальна відносна помилка часового інтервалу.
МВЧІ	Максимальна фазова варіація тактового сигналу протягом періоду часу.
МТЧУ	Мережа точного часу України.
ПЕГ або ПЕД	Первинний еталонний генератор або первинне еталонне джерело (ПЕД) з дотриманням обмеження на різницю значень установки еталонних частот з тим, щоб вона не приводила до фазової різниці між ними більш ніж на 2 мкс в день.
РТР сервер	Сервер часу, що працює за протоколом прецизійного розповсюдження часу..
СКП	Середньоквадратична похибка порівняння часу і частоти ШК.
ФАПЧ	Фазовий автопідстроювач частот.
ЧТ	Компаратор частотний. Разом з комп'ютером та спеціальним програмним забезпеченням призначений для виміру відносної різниці (відносної похибки по частоті) і нестабільності сигналів частоти та часу.
ШК	Власна шкала часу споживача.

ВСТУП

Актуальність теми. В енергетичних мережах різних країнах спостерігаються, так звані, каскадні аварійні відключення електроенергії, що тягнуть за собою серйозні соціальні наслідки (аварійні зупинки поїздів метро в тунелях, трамваїв і тролейбусів на вулицях, ліфтів у висотних будівлях, відключення від електроенергії електротехнічних пристроїв лікарень, дитячих садів, підприємств з безперервними виробництвами та інше) для широких кіл населення.

Аналіз каскадних відключень електроенергії, які недавно відбулися в світі, дозволяє виділити, крім чисто технічних, наявність інших, більш загальних причин таких подій. Перш за все, це скасування державного регулювання ринку електроенергії, що зробило даний ринок виключно висококонкурентним, але і менш керованим.

З метою запобігання небажаних наслідків вказаної проблемної ситуації в енергетиці розроблена концепція інтелектуальної енергомережі (Smart Grid), що має важливу складову частину, яка пов'язана з безперервним моніторингом стабільності параметрів електромережі з прив'язкою до реального часу з мікросекундною точністю.

Тема кваліфікаційної бакалаврської роботи, що присвячена дослідженню та удосконаленню автоматизованої системи формування сигналів синхронізації часу інтегрованих систем електропостачання на базі Smart-технологій, є актуальною і своєчасною.

Об'єктом дослідження є процес формування і контролю характеристик синхросигналів інтегрованих систем електропостачання на базі Smart-технологій.

Предметом дослідження є моделі системи фазового автопідстроювання частоти та цифрового часового дискримінатора пристрою контролю часових характеристик синхросигналів.

Гіпотеза дослідження: Удосконалення автоматизованої системи контролю часових характеристик синхросигналів забезпечить можливість підвищення якості і надійності формування еталонних сигналів часу для моніторингу параметрів обладнання інтегрованих систем електропостачання на базі Smart-технологій і, як наслідок, підвищення їх енергоефективності.

Метою кваліфікаційної бакалаврської роботи є проведення дослідження і удосконалення засобів автоматизованої системи формування і контролю часових характеристик синхросигналів.

Для реалізації поставленої мети вирішуються наступні завдання:

1. Проаналізувати науково-технічні задачі забезпечення еталонним сигналом часу для моніторингу параметрів обладнання інтегрованих систем електропостачання на базі Smart-технологій.

2. Розробити математичні моделі системи фазового автопідстроювання частоти пристрою контролю часових характеристик синхросигналів. Виконати дослідження математичної моделі системи фазового автопідстроювання частоти пристрою контролю часових характеристик синхросигналів (аналіз динамічних характеристик – стабільності, помилки системи, перехідних процесів при різних типах впливів).

3. Виконати імітаційне моделювання та дослідження системи фазового автопідстроювання частоти пристрою контролю часових характеристик синхросигналів з використанням MatLab/Simulink..

4. Провести експериментальні дослідження системи фазового автопідстроювання частоти та асинхронного цифрового часового дискримінатора пристрою контролю часових характеристик синхросигналів.

РОЗДІЛ 1

ТЕХНОЛОГІЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ АВТОМАТИЗОВАНОГО РОБОЧОГО МІСЦЯ ДЛЯ КОНТРОЛЮ ЯКІСНИХ ПОКАЗНИКІВ ТОЧНИХ СИГНАЛІВ ЧАСУ

1.1. Вимоги до синхронізації та залежності синхронізації в енергосистемі Північної Америки.

Об'єднана система передачі та розподілу електроенергії в США відома як енергетична мережа або просто "мережа". Мережа є найважливішою серед наших критичних інфраструктурних систем, оскільки забезпечує електроенергією всі інші сектори. Мережа є основою нашого економічного сектору і є невід'ємною частиною національної безпеки, тому переоцінити важливість мережі в контексті якості життя в США майже неможливо.

North American Electric Reliability Corporation (NERC) є неприбутковою міжнародною регулюючою організацією, метою якої є забезпечення ефективного та ефективного зниження ризиків надійності та безпеки мережі. Мережа, якою керує NERC, складається з чотирьох різних міжзв'язків, зображених на рис. 20, які постачають електроенергію до США та Канади з номінальною частотою 60 Гц. Два головні міжзв'язки - Західний, який забезпечує електроенергією понад 80 мільйонів людей у 14 західних штатах та двох провінціях Канади, та Східний, який забезпечує електроенергією понад 200 мільйонів людей (~ 68% населення США) у 36 штатах [1]. Більшість території штату Техас покрита міжзв'язком Ради надійності електроенергії Техасу (ERCOT), а четвертий міжзв'язок охоплює канадську провінцію Квебек. Енергосистеми в Алясці та Гаваях не підключені до системи електропостачання, показаної на рис. 19, але координаційний орган в Алясці є афіліатом NERC. Загалом, американська електромережа складається з понад 360 000 миль (~ 580 000 км) ліній передачі, включаючи приблизно 180 000 миль (~ 290 000 км) ліній високої напруги, які підключаються до близько 7 000 електростанцій.

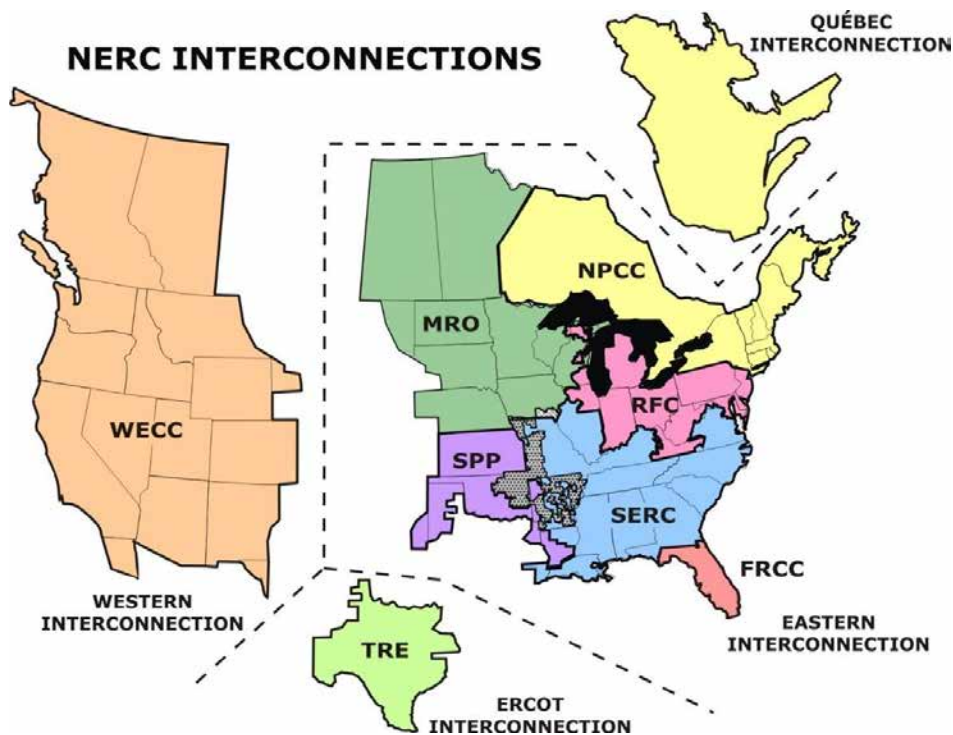


Рис. 1.1. Регіони та взаємозв'язки в електромережі Північної Америки

1.2. Важливість синхронізації часу для електромережі

Оскільки електроенергетична мережа охоплює багато великих і географічно розташованих систем, які потребують синхронізації, для неї потрібний доступ до UTC референсного годинника, який легко доступний на великій території. Синхронізація часу потрібна для різноманітних застосувань, включаючи: постійний моніторинг стану електроенергетичної мережі та її робочих обмежень, захист активів мережі шляхом швидкого виявлення та локалізації відмов мережі, щоб їх можна було відремонтувати до поширення аварійних відключень, і недавно, з розвитком здатності до синхронізації, розширення можливостей реального вимірювання та керування мережею таким чином, щоб краще використовувати ресурси мережі і задовольняти потреби зростаючого населення.

Одним з застосувань, для якого компанії з електропостачання визначають найжорсткіші вимоги до синхронізації, є виявлення несправностей на лінії передачі. Несправності на лінії передачі можуть виникати через перемикачі, удари блискавки або інші причини, і існує безліч методів виявлення несправностей. Один із методів, відомий як виявлення проходячих

хвиль, базується на принципі того, що проходяча хвиля генерується в точці завершення лінії або несправності. Зазвичай, напругові та струмові хвилі, що рухаються по лінії передачі, пов'язані зі штовхомою імпедансією лінії, але коли виникає несправність, напруга знижується, наближаючись до нуля, тоді як струмова хвиля подвоюється. Це створює високочастотний імпульс, який рухається вздовж лінії передачі майже зі швидкістю світла. Час прибуття цього імпульсу вимірюється на обох кінцях лінії та маркується часом годинників, які синхронізовані між собою і зазвичай мають роздільність 0,1 мкс. Цей метод став ефективним з використанням GPSDC, що дозволило визначити башту, найближчу до місця несправності. Наприклад, якщо лінію передачі підтримують високовольтні башти, розташовані на відстані 300 метрів одна від одної, для виявлення несправності потрібна щонайменше 1 мкс синхронізації, або період хвилі довжиною 300 метрів.

Інша вимога до синхронізації стосується обладнання для моніторингу порушень (DME), до якого входять захисні реле, реєстратори послідовності подій та цифрові реєстратори несправностей (DFR). Реле є робочими пристроями, що використовуються для захисту активів мережі; вони вимірюють часовий інтервал між спрацюванням події, наприклад, несправності, та швидко реагують, наприклад, вимикаючи вимикач, відкриваючи лінію або ізолюючи електростанцію, перш ніж станеться значна шкода. Зазвичай синхронізацію часу забезпечують або GPS, або за допомогою пристрою PTP, який зазвичай синхронізується внутрішньо за допомогою GPSDC і може також поширювати час через IRIG код часу. Реєстратори послідовності подій використовуються для реєстрації моменту виникнення події, наприклад, відключення вимикача. Вони допомагають відповідати на питання про хронологічні зв'язки, дозволяючи досліджувати питання, такі як удари блискавки і зламані стовпи. Струм і напругу на мережі зазвичай моніторять та вибірково відбирають з високою частотою за допомогою DFR, які маркують дані, синхронізовані з даними інших реєстраторів, щоб допомогти корелювати та аналізувати події в електроенергетичній мережі.

Наприклад, дані напруги та струму з міткою часу можуть бути використані для визначення точки виникнення удару блискавки. Вимога NERC до синхронізації для DME становить ± 2 мс відносно UTC. Це також стосується даних, записаних для післяаварійного аналізу несправностей. Однак, в багатьох випадках компанії з електропостачання покладаються на значно більш жорстку синхронізацію та класифікують обладнання DME відповідно до рекомендацій, викладених у серії стандартів Міжнародної технічної комісії (IEC) 61850, де вимоги до точності міток часу подій узагальнено в п'яти класах часової продуктивності, T1 до T5, які становлять від 1 мс до 1 мкс.

Проте більшість уваги в синхронізації електроенергетичної мережі зосереджена на пристроях вимірювання фазорів (PMU), які виконують синхрофазорні вимірювання. Фазор - це фазовий вектор, який представляє синусоїду, у цьому випадку синусоїдальний струм змінного струму (AC) частотою 60 Гц, що генерується електроенергетичною мережею. Повна синусоїда може бути побудована за допомогою одного вектора, який обертається проти годинникової стрілки по колу. Ця взаємозв'язаність працює, оскільки синусоїда є проекцією радіуса обертання кола. Фазор обертається з кутовою швидкістю (ω), вираженою в радіанах за секунду, $\omega = 2\pi f$, де f - частота хвильової форми. У випадку енергетичної галузі термін фазор, однак, зазвичай відноситься не до обертового фазора, а до стаціонарного фазора, записаного в певний момент часу, що вказує амплітуду та напрямок синусоїди. Рисунок 1.2 є спрощеною схемою, де червоні вектори всередині кола - це стаціонарні фазори, або "знімки" синусоїди в певний момент часу. Сині лінії з'єднують стаціонарний фазор з відповідною точкою на синусоїді.

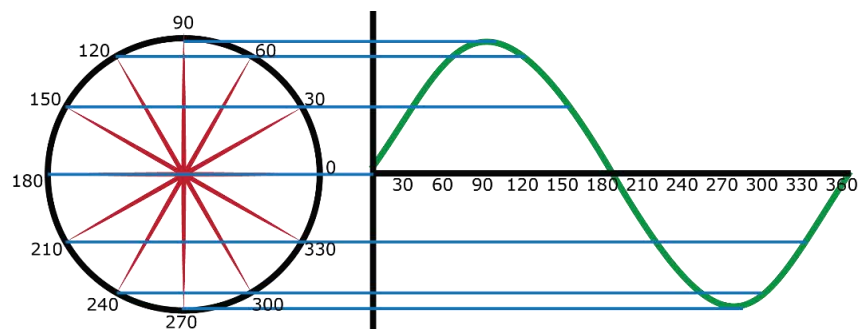


Рис. 1.2. Зв'язок між вектором і синусоїдою.

Синхронізовані вектори, або синхрофазори, посилаються на абсолютний момент часу за допомогою UTC як загального годинника, розподіленого GPSDC. На малюнку 22 показана фаза синусоїди, відібрана у двох точках, δ_0 і δ_1 , де $\Delta\delta$ — різниця фазових кутів між двома відліками, представлена двома стаціонарними векторами всередині кола, а Δt дорівнює $1 / \text{частота дискретизації}$. Частоту f можна отримати як $f = f_{\text{ном}} + \Delta f$, де

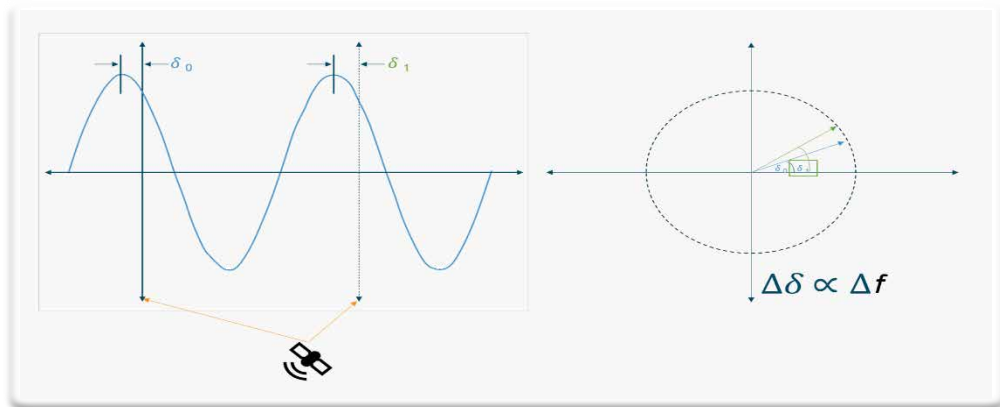
$$\Delta f = \Delta\delta / (360^\circ \times \Delta t).$$


Рис. 1.3. Вимірювання синхрофазора.

PMU вимірює загальну векторну похибку (TVE), яка є різницею між вимірним вектором і істинним або ідеальним вектором без невизначеності вимірювання. Слово «загальний» використовується, оскільки TVE включає всі джерела помилок, включаючи кут вектора та величину вектора, на додаток до помилки синхронізації часу. TVE виражається у відсотках, а прийнятний допуск PMU для вимірювання TVE становить 1%, як зазначено в стандарті IEEE C37.118.1. 1% TVE можна візуалізувати як коло, намальоване на кінці вектора, із збільшеним розміром кола для ясності. Похибка досягає 1%, навіть коли похибка в амплітуді дорівнює нулю, якщо похибка в куті досягає $0,573^\circ$. PMU калібруються шляхом генерації тестового сигналу відомої точності та відповідають специфікаціям, якщо зразки, які вони збирають, не лежать за межами кола.

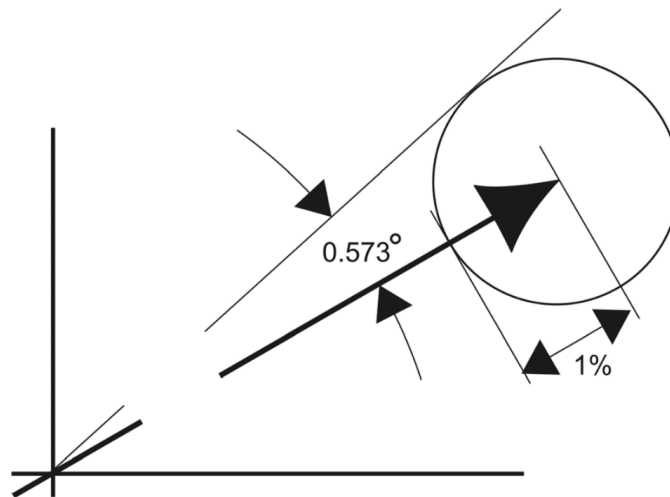


Рис. 1.4. Векторна похибка сумарна (TVE) 1%.

Оскільки період синусоїди частотою 60 Гц становить 16 666 мкс, помилка у фазовому куті становить $0,573^\circ$, якщо помилка синхронізації часу перевищує 26,5 мкс (період / $(360 / 0,573)$). Однак, оскільки Розділ 4.3 стандарту IEEE C37.118.1 стверджує, що джерело часу "рекомендується бути принаймні у 10 разів кращим за ці значення, що відповідають 1% TVE", вимога зазвичай вважається 2,6 мкс або менше, з бажаною точністю в 1 мкс, що відповідає помилці у фазовому куті $0,022^\circ$.

PMU виконує вимірювання синхрофазорів і записує значення векторів напруги та струму з міткою часу, які надсилаються дуже швидко до робочого центру, зазвичай з частотою від 30 до 120 вимірів за секунду. Дані з кількох PMU надсилаються до централізованого концентратора фазорних даних (PDC), де вимірювання вирівнюються та порівнюються для надання практично в реальному часі індикації стану здоров'я електроенергетичної мережі. Ці дані можуть бути використані для прийняття рішень в реальному часі щодо розподілу потужності в мережі. GPS був технологією, що забезпечила вимірювання синхрофазорів. Хоча концепція PMU досліджувалась задовго до запуску супутників GPS, GPS був необхідний для забезпечення необхідної точності синхронізації. Перший прототип PMU був зібраний Фадком та його колегами у Вірджинському технічному університеті у 1988 році з GPS-годинником, і вскорішому настали комерційні пристрої. Станом на травень

2017 року в Північній Америці використовувалося близько 1800 PMU, як показано на карті, наданій Ініціативою позиціонування фазорних даних Північної Америки (NASPI).

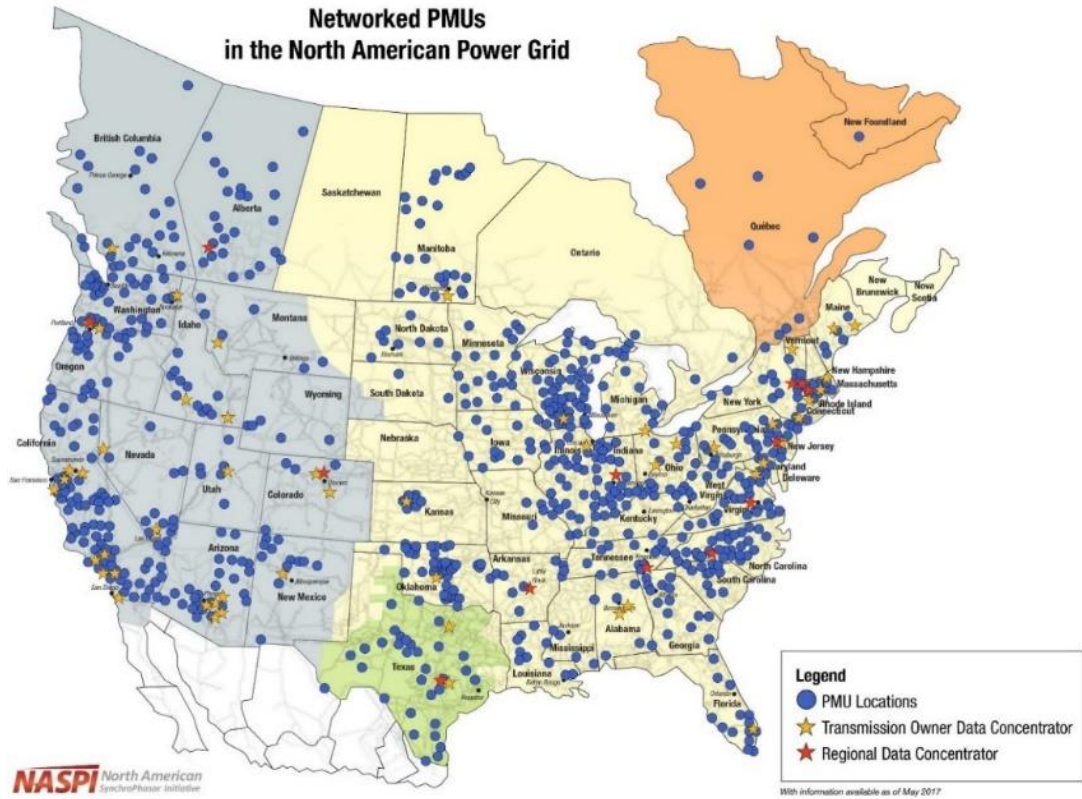


Рис. 1.5. Карта УРП в електроенергетичній системі Північної Америки станом на травень 2017 року

1.3. Вимоги до синхронізації часу енергосистеми

Вимоги до синхронізації електромереж, по суті, базуються на швидкості та часі відгуку, обладнання повинно повідомляти та реагувати на події досить швидко, щоб запобігти збоям на великій площі. У таблиці 1 узагальнені основні вимоги до синхронізації.

Таблиця 1.1. Короткий зміст вимог до синхронізації електричних мереж.

застосування сітки	Вимоги до синхронізації (відносно UTC)
Послідовність подій реєстратора	від 50 мкс до 2 мс [95, 98, 99]
Цифровий реєстратор несправностей	від 50 мкс до 2 мс [95, 98, 99]
Захисні реле	< від 1 мс до 2 мс [95, 98, 99]
Synchrophasor/PMU	2,6 мкс, роздільна здатність 1 мкс [102]
Розташування несправностей біжучої хвилі	100 нс [95]

Вимоги до синхронізації систем зв'язку, що використовуються енергетичними компаніями, часто ґрунтуються на Податковому кодексі.

1.4. GPS Тимчасові залежності електромережі

Вимоги до синхронізації енергетики різняться (табл. 1), адже вся система розвивалася протягом багатьох років. Старі частини системи мають менш жорсткі вимоги до часу, оскільки вони були розроблені з використанням технологій, які передували системі глобального позиціонування (GPS). Нові частини системи, зокрема PMU, були розроблені з використанням GPS і, таким чином, залежать від GPS - або через прямий прийом, або через мережеве з'єднання через RTP, щоб забезпечити їм необхідну точність.

В енергетиці прекрасно розуміють, що погані речі можуть статися, коли синхронізація втрачена. Часто наводиться приклад масового відключення

електроенергії, що сталося 14 серпня 2003 року у восьми штатах і двох канадських провінціях. Відключення тривало два дні в деяких районах США, а поперечні відключення відбувалися близько двох тижнів у деяких частинах Канади. Синхронізація часу не була першопричиною відключення, але рекомендація 12 з детального посмертного звіту, підготовленого НКРЕ, полягала в тому, щоб «Встановити додаткові синхронізовані за часом записуючі пристрої за потреби», зазначивши, що:

«Цінним уроком відключення електроенергії 14 серпня є важливість синхронізації часу системних реєстраторів даних. Слідчі НКРЕ працювали над тисячами елементів даних, щоб синхронізувати послідовність подій, подібно до складання маленьких частин дуже великої головоломки. Цей процес був би значно покращений і прискорений, якби існувала достатня кількість синхронізованих пристроїв запису даних.

Стандарт планування НКРЕ I.F — Моніторинг збурень вимагає розташування реєструючих пристроїв для аналізу збурень. Часто часові рекордери доступні, але вони не синхронізовані зі стандартом часу. Усі цифрові реєстратори несправностей, цифрові реєстратори подій та реєстратори порушень енергосистеми повинні мати позначку часу в місці спостереження з точним сигналом синхронізації супутника глобального позиціонування (GPS). Обладнання для запису та синхронізації часу слід контролювати та калібрувати для забезпечення точності та надійності.

Синхронізовані за часом пристрої, такі як фазорні вимірювальні блоки, також можуть бути корисними для моніторингу широкомасштабного огляду стану енергосистеми в режимі реального часу, як це продемонстровано в WECC з їх системою моніторингу широкої території (WAMS)."

У сучасній енергосистемі, де широко використовуються годинники GPS і PMU і що, працюючи нормально, не мають проблем із задоволенням вимог синхронізації, занепокоєння перемістилося на надійність GPS і залежність від

одного джерела часу. Наприклад, додатки управління, як автоматизовані, так і засновані на аналітичних рішеннях, прийнятих операторами електромереж, зазнають негативного впливу, якщо мітки часу з GPS будуть неточними або втраченими. Якщо часовий сигнал, отриманий PMU, глушиться або підробляється, ця помилка призведе до помилкових розрахунків фазового кута та зміщення вимірюваних умов сітки відносно інших PMU.

Стандарт IEEE 2030.101 розглядає вразливості системи хронометражу в розділі 4.14, відзначаючи, що «єдиним найкращим інструментом» для пом'якшення вразливостей є високоякісний стандарт часу з достатнім утриманням, щоб дозволити «процесам синхронізації тривати протягом тривалого періоду часу», коли опорні сигнали втрачаються. Він також рекомендує встановлювати кілька різних часових посилянь, оскільки «малоймовірно, що різноманітні опорні сигнали будуть втрачені одночасно». Однак сигнали, які він рекомендує, такі як PTP, який, ймовірно, буде отриманий з GPS, і WWVB, який навряд чи матиме достатню точність, просто нагадує нам, що різноманітний вибір резервного копіювання обмежений.

На закінчення, оператори електромереж отримали величезну користь від синхронізації часу GPS, але побоювання з приводу надійності GPS в даний час відмовили їх від повністю автоматизованих операцій, що здається мудрим рішенням, особливо якщо врахувати наслідки відключень на великій території. Як заявила робоча група NASPI з синхронізації часу в 2017 році:

«Власники та оператори енергосистем використовують переважно GPS як джерело часу та визначення позиції активів. Сьогодні збої GPS ускладнюють (з більшою вартістю, більшою тривалістю та меншою ефективністю), але не вбивають роботу мережі. Однак для критично важливих додатків, синхронізованих за часом у майбутньому, GPS та альтернативні джерела часу (а також способи їх доставки та використання) повинні стати більш надійними»

1.5. Загрози та збої GNSS

Існує багато видів загроз і збоїв, які можуть вплинути на передачу сигналів GNSS. Перешкоди можуть бути викликані зловмисними атаками, ненавмисними радіочастотними передачами та відображеннями, а також природними подіями. Вплив на GNSS залежить від потужності, наближення і типу передавача перешкод. Законні сигнали можуть блокуватися будівлями або природними спорудами або містити помилки, коли неправильна інформація завантажується з контрольних сегментів. Сигнали, що передаються на радіочастотних передачах або дротових з'єднаннях, можуть бути маніпульовані, погіршені або заблоковані до того, як вони досягнуть GNSS. На рисунку 15 представлена діаграма деяких загроз і збоїв, які можуть впливати на сигнали GNSS. Інші супутникові системи зіткнуться з аналогічними загрозами і збоями. На схемі супутник GNSS передає законний сигнал GNSS, який приймається антеною приймача GNSS. Законний сигнал GNSS може бути погіршений або повністю спростований цілеспрямованим глушінням, ненавмисними перешкодами від сусіднього діапазону або випадковою радіочастотною передачею в діапазоні.

Будівлі, дерева та інші споруди також можуть блокувати надходження сигналів GNSS до приймача GNSS або віддзеркалювати законні сигнали, викликаючи багатопроменеві шляхи. Зловмисники також можуть використовувати різні види вимірювань та підміни даних для створення маніпульованих сигналів GNSS, призначених для обману цільових приймачів. Якість керованого сигналу GNSS залежить від складності обладнання зловмисника та знання приймача цілі, включаючи розташування антени, тип та якість пом'якшення наслідків. Спуфінг-атаки можуть варіюватися від простих ретрансляторів справжніх сигналів GNSS, званих meaconers, до складних скоординованих атак, які виробляють помилкові сигнали, націлені на певний приймач. Природні події також можуть погіршити сигнали GNSS, такі як сонячна активність, яка впливає на іоносферу, через яку проходять сигнали. Непідготовлений приймач GNSS може навіть бути порушений

звичайною, запланованою подією, такою як високосна секунда або перекидання номера тижня. Також можуть бути помилки в інформації PNT, завантаженої на супутник GNSS наземною станцією управління GNSS

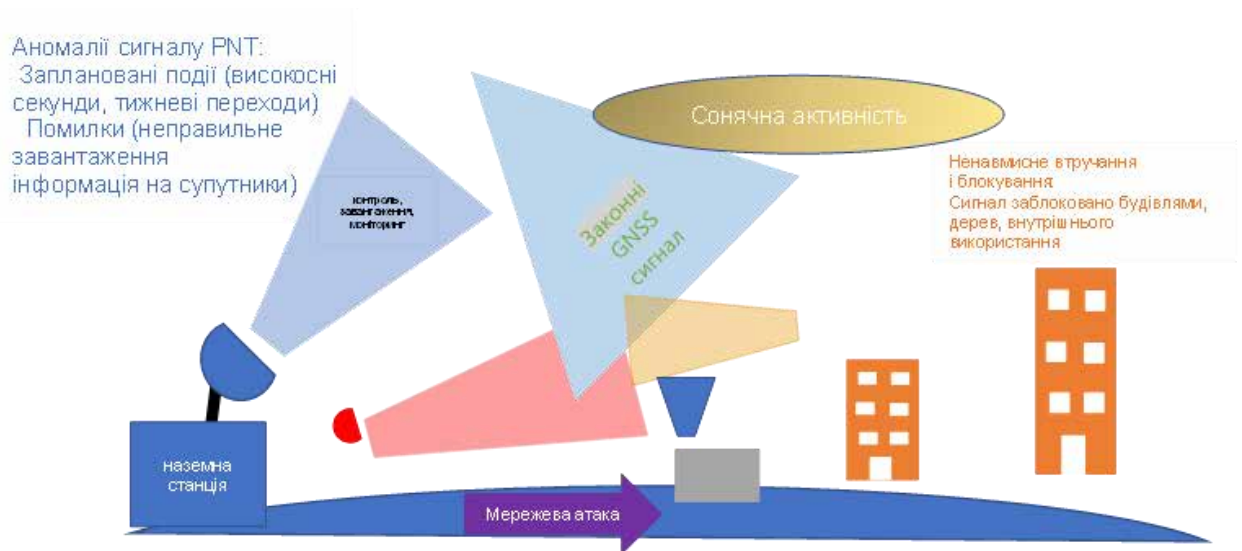


Рис. 1.6. Діаграма загроз і відмов для сигналів GNSS.

Сигнали, що випромінюються наземними джерелами, можуть стикатися з багатьма тими ж джерелами перешкод і руйнувань, включаючи блокування або відбиття від будівель, навмисне глушіння або спуфінг, а також ненавмисні перешкоди від інших передавачів. Сигнали, що передаються через дротові з'єднання, мережі зв'язку, такі як стільниковий зв'язок 4G/5G, або інші фізичні канали зв'язку, можуть бути порушені, якщо середовище передачі буде відключено або перешкоджено, або стихійним лихом, випадковим вторгненням або навмисним саботажем. Наземні маяки або дротові мережі, які покладаються на джерела PNT для надання інформації PNT, що розповсюджується в мережі, також все ще сприйнятливі до загроз і небезпек, які можуть порушити роботу цих джерел у їх розосереджених місцях. Хоча локальні для системи PNT UE загрози можуть бути пом'якшені мережею, загрози, які впливають на розподілені джерела PNT, повинні бути вирішені належним чином.

На додаток до специфічних для PNT загроз і збоїв, розробники систем повинні також враховувати загальні проблеми, пов'язані з електронними та виготовленими UE. Це включає проблеми з ланцюжком поставок, перебої в постачанні електроенергії та потенційну помилку користувача. Кібер-атаки, включаючи віруси та інші види кіберзагроз, можуть отримати доступ до системи PNT UE через мережеве з'єднання або виробничий ланцюжок поставок. Різні типи погоди або інші випадки використання, які можуть вплинути на фізичну безпеку PNT UE, також можуть бути небезпечними.

1.6. Глобальні навігаційні системи

Стисло розглядаючи сучасні пристрої синхронізації не можна не сказати про Глобальну систему навігації та визначення місця знаходження **GPS** (Global Positioning System) або **NAVSTAR** (NAVigation Satellite Timing And Ranging – супутникова система радіонавігації) Міністерства оборони США та аналогічної російській системі **ГЛОНАСС** (Глобальная навигационная спутниковая система). Ці системи застосовуються як еталон часу, часових інтервалів та частоти визначною точності (точність у часі порядку 100 нс, а точність частоти порядку 10^{-12}). При наявності відносно недорогого приймача, вони доступні кожному користувачу в усьому світі без оплати.

В даний час приймачі GPS та ГЛОНАСС часто використовуються в якості допоміжних генераторів в пристроях синхронізації, в мережах стільникового зв'язку GSM та CDMA, та в якості основних еталонних генераторів в електроенергетиці.

Нижче подана коротка інформація щодо систем GPS (NAVSTAR) та ГЛОНАСС. Обидві системи мають три сегменти – *космічний, управляючий та користувача*.

Космічний сегмент системи GPS, що має назву NAVSTAR, базується на роботі 24 орбітальних супутників, кожний з яких має на борту по два

атомних генератори. Супутники GPS розміщені на шести орбітальних площинах рівномірно зсунутих на 60° одна від другої (кожна з котрих має звичайно по чотири супутника). Орбіти мають нахил до екваторіальної площини приблизно на 55° . Таке розташування дозволяє спостерігати від 5 до 8 супутників в кожній точці Землі в будь-який час. Ця супутникова група Navistar, призначена для генерації опорних радіосигналів, що можуть бути прийняті наземними приймачами GPS.

Управляючий сегмент складається з наземних станцій, які безперервно контролюють супутники та розраховують точні орбітальні данні супутників та параметри корекції генераторів кожного супутника.

Сегмент користувача – наземна частина системи GPS, радіоприймачі, що працюють на одній фіксованій частоті і постійно “відстежують” сигнали, що передаються з супутників. Сам приймач сигналів GPS нічого не випромінює.

Приклад схеми отримання точного часу з використанням формувача сигналів точного часу на основі системи фазового автопідстроювання частоти (СФАПЧ), що синхронізується від первинного еталонного генератора (ПЕГ) із використанням IP-технологій за протоколом PTP та GPS, зображений на рис.

1.2. Коротко розглянемо принцип дії:

Кожний супутник постійно випромінює сигнал, який містить данні про його орбіту, стан бортового обладнання та про точний час.

Всі супутники випромінюють туж саму частоту. Для визначення супутника сигнал з нього містить ідентифікаційний код, який використовується приймачем для порівняння з переліком, що зберігається в його пам'яті.

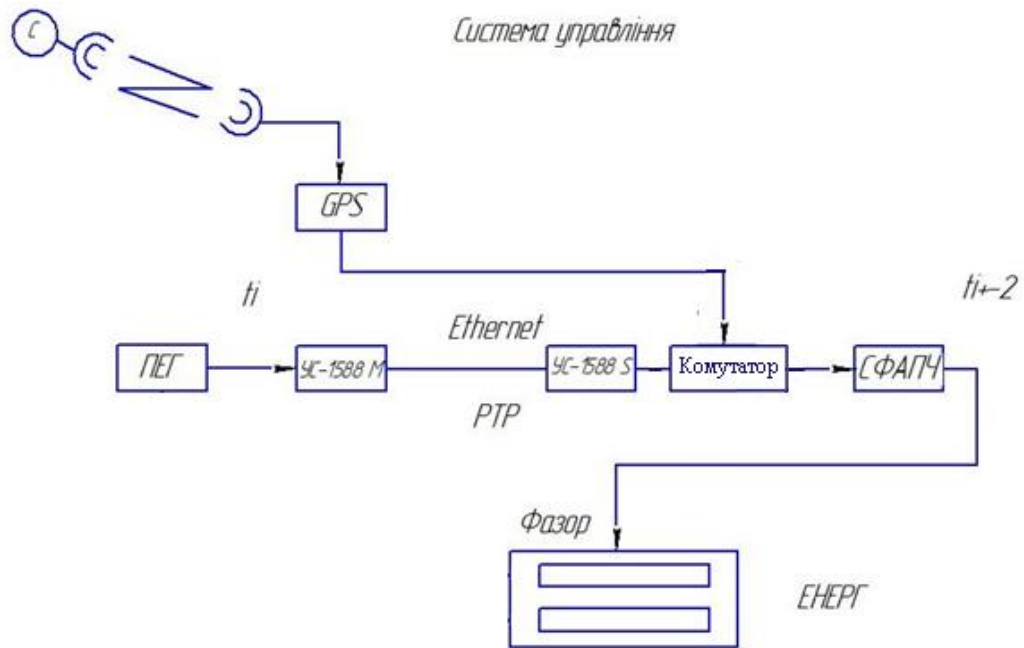


Рис. 1.7. Схема для отримання точного часу

Для визначення місцезнаходження приймача застосований добре відомий в геодезії принцип триангуляції: оснований на визначенні відстані між кутами в трикутнику. Приймач GPS, за допомогою вбудованого процесора, розраховує час між посилкою та прийомом сигналу, та знаючи швидкість розповсюдження радіохвиль розраховує відстань між приймачем та супутником.

Для визначення чотирьох невідомих: широти, довготи, висоти (глибини) та часу, необхідно вирахувати відстань що найменш до чотирьох супутників та рішення системи з чотирьох рівнянь. В наслідок розрахунків отримаємо координати приймача та точний час в цих координатах.

Система глобального позиціонування (GPS) є однією з найбільш точних навігаційних систем, яка складається з мережі 25 супутників. Кожен супутник несе високоточний керований атомний годинник для передачі сигналів синхронізації по всьому світу.

Будь-який спостерігач, який зможе приймати сигнал від любого з чотирьох супутників, зможе визначити своє точне положення на землі. Крім того, технологія GPS дозволяє багато способів використання.

Після визначення поточного положення, GPS працює з точністю 1×10^{-11} навіть якщо це тільки один супутник. У випадок виходу з ладу або втрати сигналу GPS чи іншої несправності системи, вихідний сигнал буде відключений (шумозаглушення). За допомогою цього, система запобігає виходу пошкоджених сигналів. Таким чином, система гарантує точний сигнал під час роботи.

Нижче наведені більш детальні данні про систему GPS NAVSTAR. За необхідності компенсації помилок, що вносять іоносфера, кожний супутник випромінює два сигнали, що формуються з частоти $f_0 = 10,23$ МГц:

L1, на частоті $154 f_0 = 1575,42$ МГц ($\lambda \cong 19$ см);

L2, на частоті $120 f_0 = 1227,60$ МГц ($\lambda \cong 24$ см).

Ці два синусоїдальні несучі сигнали за допомогою двійкової фазової модуляції (BPSK – Binary Phase Shift Keying) передають наступних три кодових повідомлення:

Код C/A (Coarse/Acquisition – грубий / несучий визначаємий), що модулює фазу несучої L1. Це псевдо випадковий шумовий код з періодом повтору 1023 біт (довжина коду). Такому періоду відповідає час близько 1 мс або невизначеності 300 км при вимірюваннях дальності. Як вже було сказано, для визначення, кожний супутник передає свій особистий код C/A.

Код P (Precise – точний), що модулює фазу обох несучих L1 и L2 – це вельми довгий код (біля 10^{14} біт) псевдо випадковий шумовий код з частотою 10,23 МГц. Він має період близько 267 діб. Кожний супутник використовує тільки однотижневий сегмент коду P. Для кожного супутника цей сегмент має особисті властивості і змінюється кожний тиждень. В випадку “запобігання несанкціонованого доступу” П (AS – Anti-Spoofing) код P шифрується. Навігаційне повідомлення – сигнал з частотою 50 Гц, що містить данні про орбіти супутників (ефемериди), корекції, календарі та інше. Навігаційне повідомлення додається до кодів C/A і P.

1.7. Пом'якшення вразливостей GPS

Глобальна система позиціонування (GPS) - це глобальна навігаційна супутникова система, яка знайшла широке застосування в таких областях, як навігація, будівництво і точна синхронізація часу. Оскільки ця технологія стала великою частиною додатків енергосистем для синхронізації часу в останні кілька років, були виявлені загрози і вразливості, такі як заклинювання, сонячні спалахи і спуфінг, які можуть вплинути на правильну роботу енергосистем. У цьому випуску звіту «Сінхрофазор» розглядаються концепції проектування стійких систем розподілу часу для додатків енергосистем.

1.7.1 Вимоги до точного часу для сінхрофазорів

Одним з ключових вимог до сінхрофазорам є точна тимчасова синхронізація пристроїв, які здійснюють вибірку аналогових і цифрових величин в енергосистемі. Стандарт IEEE C37.118.1 для сінхрофазорів рекомендує, щоб ця вимога до точності становило менше 1 мкс. Зверніть увагу, що тимчасова помилка 1 мікросекунда відповідає фазової помилку 0,022 градуса для системи з частотою 60 Гц і 0,018 градуса для системи з частотою 50 Гц. Стандарт сінхрофазора вимагає сумарною векторної помилки (TVE) менше 1 відсотка. Це відповідає максимальній тимчасової помилку ± 26 мкс для системи з частотою 60 Гц і ± 31 мкс для системи з частотою 50 Гц.

Проте, TVE є сумою помилок, пов'язаних із синхронізацією часу, перетворенням вимірювальних приладів і обробкою векторних вимірювань. Ця точність синхронізації часу менше 1 мкс може бути досягнута за допомогою джерел часу, таких як GPS, і методів розподілу, таких як IRIG-B або протокол точного часу (PTP).

1.7.2 Огляд GPS

GPS (показаний на малюнку 1) забезпечує високоточний сигнал часу. З моменту свого створення технологія GPS значно розширилася в декількох секторах бізнесу і стала невід'ємною частиною інформаційної інфраструктури по всьому світу. Вільна доступність цієї технології дозволила

використовувати багато програм для авіації, громадської безпеки, відпочинку, телекомунікацій, транспорту, картографії та геодезії, фінансових мереж і точного часу для енергосистем.

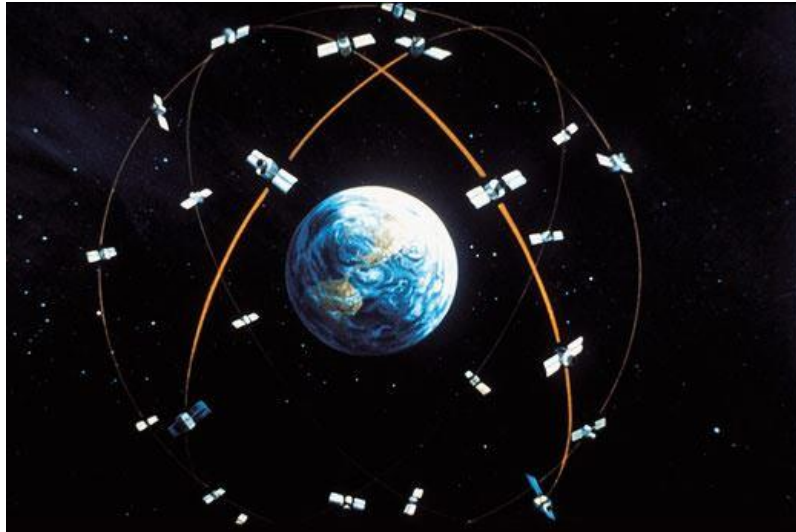


Рис. 1.8. Глобальна система позиціонування. Це зображення надане Міністерством оборони США.

GPS складається з трьох сегментів: космос, управління та користувач. На малюнку 1.9 показано, як ці три сегменти утворюють систему GPS.

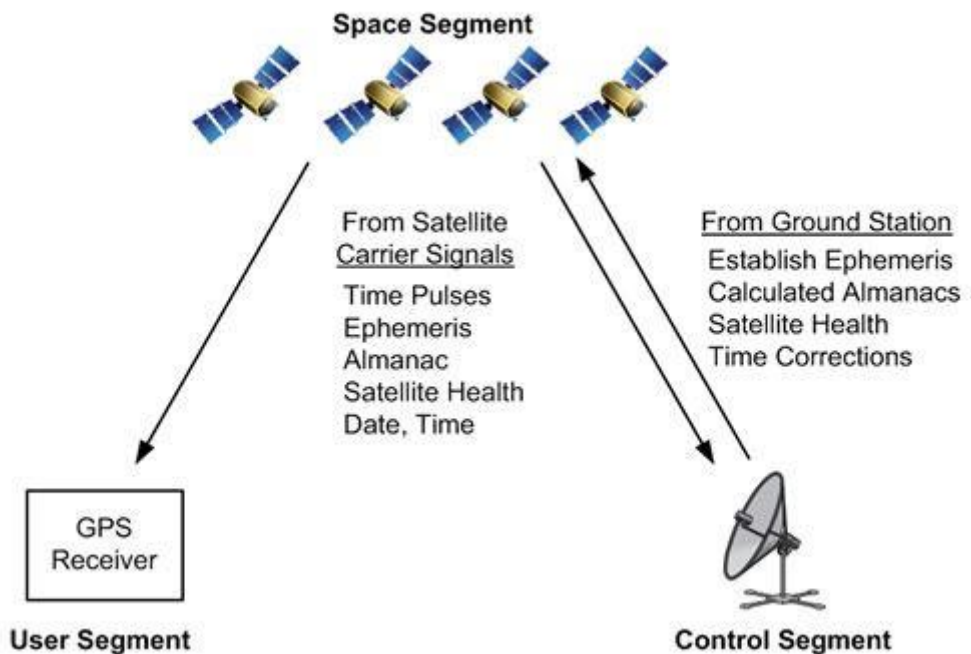


Рис. 1.9. Три сегменти GPS

1.7.3. Вразливості GPS

GPS використовує супутники на відстані 12 000 миль від Землі і має потужність сигналу -127,5 дБм або $178 \cdot 10^{-18}$ Вт. З огляду на ці факти, GPS дивно надійний, але у нього є деякі вразливості. Є кілька конкретних вразливостей, які варто розглянути.

- Сонячні спалахи - атмосферні перешкоди в іоносфері через великі викидів енергії на поверхню сонця
- Глушіння GPS - створення навмисного шуму в діапазоні частот 1,57542 ГГц
- Відмови антени - один з основних відмов компонентів, коли мова йде про системах часу GPS
- Помилки багатопроменевого поширення - затримка через сигнали, відбитих від будівель або гір
- Підміна GPS - коли зловмисник маніпулює сигналами GPS, змушуючи годинник синхронізуватися з підробленим сигналом

На сьогоднішній день немає записів про спуфінгових атаках GPS на годинник в електромережах; тим не менш, підміна GPS є потенційно найсерйознішою вразливістю GPS, оскільки годинник продовжує працювати так, як якщо б вони були заблоковані для GPS, без перемикання в режим утримання (з використанням внутрішнього годинника).

1.7.4. Методи пом'якшення

SEL пропонує кілька рішень для усунення цих потенційних вразливостей GPS.

По-перше, більшість сучасних GPS-приймачів мають вбудовану технологію для усунення помилок багатопроменевого поширення. Для сонячних спалахів, перешкод GPS і збоїв антени годинник будуть відчувати втрату сигналу GPS і перемикатися на свій внутрішній генератор утримання. Для синхрофазоров SEL рекомендує синхронізувати супутникові мережеві годинник SEL-2488 з опцією утримання ОСХО. Цей генератор забезпечує

точність утримання протягом 5 мікросекунд в день і в середньому підтримує похибка в 1 мікросекунду для втрати сигналів GPS протягом 4,8 годин. Осцилятори ОСХО управляється духовкою, і його характеристики не схильні до коливань температури від 0 ° до 50 ° С.

Крім того, SEL-2488 забезпечує захист від спуфінгових атак GPS. SEL-2488 з аксесуаром для двох созвездних антен приймає сигнали від двох супутникових угруповань, GPS і Російської глобальної навігаційної супутникової системи (ГЛОНАСС), для перевірки сигналів часу GPS (див. Малюнок 1.10). Якщо SEL-2488 виявляє невідповідність між GPS і ГЛОНАСС, пристрій подає сигнал тривоги, повідомляє користувача за допомогою автоматичних повідомлень системного журналу і переходить в режим утримання. SEL-2488 - перші в галузі годинник, що забезпечують такі можливості.

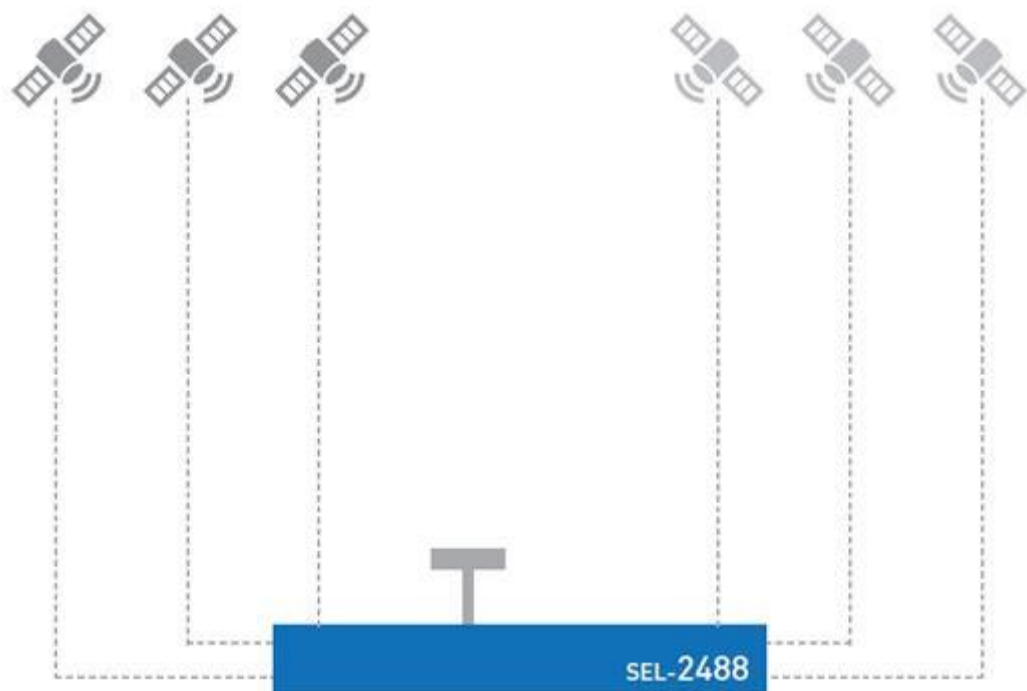


Рис. 1.10. . Перевірка супутникового сигналу SEL-2488.

В якості ще одного рівня захисту, модуль розподілу SEL-3400 IRIG-B підтримує резервні джерела часу (див. Малюнок 4). Якщо якість часу від первинного джерела погіршується, SEL-3400 переключиться на друге джерело часу введення. У січні 2015 року SEL також додасть можливість до SEL-3400,

яка буде порівнювати тимчасові сигнали від двох незалежних вхідних джерел IRIG-B на наявність фазових помилок між опорними імпульсами в верхній частині секунди і даними кадру між двома IRIG- B входи. Ця аутентифікація IRIG-B забезпечить рівень захисту від атак спуфинга GPS, втрати сигналу і т.д.

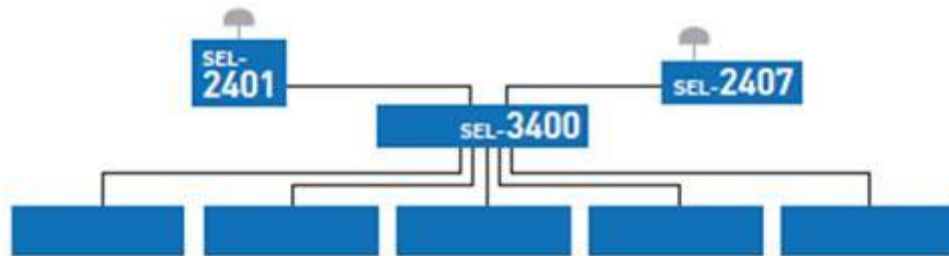


Рис. 1.11. Два джерела підключені до SEL-3400 для резервування.

Інтегрована комунікаційна оптична мережа SEL ICON також допоможе захистити вашу систему. ICON може бути налаштований так, щоб кожен вузол мав свій власний локальний приймач GPS (внутрішній годинник). Мережа вибере найбільш точний джерело часу на основі оцінки точності попередньо визначеної ієрархії призначених джерел годин. Це усуває декілька вразливостей GPS, включаючи збої антени і заклинювання GPS в одному вузлі. Вузли розподілятимуть найкращий час на основі всіх входів часу, які вони отримують, на спадні пристрою.

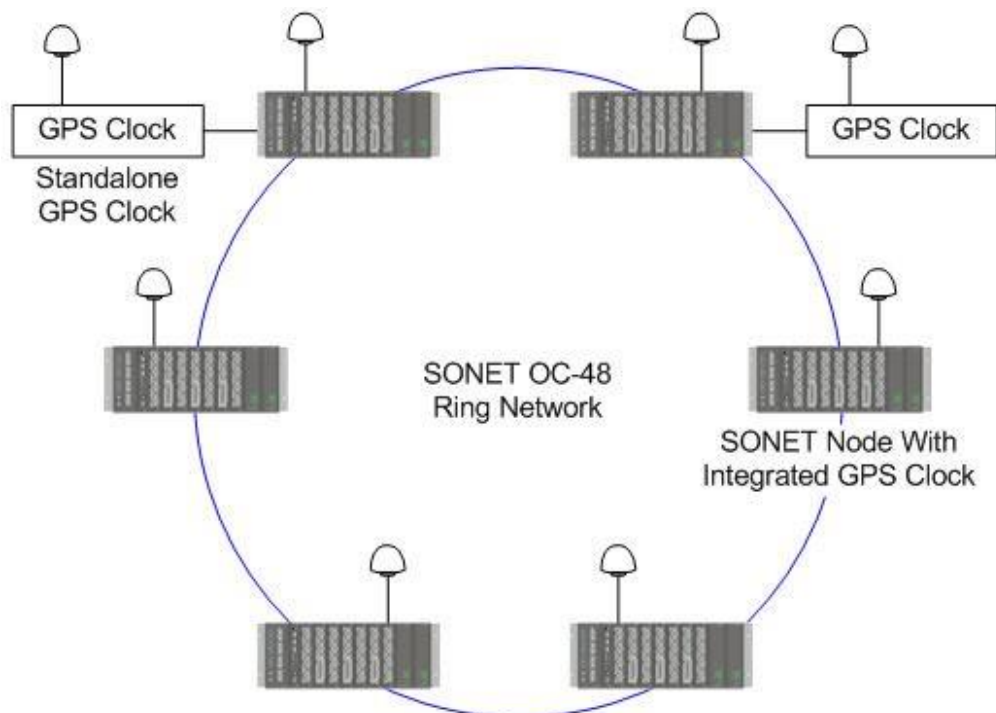


Рис. 1.12. Типовою кільцевою сіткою є SEL ICON SONET.

РОЗДІЛ 2

АНАЛІЗ РОБОТИ ПІДСИСТЕМИ АВТОНАСТРОЙКИ ГЕНЕРАТОРА АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ КОНТРОЛЮ СИГНАЛІВ СИНХРОНІЗАЦІЇ ЧАСУ

2.1. Підготовка технічних вимог до удосконалення автоматизованої системи відстеження синхронізації сигналів часу

За результатами аналізу, який виконано в попередньому розділі, очевидним є зростання питомої ваги інформаційних потоків в автоматизованій системі моніторингу (АСМ) сигналів синхронізації часу (ССЧ) пристроїв синхронізації цифрових сигналів (ПС) автоматизованої системи технічного діагностування (АСМ) засобів передавання синхроінформації в процесі технічної експлуатації у складі сучасних високотехнологічних систем, що виводить на передній план автоматизовану систему, як центральний компонент, що забезпечує вимірювання, передавання, обробку та збереження даних про якість ССЧ.

Зазначимо, що процес вимірювання ССЧ «зводиться до порівняння з одиницею певної фізичної величини з метою отримання кількісної інформації, а за умов контролю фізичний показник порівнюють з його нормою з метою визначення відхилень даного показника (якісна характеристика об'єкта - "придатний" - "непридатний", що відповідно спрощує процес прийняття рішення оператором)» [6].

По суті задачі систем контролю і моніторингу, згідно стандарту, «полягають в проведенні двох основних операцій:

отримання інформації про фактичний стан об'єкта, про ознаки і показниках його властивостей (первинна інформація);

зіставлення первинної інформації з заздалегідь встановленими вимогами, нормами, критеріями (вторинна інформація)».

Отже, процес контролю ССЧ зводиться до перевірки відповідності ознак і показників його властивостей встановленим технічним вимогам [4].

На підставі отриманих за допомогою АСМ даних і здійснюється оперативно-технологічне керування процесом їх технічної експлуатації у складі сучасних високотехнологічних систем. Відомо, що процес керування в системах зі зворотнім зв'язком здійснюється відповідно до програми керування, котра задана для всіх моментів часу. Цей процес полягає у визначенні відхилень поточного стану (часові співвідношення між опорним і контрольованим сигналом синхронізації часу) від стану, передбачуваного на даний момент часу відповідно до програми формування закону керування в АСМ (задаються технічними умовами, нормами, шаблонами тощо), з метою забезпечення заданої якості за умови виконання обмежень на залучені ресурси.

На основі проведеного аналізу можна стверджувати, що ефективність та надійність керування технологічним процесом технічної експлуатації АСМ у складі сучасних високотехнологічних систем залежить від точності та своєчасності отриманої інформації, зібраної за результатами вимірювань засобами АСМ інформаційно-керуючої системи, та переданої оператору-технологу керуючого центру для здійснення функцій керування. Сучасні керуючі системи оперативного керування є складними апаратно-програмними комплексами, які прийнято розділяти на підсистеми, що особливо важливо в контексті досліджень АСМ, як складових технологічного процесу експлуатації у складі сучасних систем електроенергетики країни [6].

Для забезпечення виконання сформульованих задач АСМ повинна мати наступні сервісні можливості. «По-перше, вона повинна візуально відображати в режимі реального часу поточний стан усіх каналів у текстовому форматі (цифровому виді), а також для заданої кількості каналів будувати динамічний графік (зображення - індивідуально для кожного графіку). Обов'язково повинно бути забезпечено автоматичне оновлення візуального відображення. По-друге, АСМ повинна відображати наявність/відсутність аварійних повідомлень (тобто випадків невідповідності показників контрольованих синхросигналів встановленим критеріям) щодо поточного

стану (наявність/відсутність аварії в даний момент часу). Окрім візуалізації повинна бути забезпечена можливість проведення спеціалізованої обробки результатів вимірів, а також децентралізоване зберігання даних за фіксований проміжок часу. По-третє, АСМ повинна забезпечувати безпосередні і достовірні результати контролю якості сигналу синхронізації з централізованим накопиченням даних і візуальним представленням характеристик сигналу у реальному часі в центральному пункті керування» [6].

Розглянемо апаратну структуру АСМ, що складається з телевимірювального модуля (рис. 2.1). Телевимірювальний модуль часових інтервалів (ТВМ) є одним з основних компонентів АСМ, що по суті виконує функції первинного давача (сенсора), який забезпечує первинне перетворення похибки інтервалу часу (контрольованого показника якості ССЧ) в цифровий сигнал заданого формату.

На платі формування вхідних інтерфейсів реалізована схема з використанням системи автопідстроювання фази генератора генератора, що керується напругою, яка формується цифро-аналоговим перетворювачем. Цифрові сигнали, що поступають на входи цифро-аналогового перетворювача, формуються мікроконтролером згідно розроблених алгоритмів керування АСМ. Перевагою такої системи є те, що в процесі її функціонування виконується автоматичне підстроювання частоти керованого генератора під частоту провідного (еталонного) генератора. В результаті автопідстроювання різниця частот і фаз сигналів, які синхронізуються, стає близькою до нуля та може зберігатися певний час при відключенні синхронізуючого сигналу. Важливим є те, що використання цифрових технологій забезпечує можливість "зберігання" значення частоти і фази у випадку відсутності синхронізуючого сигналу. У цьому разі розходження фаз (частот) провідного генератора та генератора, що керується напругою буде обумовлено, в основному, випадковою компонентою нестабільності генераторів. Отже, принциповою складовою частиною підсистеми автопідстроювання фази генератора (ПАФГ)

АСМ є мікроконтролер, цифро-аналоговий перетворювач та високостабільний термостатований кварцовий

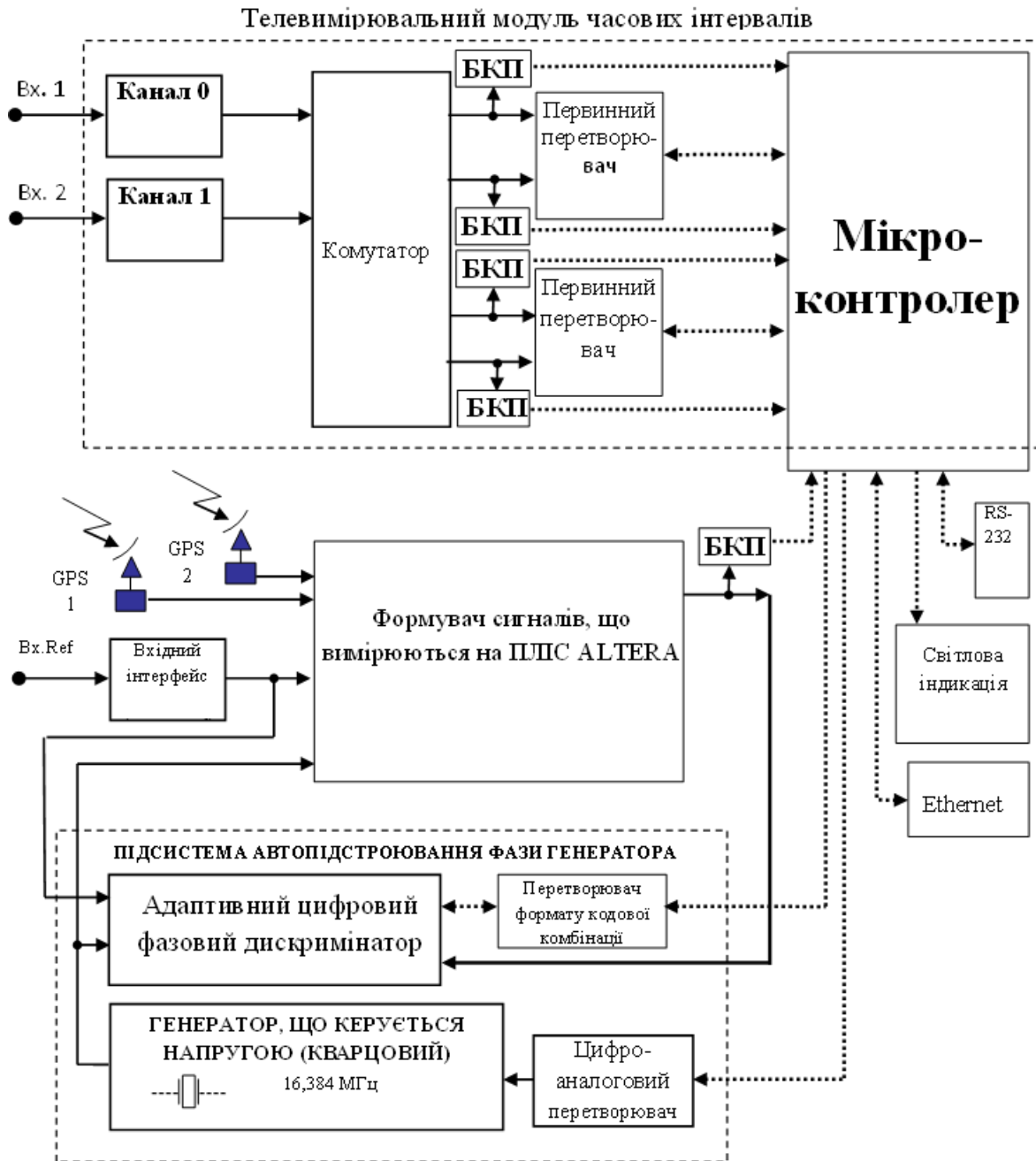


Рис. 2.1. Структурна схема АСМ
БКП – блок контролю періодичності.

2.2. Аналіз характеристик управління і розробка багатофункціональної підсистеми автоматичного регулювання фаз генератора АСМ

Вибір засобу реалізації підсистеми ПАФГ – одне з важливих питань, вирішення яких визначає основні показники якості автоматизованої системи моніторингу (АСМ), а саме такі, як швидкодія, точність, надійність та інші. Формалізація прийняття рішень в умовах оптимізації в задачах проектування технічних систем, до яких відноситься АСМ показників якості ССЧ, пов'язана з пошуком ефективного вирішення з вибору засобів реалізації. У цьому разі якість сучасних підсистем ПАФГ АСМ розглядається як комплексний показник, що залежить від якості виробів електронної техніки, досконалості метрологічного забезпечення і особливостей виробництва [1, 2].

Безумовно, проблеми якості підсистем ПАФГ АСМ мають вирішуватися вже на самих ранніх стадіях і етапах проектування і розробок. Однак наявність у пристроїв АСМ з ПАФГ сукупності технологічних властивостей ще не характеризує їх якість, важливо кількісно оцінити властивості електронних виробів, які складають цю якість. Отже, якість сучасних ПАФГ вирішальною мірою залежить від правильної постановки, методології та технології дослідження, які виконуються на етапах виробництва.

Особливість сучасних підсистем ПАФГ АСМ полягає у тому, що вони представляють собою складні багатофункціональні вироби, зібрані в складних компонувальних складальних технологічних одиницях, об'єднаних міжплатним монтажем, а також засобів і пристроїв відображення інформації та керування, які мають з високою точністю виконувати функції керування, забезпечуючи при цьому надійність.

Розглянемо представлену на рис. 2.2 схему системи ПАФГ, яка використовується для практичної реалізації формування опорного сигналу АСМ [3]. Синхронізуючий сигнал до ПАФГ АСМ може надходити IP-мережею від прецизійних джерел частоти за допомогою обладнання передачі даних з використанням протоколу RTP [3, 4].

Однієї з особливостей роботи системи ПАФГ є наявність нелінійностей

(фазових детекторів з ефектами «насичення» та періодичностями у їх характеристиках) [1-3].

Проблема підвищення якості автоматизованих систем моніторингу ССЧ, нерозривно пов'язана з удосконаленням системи конструкторсько-технологічних та експлуатаційних робіт, спрямованих на поліпшення (оптимізацію) технічних параметрів систем та засобів автопідстроювання фази, поліпшення технологічності в експлуатації, зовнішнього вигляду тощо [5-8].

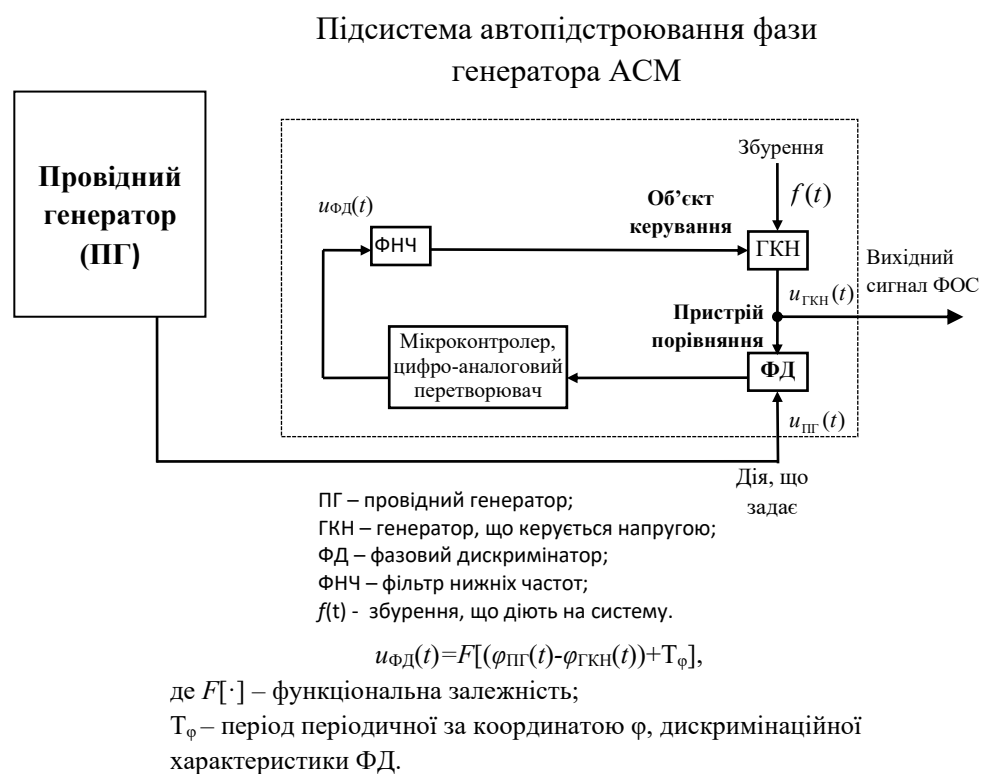


Рис. 2.2. Схема підключення підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ до ПГ

2.3. Моделювання підсистеми самонастроїки генератора АСМ

Вимоги до точності передавання і формування опорного синхросигналу обумовлюють необхідність підвищення якості роботи підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ. Однією із вимог до робочих

характеристик підсистеми автопідстроювання фази генератора є оптимальне за швидкодією входження в синхронізм, що можливо забезпечити мінімальною тривалістю перехідних процесів [5]. Виконаємо оптимізацію за швидкодією ПАФГ, у якій генератор виконаний у вигляді кварцового генератора, що керується напругою (ГКН). Оптимізація буде виконуватись з метою покращення якісних показників опорного синхросигналу і, як наслідок, підвищення точності і достовірності автоматизованої системи моніторингу ССЧ [5, 6].

В підсистемі автопідстроювання фази генератора АСМ, синхронізуючий сигнал, який подається на перший вхід фазового дискримінатора (ФД) (рис. 2.2) і сигнал, що формується ГКН (подається на другий вхід ФД), синхронізуються за рахунок керування його частотою. Керуюча дія формується на основі різниці фаз (це є похибка), що вимірюється фазовим дискримінатором, за рахунок організованого зворотного зв'язку (керування відбувається за відхиленням). При такій побудові підсистеми, сутність керування ГКН полягає у точному автопідстроюванні фази сигналів, які поступають на входи ФД, де порівнюються і перетворюються в керуючу дію. Уразі реалізації ФД сутність керування ГКН полягає у точному автопідстроюванні фази сигналів, які поступають на входи ФД, де порівнюються і перетворюються в кодову комбінацію придатну для цифрової обробки мікроконтролером. ГКН керується напругою, яка формується цифро-аналоговим перетворювачем (ЦАП) на основі кодової комбінації прийнятої від мікроконтролера, який отримує інформацію від ФД.

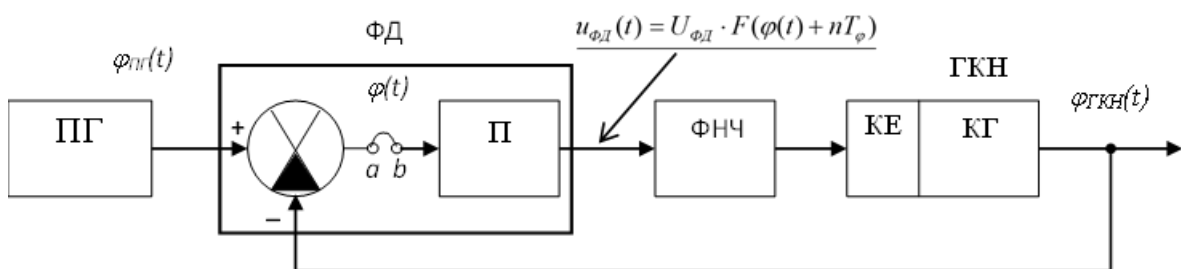


Рис. 2.3. Функціональна схема підсистеми автопідстроювання

Наведена на рис. 2.2 схема підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ є вихідною для розробки функціональної схеми. При розробці функціональної схеми вважатимемо провідний генератор ідеальним, тобто таким, у якого вихідний сигнал має абсолютно стабільне значення частоти і відсутній фазовий шум [9]. Припустимо, що збурення, що діють на підсистему автопідстроювання фази генератора АСМ, не значні і їх вплив відсутній, тобто $f(t)=0$. Відсутні також мікроконтролер та ЦАП, тобто припустимо, що вони ідеальні. З урахуванням зазначених умов функціональна схема ПАФГ генератора, що керується напругою, ФОС БПП матиме вид, який представлено на рис. 2.3 [1,2,8]. На даній схемі генератор ГКН, зображено у вигляді двох складових, а саме керуючого елементу (КЕ) та кварцового генератора (КГ), що керується напругою. По суті ГКН є генератором, який формує періодичний сигнал $u_{ГКН}(t)$ і синхронізується від сигналу провідного (еталонного) генератора (ПГ) $u_{ПГ}(t)$ за рахунок автопідстроювання фази генератора (рис. 2.2). На рис. 2.3 позначено: ПГ – провідний генератор (генератор, що представлений на рис. 2.2); ФД – фазовий дискримінатор; П – перетворювач фазової похибки системи у сигнал керуючої дії; ФНЧ – фільтр нижніх частот (ФНЧ); КЕ – керуючий елемент; КГ – кварцовий генератор, що керується напругою; ГКН – генератор, що керується напругою; $u_{ФД}$ – сигнал на виході ФД; $\varphi(t) = \varphi_{ПГ}(t) - \varphi_{ГКН}(t)$ – похибка підсистеми автопідстроювання фази; $\varphi_{ПГ}(t)$ і $\varphi_{ГКН}(t)$ - фази сигналів ПГ $u_{ПГ}(t)$ і ГКН $u_{ГКН}(t)$. Для дослідження динамічних властивостей підсистеми ПАФГ АСМ необхідно побудувати її математичну модель. Для цього потрібно представити складові, які зображені на функціональній схемі підсистеми ПАФГ АСМ, у вигляді відповідних динамічних ланок. Математична модель підсистеми ПАФГ АСМ матиме вид, який представлено на рис. 2.4 [1, 2]. Фазовий дискримінатор ФД, який виконує математичну функцію віднімання, описується рівнянням: $\varphi(t) = \varphi_{ПГ}(t) - \varphi_{ГКН}(t)$. Різниця фаз $\varphi(t)$ підсистеми ПАФГ АСМ в загальному випадку зв'язана з значенням

різниці частот $\omega(t)$ відповідно сигналів ГКН $\omega_{\text{ГКН}}(t)$ і ПГ $\omega_{\text{ПГ}}(t)$ виразом:

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \int (\omega_{\text{ПГ}} - \omega_{\text{ГКН}}) dt$$

де φ_0 – різниця фаз підсистеми ПАФГ АСМ при $t=0$.

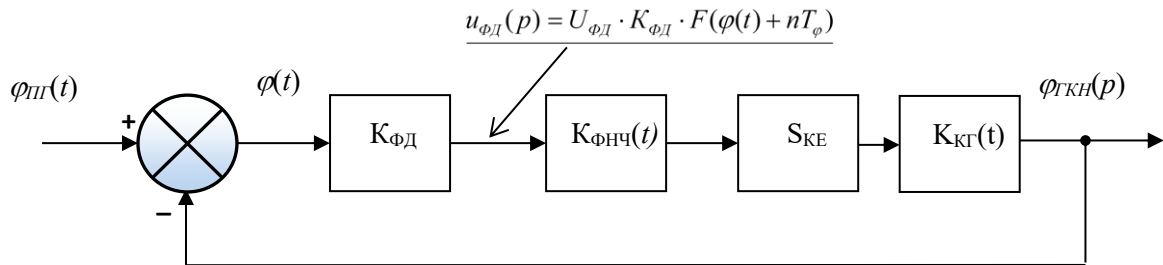


Рис. 2.4 Математична модель підсистеми ПАФГ АСМ

Математичну модель замкнутої підсистеми ПАФГ АСМ можна представити у вигляді системи рівнянь [1, 2]:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi(t)}{dt} = \Omega_{\text{П}} - u_{\text{ФД}}(t) K_{\text{ФНЧ}}(t) S_{\text{КЕ}} K_{\text{КГ}}(t); \\ \varphi(t) = \varphi_{\text{ПГ}}(t) - \varphi_{\text{ГКН}}(t); \\ u_{\text{ФД}}(t) = U_{\text{ФД}} K_{\text{ФД}} F(\varphi(t) + nT_{\varphi}); \\ U_{\text{ФДмін}} \leq U_{\text{ФД}} \leq U_{\text{ФДмакс}}; \\ -1 \leq F(\varphi(t) + nT_{\varphi}) \leq 1, \end{cases} \quad (2.1)$$

де $\varphi(t)$ – фазова похибка підсистеми ПАФГ АСМ;

t – час (змінна);

$\Omega_{\text{П}}$ – початкове розлаштування ГКН підсистеми ПАФГ АСМ відносно ПГ;

$S_{\text{КЕ}}$ – крутизна характеристики керуючого елемента підсистеми ПАФГ АСМ;

$u_{\text{ФД}}(t)$ – керуюча дія (сигнал на виході ФД підсистеми ПАФГ АСМ);

$K_{\text{ФНЧ}}(t)$ – коефіцієнт передачі фільтра нижніх частот (ФНЧ);

$K_{\text{КГ}}(t)$ – коефіцієнт передачі кварцового генератора підсистеми ПАФГ АСМ, що керується напругою;

$\varphi_{\text{ПГ}}(t)$ і $\varphi_{\text{ГКН}}(t)$ – відповідно фаза провідного (еталонного) генератора (ПГ) і ГКН підсистеми ПАФГ АСМ;

$U_{\text{ФД}}$ – екстремальне значення сигналу керуючої дії на виході ФД підсистеми ПАФГ АСМ;

$K_{\text{ФД}}$ – коефіцієнт передачі ФД підсистеми ПАФГ АСМ;

$F(\varphi + nT_\varphi)$ – нормована періодична характеристика ФД з коефіцієнтом періоду n ;

$U_{\text{ФДмакс}}$ і $U_{\text{ФДмін}}$ – відповідно максимальне і мінімальне значення сигналу на виході ФД підсистеми ПАФГ АСМ;

T_φ – період, періодичної за координатою φ , дискримінаційної характеристики ФД підсистеми ПАФГ АСМ.

Приклад дискримінаційної характеристики фазового дискримінатора підсистеми ПАФГ АСМ, яка періодична з періодом 2π , наведено на рис. 2.5 [1, 2, 9, 18, 21, 22]. Періодичність за координатою φ прямокутної статичної дискримінаційної характеристики ФД підсистеми ПАФГ АСМ обумовлена періодичністю у часі цифрових тактових сигналів, що поступають на його входи.

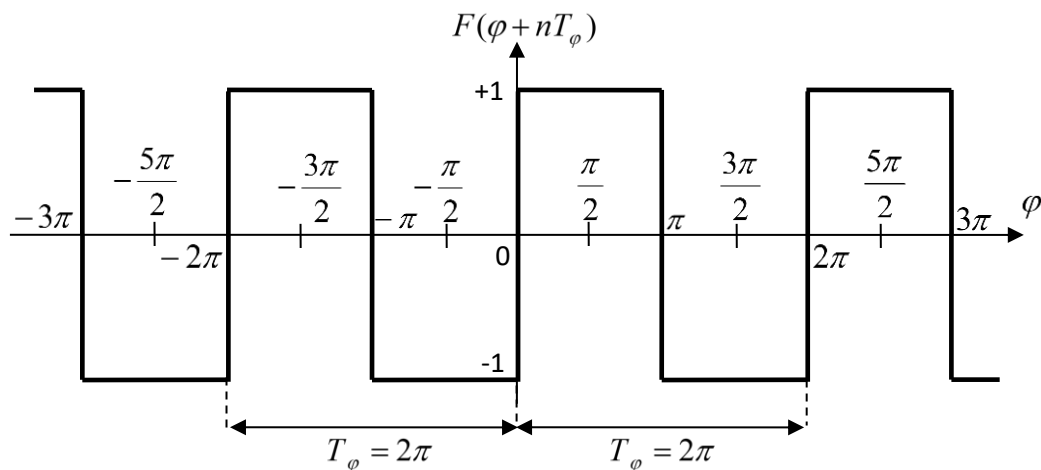


Рис. 2.5. Прямокутна нормована статична характеристика ФД підсистеми ПАФГ АСМ, яка періодична з періодом 2π

Нормована статична дискримінаційна характеристика ФД підсистеми ПАФГ АСМ, яка наведена на рис. 2.5, може бути записана у вигляді [1, 2]:

$$F(\varphi + nT_\varphi) = \text{sign} \sin(\varphi + nT_\varphi) \forall n = \overline{-\infty, +\infty}. \quad (2.2)$$

Специфікою математичної моделі виду (2.1) є врахування періодичності за фазовою координатою керуючої дії, яка формується ФД. Новими є дослідження оптимальних за швидкістю підсистем ПАФГ ГКН АСМ, які враховують керуючі дії з періодичностями, що обумовлені періодичністю дискримінаційної характеристики ФД підсистеми ПАФГ АСМ.

РОЗДІЛ 3

ОПТИМІЗАЦІЯ ПІДСИСТЕМИ АВТОМАТИЧНОГО РЕГУЛЮВАННЯ ФАЗ ГЕНЕРАТОРА АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ КОНТРОЛЮ СИГНАЛІВ СИНХРОНІЗАЦІЇ ЧАСУ

3.1. Оптимізація за швидкістю ПАФГ без ФНЧ

Рішення задачі аналізу оптимальних перехідних режимів фазової саморегулювальної підсистеми генератора зводиться до вирішення системи рівнянь (2.1) при різних початкових умовах з урахуванням закону оптимального періодичного керування $u_{\phi d}(t)$. Для отримання цього рішення необхідно представити оптимальний характер перехідного процесу у вигляді окремих (параметричних) рівнянь через відповідні інтервали оптимального керуючого впливу. Дане рішення справедливо для всіх оптимальних інтервалів руху за заданим алгоритмом управління. Тривалість інтервалів оптимальних перехідних процесів знаходять з оптимальних рішень шляхом визначення моментів їх ініціації і, отже, закінчення. Необхідно також знайти координати всіх можливих точок перемикання керуючого впливу в площині фаз.

Пропонується, щоб вивчення підсистеми PFAГ проводилося в три етапи: на першому етапі будуть проводитися аналітичні дослідження. На другому етапі буде синтезована оптимальна підсистема з формуванням вимог до структури і представлені пропозиції щодо її впровадження. На останньому етапі буде проведено імітаційне моделювання з використанням програмного забезпечення пакету MATLAB/Simulink для експериментального підтвердження результатів, отриманих у моделі.

Спочатку розглянемо та проаналізуємо відомі результати аналітичних досліджень та встановлені аналітичні залежності, які використовуються для формування оптимального закону керування підсистемою ПФАГ, який описується диференціальним рівнянням першого порядку.

Така підсистема має ряд важливих властивостей, завдяки яким використовується на практиці в сукупності зі складними підсистемами вищого порядку [6,7,10]. Перш за все, слід зазначити, що найпростіший лінеаризований модельний аналіз підсистеми самонастройки генератора АСМ ґрунтується на можливості точного вирішення його рівнянь. Збільшення порядку саморегулюючої підсистеми генератора АСМ, за рахунок збільшення числа інерційних елементів, не завжди бажано, оскільки це знижує стабільність і збільшує тривалість перехідних процесів і не завжди підвищує завадостійкість [6]. З іншого боку, в процесі реалізації підсистеми фазової автонастройки генератора АСМ з використанням сучасної цифрової електроніки актуальні дослідження, що враховують обмеження, пов'язані з наслідками процесів дискретизації і кількісного визначення інформаційних сигналів. Крім того, характеристика, пов'язана з періодичністю керуючого впливу як функція фазової координати фазового дискримінатора ПД, повинна враховуватися в процесі дослідження підсистеми автоперебудови фаз фазового дискримінатора ПД (рис. 2.2). Керуюча дія: Напруга на виході підсистеми ФД для автоматичного регулювання фаз генератора АСМ є періодичною функцією різниці фаз

$$\varphi(t) = \varphi_{ПГ}(t) - \varphi_{ГКН}(t) . \quad (3.1)$$

Зазначена періодичність є наслідком того, що підсистема самонастроювання генератора АСМ має нескінченно підраховане число стабільних станів рівноваги, яке визначається частотою різниці фаз ПФАГ:

$$\varphi = \varphi + nT_{\varphi}, T_{\varphi} \geq 2\pi, \forall n = \overline{-\infty, +\infty} . \quad (3.2)$$

Крім заданої періодичності підсистеми авторегулювання фаз генератора АСМ, необхідно враховувати фактичне обмеження крайніх значень керуючої дії типу «насичення»:

$$U_{\PhiД\min} \leq u_{\PhiД}(t) \leq U_{\PhiД\max} . \quad (3.3)$$

Тому в реальному ПФАГ АСМ, крім обмеження на часовий інтервал

керуючого впливу, існує обмеження по амплітуді заданої дії.

Для досліджуваної підсистеми автоматичного регулювання фази генератора АСМ прокоментуємо модель і сформулюємо постановку задачі оптимізації. У підсистемі автоматичного регулювання фаз генератора АСМ першого порядку фільтр низьких частот (ФНЧ) має нескінченну смугу пропускання, тобто $FFNF(t)=1$. Беручи до уваги параметр ФНЧ підсистеми автоматичного регулювання фаз генератора АСМ з нескінченною смугою пропускання та значення коефіцієнта передачі FD $KFD=1$ та коефіцієнта передачі CG $KCG=1$, математична модель PFAГ (2.1) матиме вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\varphi(t)}{dt} = \Omega_{\Pi} - u_{\text{ФД}}(t)S_{\text{КЕ}}; \\ \varphi(t) = \varphi_{\Pi}(t) - \varphi_{\text{ГКН}}(t); \\ u_{\text{ФД}}(t) = U_{\text{ФД}}F(\varphi(t) + nT_{\varphi}); \\ U_{\text{ФДмін}} \leq U_{\text{ФД}} \leq U_{\text{ФДмакс}}; \\ -1 \leq F(\varphi(t) + nT_{\varphi}) \leq 1. \end{array} \right. \quad (3.4)$$

Сформулюємо задачу оптимальної швидкості керування підсистемою автоматичного регулювання фаз генератора АСМ з принципом керування відхиленням, за умови, що керуючим впливом на об'єкт підсистеми є сигнал на виході ФД $u_{\text{ФД}}(\varphi, t) = U_{\text{ФД}}F(\varphi(t) + nT_{\varphi})$, яка утворюється в результаті обробки сигналу різниці фаз. $\varphi(t) = \varphi_{\Pi}(t) - \varphi_{\text{ГКН}}(t)$

Припустимо, що в момент часу $t = t_0$ (початку процесу) підсистема автоустановки фаз генератора АСМ, яка описується системою рівнянь (3.4), знаходиться в стані, що визначається початковими умовами. Це необхідно, щоб підсистема досягла стійкого рівноважного стану в момент часу t_K при допустимому значенні періодичного керуючого впливу $u_{\text{ПД}}(\varphi, t)$ з урахуванням умови мінімізації інтегрального критерію оптимальності, що відбувається у вигляді наступної функціональності

$$\Theta = \int_{t_0}^{t_k} 1 \cdot dt \Rightarrow \min. \quad (3.5)$$

Спочатку вирішимо задачу оптимального регулювання швидкості автоматичного регулювання фази генератора АСМ при наступних умовах. У момент часу $t = t_0$ (вихідне положення) підсистема (3.4) знаходиться в стані, що визначається початковими умовами, а саме фазою $\varphi(0) = \varphi_0(0)$, $\Omega N(0) = 0$. Підсистема автоматичного регулювання фази генератора АСМ за мінімальний час (мінімальне значення інтегрального критерію оптимальності) від початкового положення до кінцевого, де значення фази буде дорівнювати $\varphi(t_k) = 0$, $\Omega P(t_k) = 0$.

Для визначення оптимального закону управління по швидкості в підсистемі самотройки генератора АСМ будемо використовувати результати аналітичних досліджень, наведених в [4,8]. Складемо функцію Гамільтона за першим рівнянням системи (3.4), яке описує фазово-автоналаштувальну підсистему генератора АСМ:

$$H = \Psi_1[\Omega_{II} - u_{FD}(t)S_{KE}] - 1, \quad (3.6)$$

а також додаткове диференціальне рівняння для вхідної допоміжної змінної Ψ_1 :

$$\frac{d\Psi_1}{dt} = \frac{dH}{d\varphi} = 0. \quad (3.7)$$

Розв'язавши диференціальне рівняння (3.7), отримаємо рівняння допоміжної змінної Ψ_1 :

$$\Psi_1 = const. \quad (3.8)$$

За завданням оптимізації швидкості підсистеми автоматичного регулювання фаз генератора АСМ необхідно знайти такий закон управління (зміна величини $uFD(t)$ - напруги на виході FD), який дає, в результаті спільного рішення рівнянь (3.6) і (3.7), таку траєкторію руху $\varphi(t)$, для якого значення H у всіх його точках будуть максимальними. При цьому функція Гамільтона H в рівнянні (3.6) повинна мати максимальне керуюче дію: $uFD(t)$ (напруга на виході підсистеми ДП для автоматичного регулювання фази генератора АСМ). Знайдений закон керування $uFD(t)$ і відповідний шлях $\varphi(t)$

якраз і є оптимальним керуванням за частотою обертання в підсистемі автоматичного регулювання фаз генератора АСМ першого порядку.

У підсистемі автонастройки фази генератора АСМ ми спочатку врахуємо тільки обмеження по амплітуді керуючого впливу типу «насичення». Тоді для забезпечення максимуму функції Гамільтона (3.6) за допомогою $uFD(t)$ необхідно, щоб напруга на виході підсистеми ПД автоперебудови фаз генератора АСМ визначалася з рівняння [3, 4]:

$$u_{\Phi D}(t) = U_{\Phi D_{екстр}} \operatorname{sign}(S_{KE} \Psi_1), \quad (3.9)$$

де U_{FDextr} дорівнює граничним значенням нерівності в системі рівнянь (3.4).

Якщо припустити симетрію ознаки ПД по відношенню до осі абсциси, яка може бути реалізована в підсистемі фазової самонастройки генератора АСМ, то вірно наступні співвідношення:

$$|U_{FDmax}| = |U_{\Phi DM}|, \quad U_{FDextr} = U_{FDmax}, \quad (3.10)$$

а отриманий закон керування (3.10) є законом оптимального керування за частотою обертання в підсистемі регулювання фаз генератора АСМ без ФНЧ.

За отриманим законом оптимального керування $uFD(t)$ з урахуванням другого рівняння системи (3.2) визначено формулу нормованої характеристики підсистеми ДП автоматичного регулювання фаз генератора АСМ:

$$F(\varphi(t) + nT_{\varphi}) = \operatorname{sign}(S_{KE} \cdot \Psi_1). \quad (3.11)$$

Скористаємося результатами аналітичних досліджень, наведених у [8,4]. За цих умов для оптимального керуючого керуючого сигналу $uPD(t)$ в підсистемі автоналаштування фаз генератора АСМ можна записати наступний закон:

$$u_{\Phi D}(t) = U_{екстр} \operatorname{sign} \varphi_0, \quad (3.12)$$

де φ_0 - початкове значення фазової похибки $\varphi(t)$.

Тип стандартної функції підсистеми ФД для автоматичного регулювання фаз генератора АСМ в цьому випадку повинен бути наступним:

$$F(\varphi(t) + nT_\varphi) = \text{sign}\varphi_0 \quad (3.13)$$

Вже можна сформулювати вимоги до характерної форми підсистеми ПД автоматичного регулювання фаз генератора АСМ. Тобто характеристика підсистеми ПД автоматичної настройки фаз генератора АСМ повинна бути змінною, причому протягом тривалості оптимальних перехідних процесів характеристика ПД постійна, в той час як керуюча дія $uPD(t)$ - екстремальне, і її знак визначається знаком різниці фаз $\varphi(t) = \varphi_{ПГ}(t) - \varphi_{ГКН}(t)$ в підсистемі автоматичного регулювання фаз генератора АСМ.

Сформуємо за аналітично отриманим законом керування оптимальні за швидкістю обертання фазово-саморегулюючі підсистеми генератора АСМ, вимоги до її елементів з метою реалізації на практиці. А саме, по-перше, сигнал на виході ПД під час розрахунку фазової похибки (частоти) в підсистемі автоматичного регулювання фаз генератора АСМ повинен мати максимальне $uPD(t) = +U_{FDextr}$, або мінімальне значення $uPD(t) = -U_{FDextra}$, в залежності від початкового стану підсистеми. Згідно з теоремою про n діапазонів оптимальної швидкості руху для фазової підсистеми самонастройки генератора АФМ без ФНЧ (першого порядку) маємо інтервал руху [8,9]. Наслідком цього є те, що нормалізована характеристика підсистеми автоустановки фаз генератора АСМ $F(\varphi(t), nT_\varphi), \forall n = -\infty, +\infty$ повинна бути для оптимального інтервалу руху неперіодичною функцією часу. Отже, керуючий сигнал в підсистемі автоматичного регулювання фаз генератора АСМ повинен приймати постійне значення, що дорівнює максимальній амплітуді $uPD(t) = +U_{PDextr}$ або мінімальному $uPD(t) = -U_{PDextr}$ в залежності від початкового стану.

Згідно з сформульованими вимогами очевидно, що для реалізації оптимальних за швидкістю перехідних процесів в підсистемі регулювання фаз генератора АСМ необхідно розробити РП з керованою формою дискримінуючої характеристики [5, 6], а саме:

$$F(\varphi(t), nT_\varphi, \sigma), \forall n = -\infty, +\infty, \quad (3.15)$$

де σ - керуючий сигнал, що забезпечує можливість зміни форми дискримінуючої характеристики ФД протягом тривалості оптимального перехідного процесу Θ_{opt} в фазовій саморегулюючій підсистемі генератора АСМ.

3.2. Розроблення функціональної схеми оптимальної за швидкодією ПАФГ без ФНЧ АСМ з цифровим фазовим дискримінатором на базі методу імітаційного моделювання

Згідно задачі другого етапу розробки оптимальної за швидкодією ПАФГ створимо структуру і відповідні схеми для побудови адаптивного цифрового фазового дискримінатора (АЦФД), що забезпечить формування заданого виду дискримінаційної характеристики ФД, яке повинно здійснюватися каналом керування (додатковим входом ФД) для формування оптимальної керуючої дії підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ. Також розробимо алгоритм функціонування оптимальної за швидкодією підсистеми.

Функціональна схема оптимальної за швидкодією підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ, що має два ієрархічних рівня керування і АЦФД, зображена на рис. 3.1. На додатковий вхід АЦФД надходить сигнал переключення $\sigma(t)$, що забезпечує керування формою дискримінаційної характеристики фазового дискримінатора на тривалість оптимального за швидкодією перехідного процесу в залежності від знаку фазової похибки підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ. Канал керування ФД забезпечує за Θ_{opt} найшвидший перехід підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ в положення стійкої рівноваги.

Для ефективного забезпечення практичної реалізації заданого виду дискримінаційної характеристики ФД підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ доцільно використати сучасні технології цифрової обробки сигналів та відповідно сучасні апаратні засоби. Такий підхід дає можливість представити АЦФД, який матиме цифрові входи і виходи, у вигляді узагальненої схеми пристрою, що наведена на рис. 3.2.

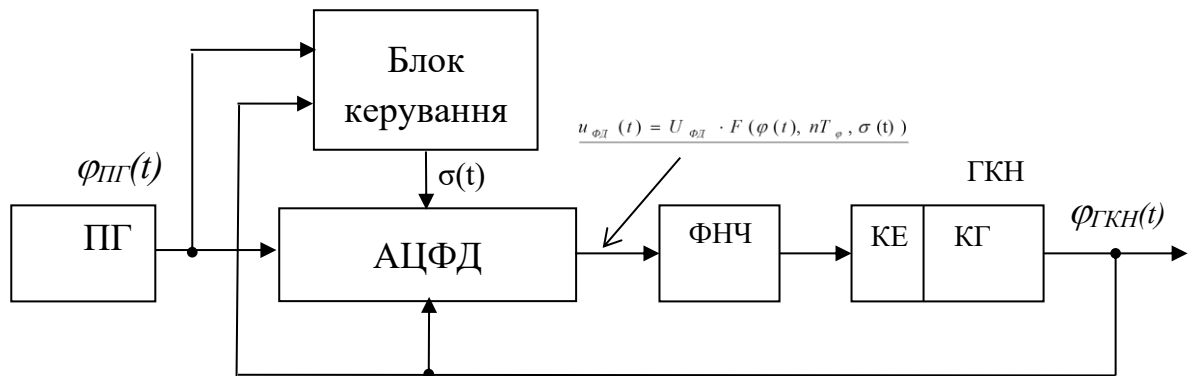


Рис. 3.1. Функціональна схема оптимальної за швидкістю підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ

Для забезпечення розширення функціональних можливостей щодо керування дискримінаційною характеристикою ФД підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ, передбачена наявність k-входів каналу керування, на які можуть надходити сигнали даних, представлені у виді відповідних цифрових кодових комбінацій [9].

Згідно схеми, що наведена на рис. 3.1, розроблено узагальнену схему АЦФД (рис. 3.2).

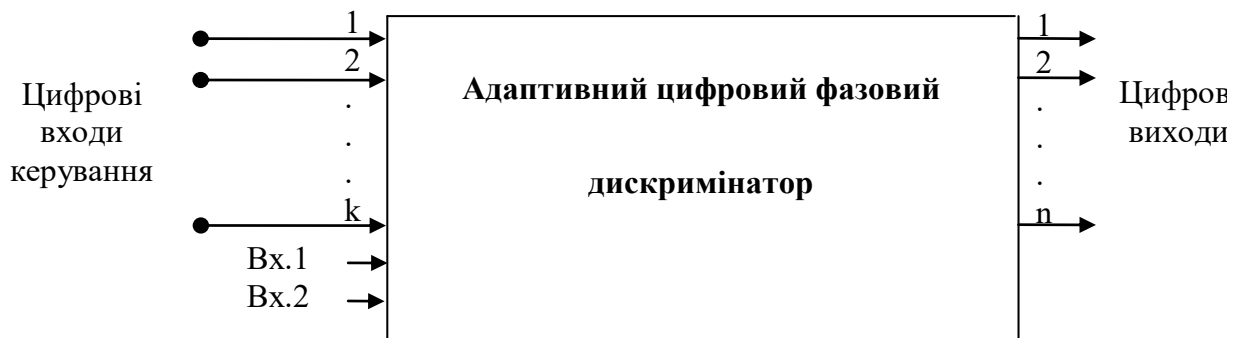


Рис. 3.2. Узагальнена схема АЦФД

АЦФД забезпечує адаптивно-кероване формування кодової комбінації про величину кута зсуву фази (різниці часу) двох взаємно незалежних періодичних імпульсних послідовностей в цифровому виді [9,10].

Адаптивний цифровий фазовий дискримінатор, містить «вхід, на який подається сигнал першої вхідної імпульсної послідовності (Вх.1) та вхід на який подається сигнал другої вхідної імпульсної послідовності (Вх.2), а також К-входи попередньої установки лічильника імпульсів (нумеровані 1...k), що є К цифровими входами попередньої установки коду (оптимального переключення $\sigma(t)$) пристрою і n-виходів - цифрових виходів пристрою, на яких формується кодова комбінація, що відповідає часовій неузгодженості між першою і другою вхідними імпульсними послідовностями» [5,6].

АЦФД працює в такий спосіб: перша вхідна імпульсна послідовність надходить на вхід Вх.1, друга вхідна імпульсна послідовність надходить на вхід Вх.2 АЦФД (рис. 3.2). Кодова комбінація, що буде формуватися на його виходах 1...n, відповідає величині зсуву фази між вхідними імпульсними послідовностями і є представленням у виді кодової комбінації вимірної різниці фаз [5,6].

На додаткові К-входи (нумеровані 1, 2...k), які є К цифровими входами установки коду АЦФД, подають код, що відповідає необхідному значенню початкового стану адаптивного цифрового фазового дискримінатора підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ. Можливість зміни початкового стану АЦФД дозволяє забезпечити, в необхідний момент часу, формування кодової комбінації про величину кута зсуву фази двох взаємно незалежних періодичних імпульсних послідовностей. Отримана кодова комбінація після оброблення в мікроконтролері і передачі даних до цифро-аналогового перетворювача формує значення напруги, яка подається на вхід ГКН підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ.

Використання АЦФД в підсистемі автопідстроювання фази генератора АСМ забезпечує керування формою характеристики ФД на тривалість перехідного процесу в залежності від знаку фазової похибки підсистеми.

Канал керування ФД забезпечує найшвидше й точне попадання відображаючої точки підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ в положення стійкої рівноваги і таким чином в підсистемі реалізується оптимальне керування.

Для підтвердження отриманих аналітичних результатів, на третьому етапі розроблення, виконаємо імітаційне моделювання створеної схеми підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ з необмеженою смугою пропускання ФНЧ. На рис. 3.3, для порівняння, представлені дві імітаційні моделі: створеної схеми підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ з необмеженою смугою пропускання ФНЧ та АЦФД (оптимальна за швидкодією), а також не оптимізованої схеми (традиційною). Схеми імітаційного моделювання розроблені з використанням пакету програм Simulink/MATLAB. На рис. 3.3 ГКН підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ представлено у виді інтегратора з надписом «DCG». На цьому рисунку фазовий дискримінатор представлено з надписом «PD», адаптивний цифровий фазовий дискримінатор з цифро-аналоговим перетворювачем – «ADPD», мікроконтролер – «Control unit».

На рис. 3.4 наведені осцилограми перехідного процесу, які отримані в результаті імітаційного моделювання в оптимальній (схема, що розташована вище) та не оптимальній підсистемі автопідстроювання фази генератора АСМ (нижня схема). З рис. 3.4 можна зробити наступні висновки. В традиційній підсистемі (рис. 3.3, нижня схема) перехідний процес описується кривою лінією, що прямує до точки стійкої рівноваги. Отже, в традиційній підсистемі автопідстроювання фази генератора АСМ фазове розлаштування підсистеми асимптотично зменшується до нуля, при цьому тривалість перехідного процесу становитиме величину приблизно 4 с (рис. 3.4, традиційна).

В оптимальній за швидкодією підсистемі автопідстроювання фази генератора АСМ (рис. 3.4, верхня схема) перехідний процес описується прямою лінією, що направлена до точки стійкої рівноваги, яка також відповідає нульовому значенню фазового розлаштування. В оптимальній за

швидкодією підсистемі автопідстроювання фази генератора АСМ тривалість перехідного процесу становитиме величину $\Theta = 1 \text{ с}$.

За результатами імітаційного моделювання з використанням пакету програм Simulink/MATLAB стає очевидним те, що в створеній оптимальній за швидкодією підсистемі автопідстроювання фази генератора АСМ тривалість перехідного процесу є меншою ніж в традиційній схемі. Перехідний процес має форму прямої, при цьому тривалість його мінімальна, а відповідно підсистемі автопідстроювання фази генератора АСМ є оптимальною за швидкодією.

Отже, використання АЦФД в підсистемі автопідстроювання фази генератора АСМ забезпечує керування формою характеристики ФД, тобто адаптацію структури підсистеми, на тривалість перехідного процесу в залежності від знаку фазової похибки підсистеми. В свою чергу, канал керування АЦФД забезпечує найшвидший перехід підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ в положення стійкої рівноваги і, як наслідок, в підсистемі реалізується оптимальне за швидкодією керування.

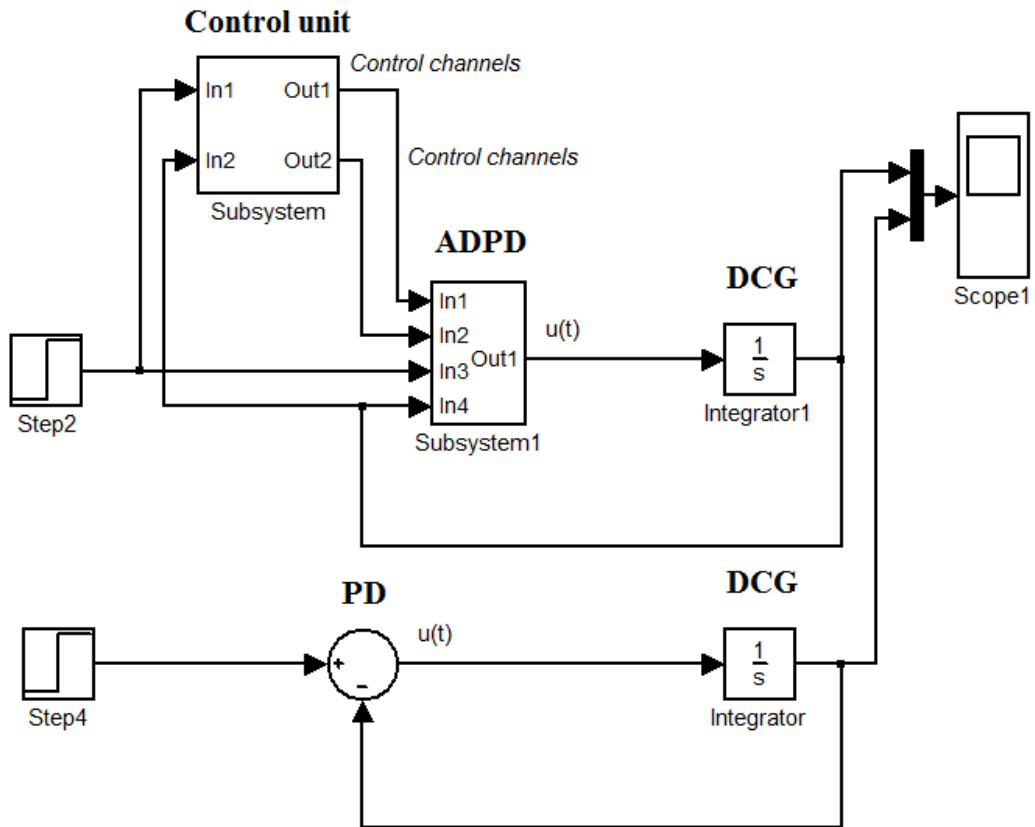


Рис. 3.3. Імітаційні моделі підсистеми автопідстроювання фази генератора АСМ з необмеженою смугою пропускання ФНЧ [верхня підсистема з АЦФД «ADPD», нижня - з ФД «PD»]

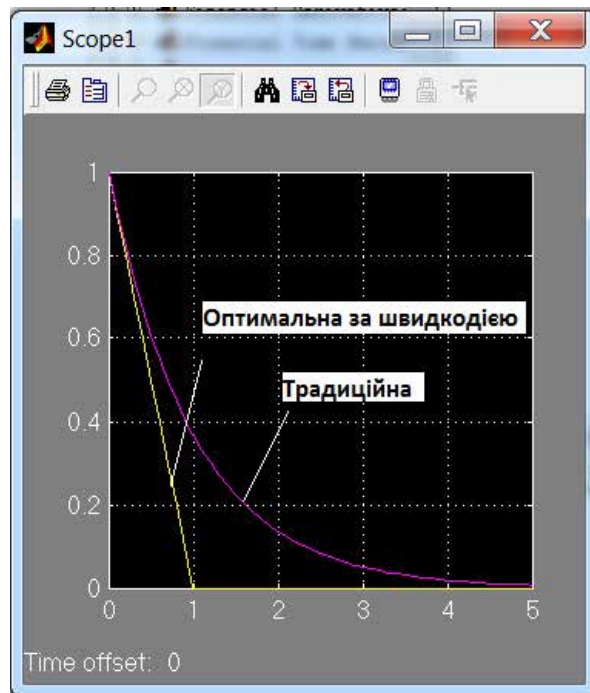


Рис. 3.4. Осцилограми сигналів на виходах РАФГ АФМ з необмеженою смугою пропускання ФНЧ (початкова похибка фази = $\varphi_0 1$)

3.3. Експериментальні дослідження в програмному середовищі Simulink оптимального LPF-Free PAFG AFM

Ми виконаємо моделювання з використанням програмного середовища Simulink і виконаємо експериментальні дослідження підсистеми автонастройки швидкості, оптимізованої для фази генератора AFM, яка має два ієрархічних рівня управління, а також ФНЧ з необмеженою пропускнуою здатністю і АСФД.

3.5 представлені дві імітаційні моделі в програмному середовищі Simulink: підсистема автоматичного регулювання фаз генератора AFM з оптимальною швидкістю (аналогічна моделю, показаної на схемі вище на рис. 3.3) і класична (не оптимізована) модель, в якій статична характеристика ПД має синусоїдальну форму. На рисунку 3.5 фазовий дискримінатор ПД представлений у вигляді наступних трьох блоків: порівняння, підсилювача "Gain1" і блоку тригонометричних функцій, який налаштований на реалізацію синусоїдальної залежності його вихідного значення від вхідного. GCN "DCG" оптимізованої схеми підсистеми самонастройки генератора АСМ з АКФД на схемі на рис.3.5 реалізована за допомогою блоку "Інтегратор1", а в традиційній схемі підсистеми автоматичного регулювання фаз генератора АСМ з ФД аналогічний генератор реалізований за допомогою блоку "Інтегратор".

Для виконання дослідження підсистеми самонастройки генератора АСМ в просторі станів в площині фаз в схему були введені блоки диференціювання «Похідні» і конструктори графів «XY Graph». "Блоки диференціювання "Похідна" і "Похідна1" забезпечують формування сигналу, що відповідає фазовій похідній $\varphi_{ГКН}(t)$ сигналу GCN, керованої напругою "DCG". На графіку, що відображається у вікні XY Graph, значення фазової похибки підсистеми автоматичного регулювання частоти GCN – по осі φ_X відображаються, а значення її похідної, тобто ω , виводяться вздовж осі Y.

3.6 - На рисунку 3 наведені результати експериментальних досліджень підсистеми самонастройки генератора АСМ з необмеженою смугою

пропускання ФНЧ при різних значеннях похибки ранньої фази φ_0 , як для підсистеми з двома рівнями ієрархічного управління і АКФД, так і для класичної (неоптимізованої) підсистеми. Стаття 3.21.

З метою узагальнення результатів експериментальних досліджень підсистеми самонастроювання генератора АСМ з необмеженою смугою пропускання ФНЧ проаналізуємо і визначимо ефективність процесу оптимізації швидкості.

В якості відправної точки ми будемо використовувати індикатор тривалості перехідного процесу в підсистемах автоматичного регулювання фаз генератора АФМ. Тривалість перехідного процесу в традиційній (не оптимізованій) підсистемі автоматичного регулювання фаз генератора АСМ, яка буде взята за базу, буде позначатися Θ , а в оптимальній за швидкістю підсистемі, відповідно, Θ_{opt} .

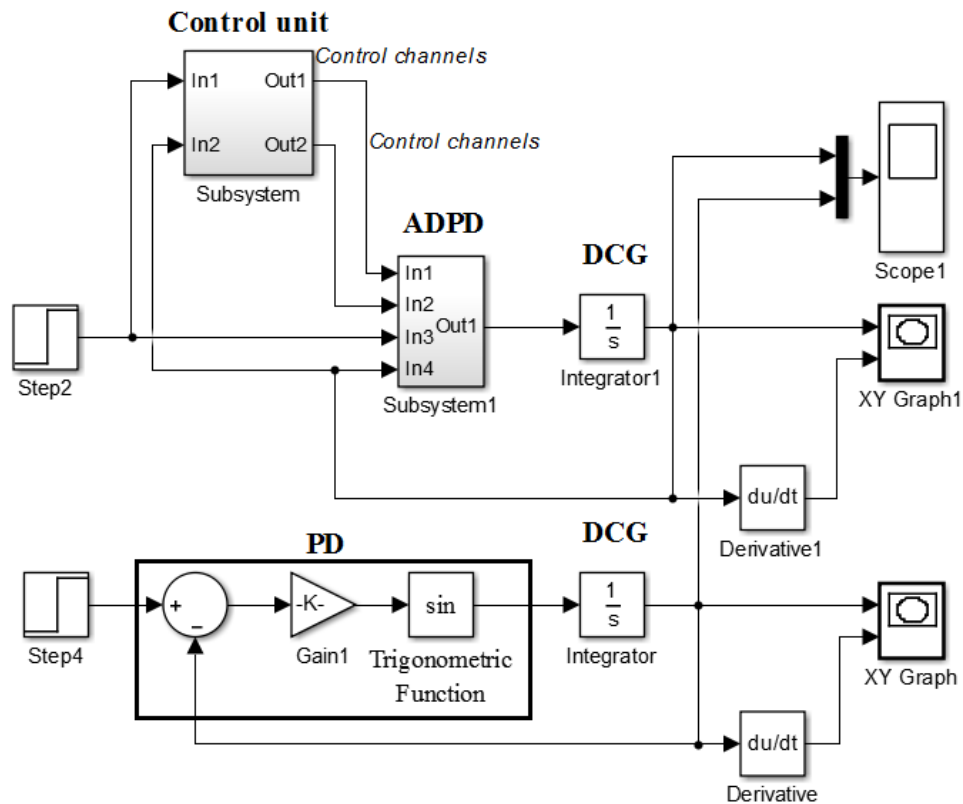


Рис. 3.5. Моделі імітаційної підсистеми самонастроювальної підсистеми генератора АФМ з необмеженою смугою пропускання ФНЧ [верхня підсистема виконана з ADPD, нижня підсистема виконана з PD, яка має характеристику синусоїдальної форми]

Застосуємо метод графоаналітичного аналізу до результатів імітаційного моделювання схем досліджуваної підсистеми фазового саморегулювання генератора АФМ з необмеженою смугою пропускання ФНЧ, визначених за графіками осцилограм, при різних початкових значеннях фазової похибки φ_0 , які представлені на рис. 3.6 - рис. Стаття 3.21.

Ми складемо таблицю (табл. 3.1), в яку введемо значення тривалості перехідного процесу Θ і Θ_{opt} , визначені за графіками осцилограм сигналів на виходах підсистеми автонастройки фаз генератора АКМ, визначимо його тривалість, якщо крива перехідного процесу досягне значення 5% від постійного значення фазової похибки.

Для визначення кількісних показників, які можна отримати за умови реалізації закону оптимального керування у фазі генератора АСМ у підсистемі автоналаштування, скористаємося коефіцієнтом ефективності оптимізації, який розраховується за формулою:

$$K_{opt} = \frac{\Theta}{\Theta_{opt}}. \quad (3.16)$$

У таблицю 3.1 введемо значення коефіцієнта ефективності оптимізації K_{opt} , що визначаються за формулою (3.16), і побудуємо за допомогою табличного процесора Ексел графіки залежності тривалості перехідного процесу (рис. 3.22) і графік коефіцієнта ефективності оптимізації в значеннях початкової фази похибки φ_0 (рис. 3.23).

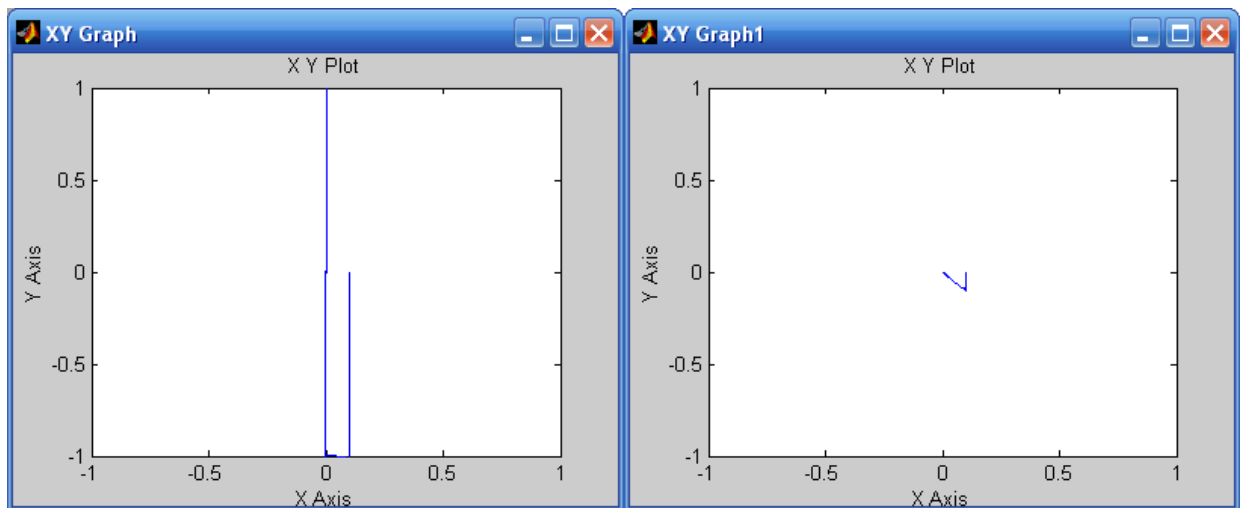


Рис. 3.6. Підсистема фазових портретів генератора AFM-генератора з необмеженою смугою пропускання ФНЧ при початковій фазовій похибці = φ_0 0,1

(графік зліва - оптимальний по швидкості PAFG AFM, праворуч - не оптимізований)

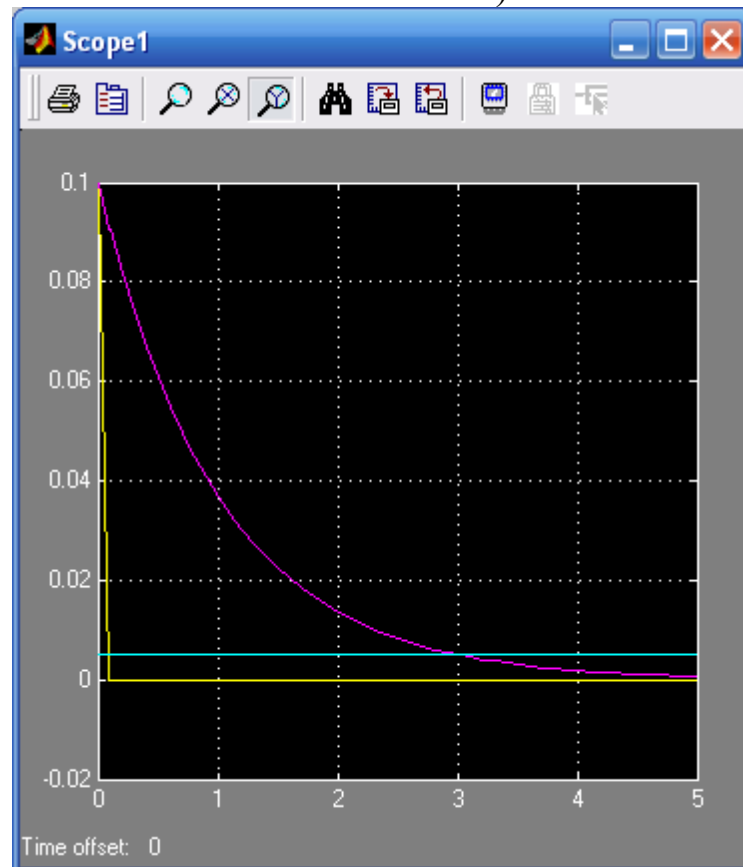


Рис. 3.7. Осцилограми сигналів на виходах GKN PAFG ASM з необмеженою смугою пропускання ФНЧ (початкове значення фазової похибки $\varphi_0 = 0,1$)

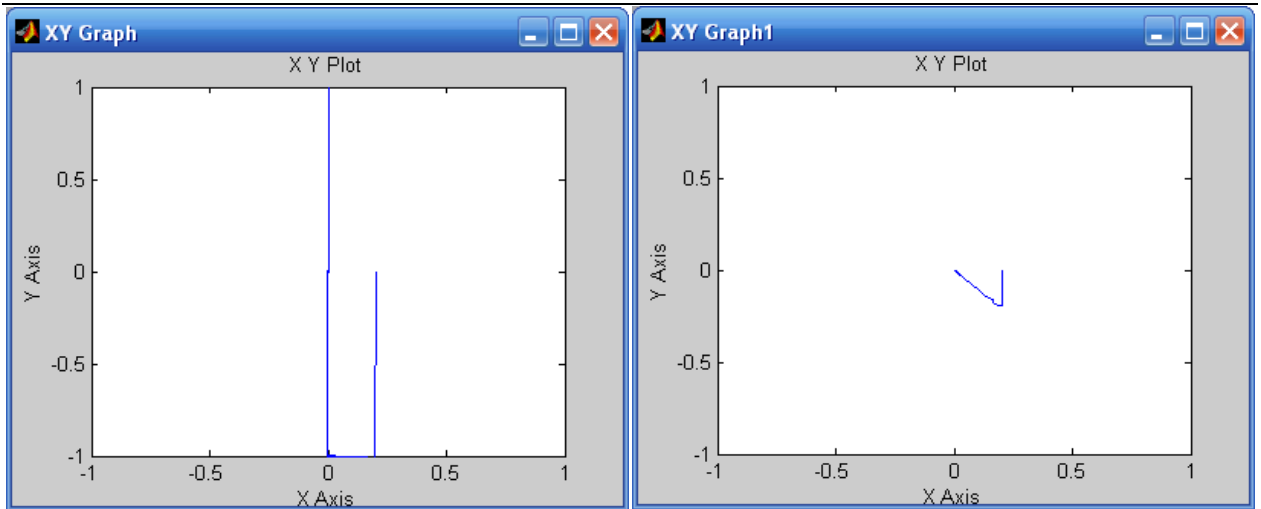


Рис. 3.8. Підсистема фазових портретів генератора AFM з необмеженою смугою пропускання ФНЧ в початковій фазі похибка $= \varphi_0 0,2$ (графік зліва - оптимальний по швидкості PAFG AFM, праворуч - не оптимізований)

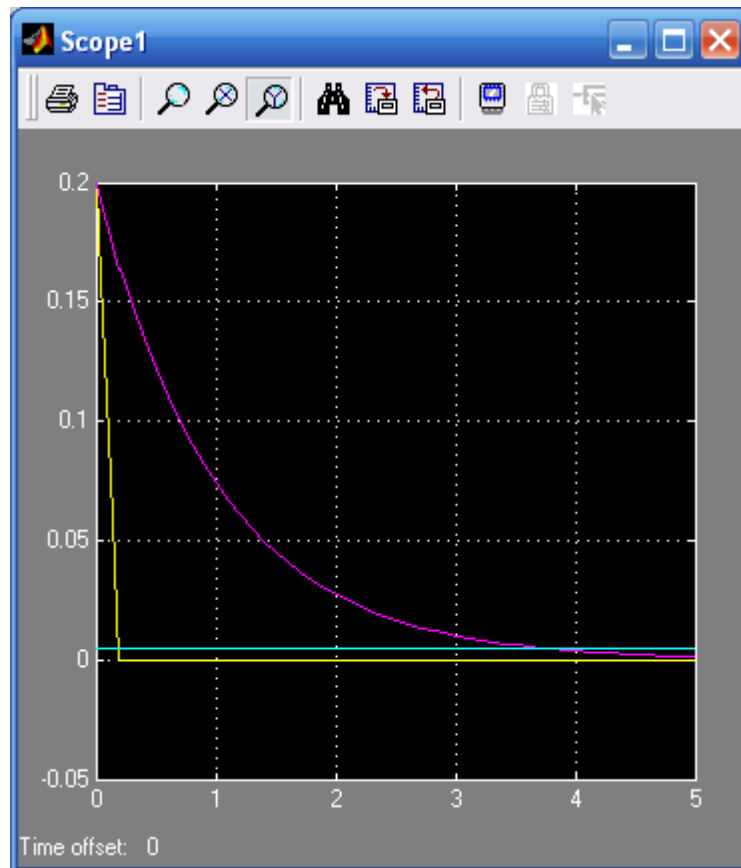


Рис. 3.9. Осцилограми сигналів на виходах GKN PAFG ASM з необмеженою смугою пропускання ФНЧ (початкове значення фазової похибки $\varphi_0 = 0,2$)

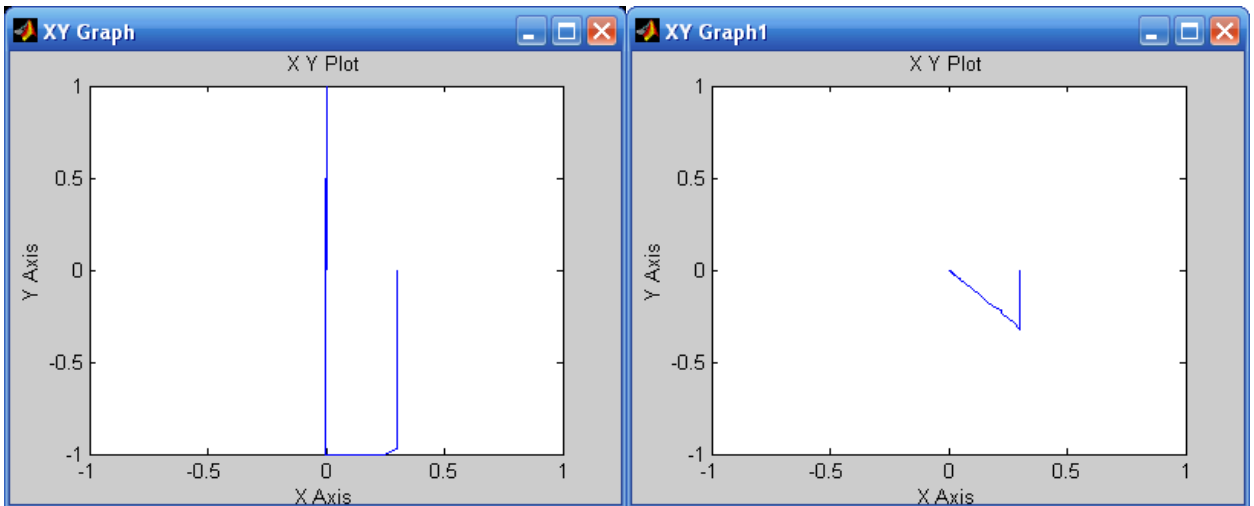


Рис. 3.10. Підсистема фазових портретів генератора AFM з необмеженою смугою пропускання ФНЧ при початковій фазовій похибці $= \varphi_0 0,3$ (графік зліва - оптимальний по швидкості PAFG AFM, праворуч - не оптимізований)

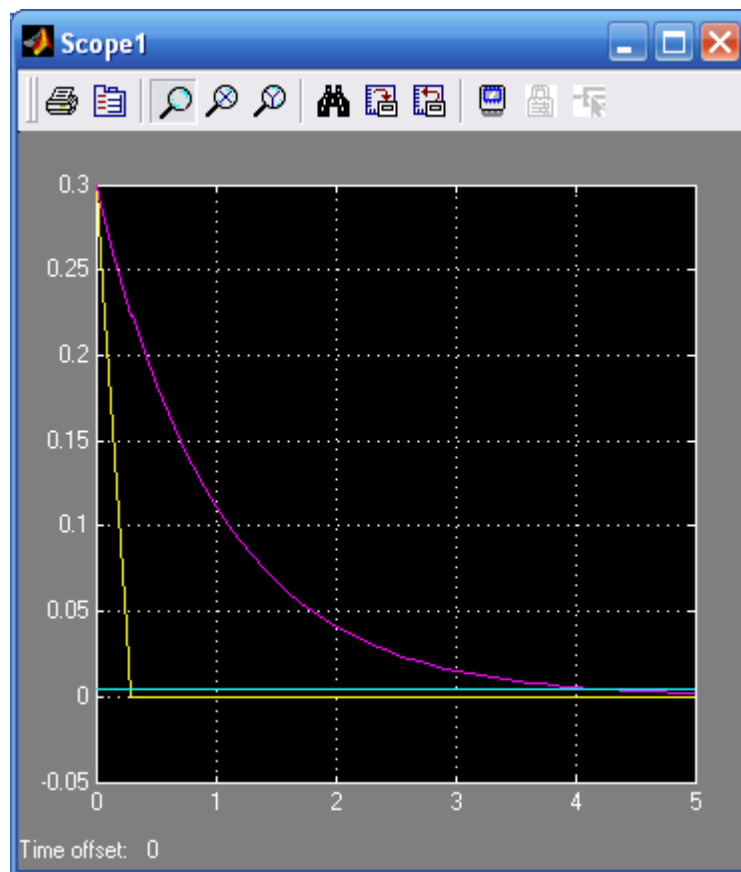


Рис. 3.11. Осцилограми сигналів на виходах GKN PAFG ASM з необмеженою пропускнуою здатністю ФНЧ (початкова похибка фази $= \varphi_0 0,3$)

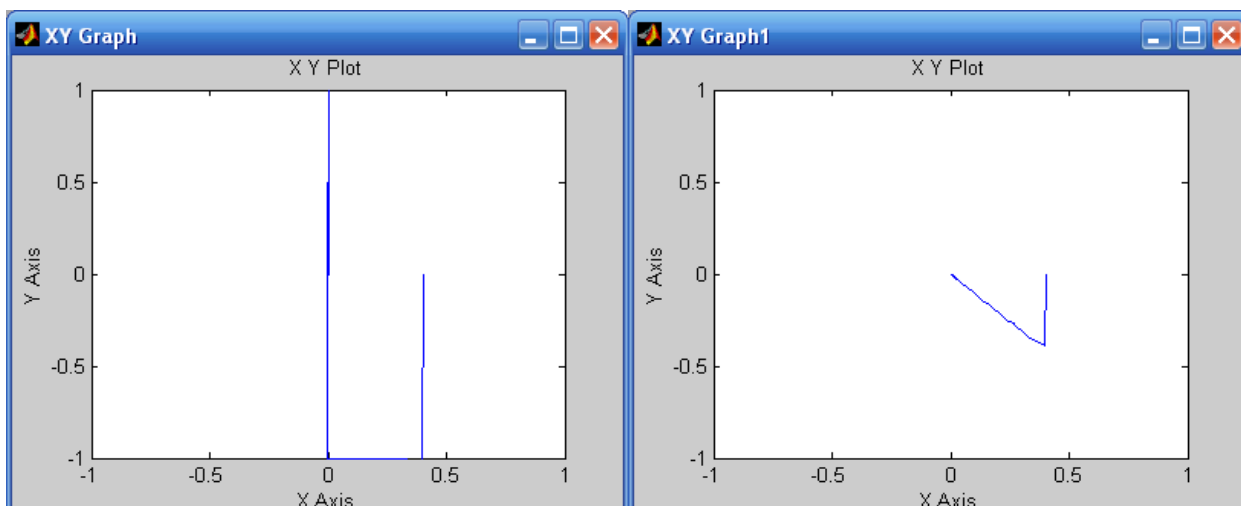


Рис. 3.12. Підсистема фазових портретів генератора АФМ з автопідстроюванням фазових портретів з необмеженою смугою пропускання ФНЧ при початковій фазовій похибці = φ_0 0,4 (графік зліва - оптимальний по швидкості РАФГ АФМ, праворуч - не оптимізований)

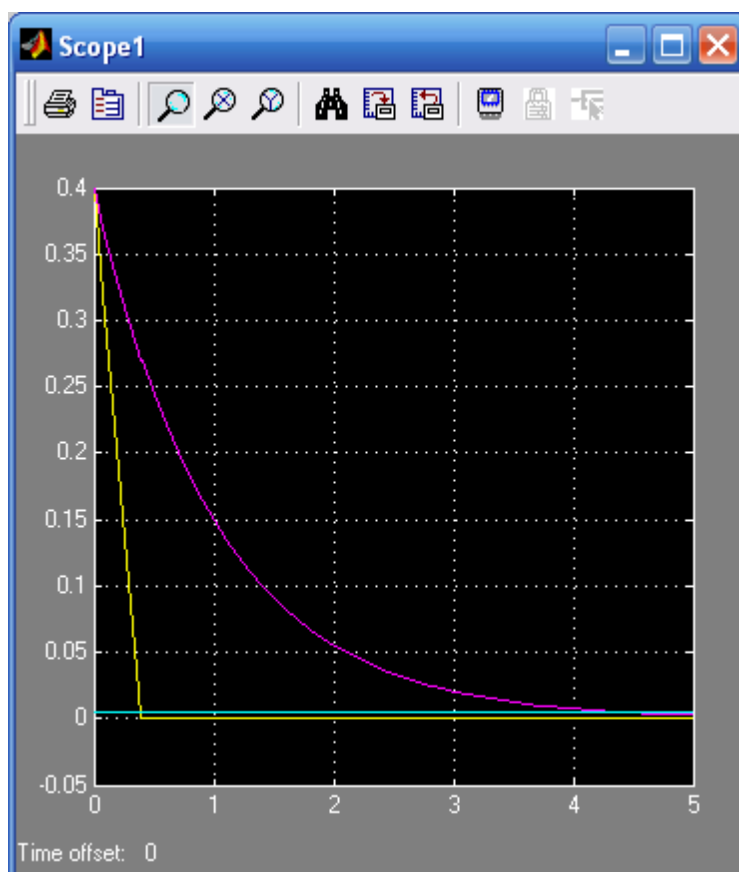


Рис. 3.13. Осцилограми сигналів на виходах GKN РАФГ АСМ з необмеженою пропускнуою здатністю ФНЧ (початкова похибка фази = φ_0 0,4)

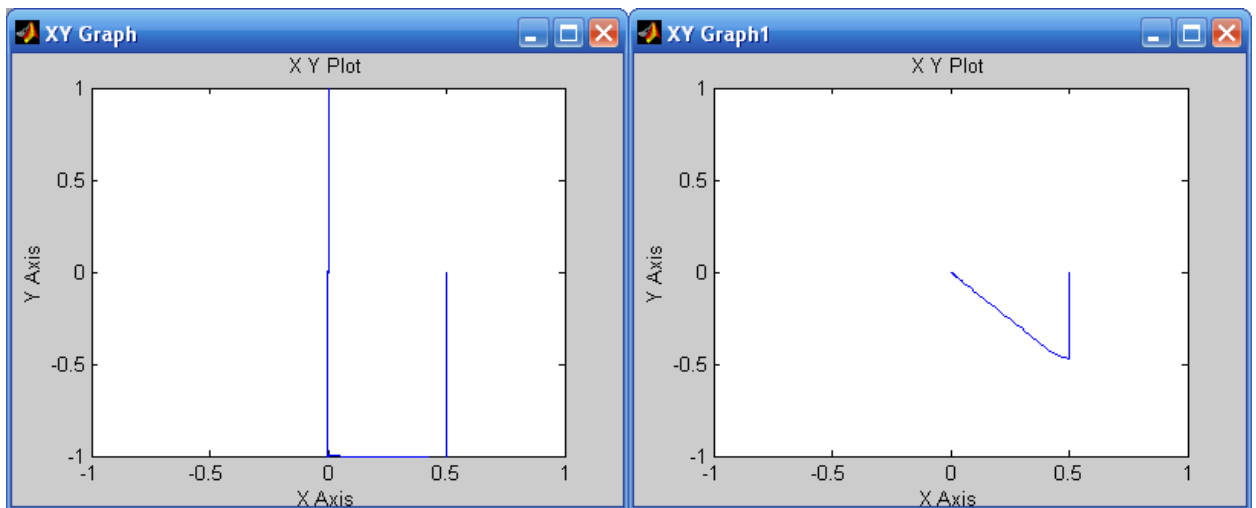


Рис. 3.14. Підсистема фазових портретів генератора AFM з необмеженою смугою пропускання ФНЧ при початковій фазовій похибці $= \varphi_0$ 0,5 (графік зліва - оптимальний по швидкості PAFG AFM, праворуч - не оптимізований)

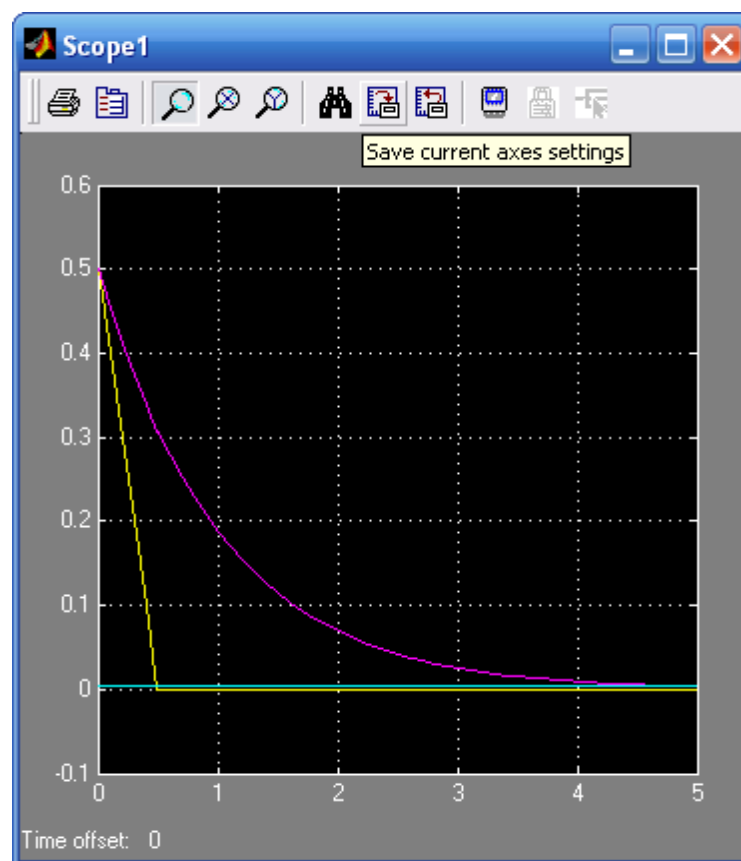


Рис. 3.15. Осцилограми сигналів на виходах GKN PAFG ASM з необмеженою смугою пропускання ФНЧ (початкове значення фазової похибки $\varphi_0 = 0,5$)

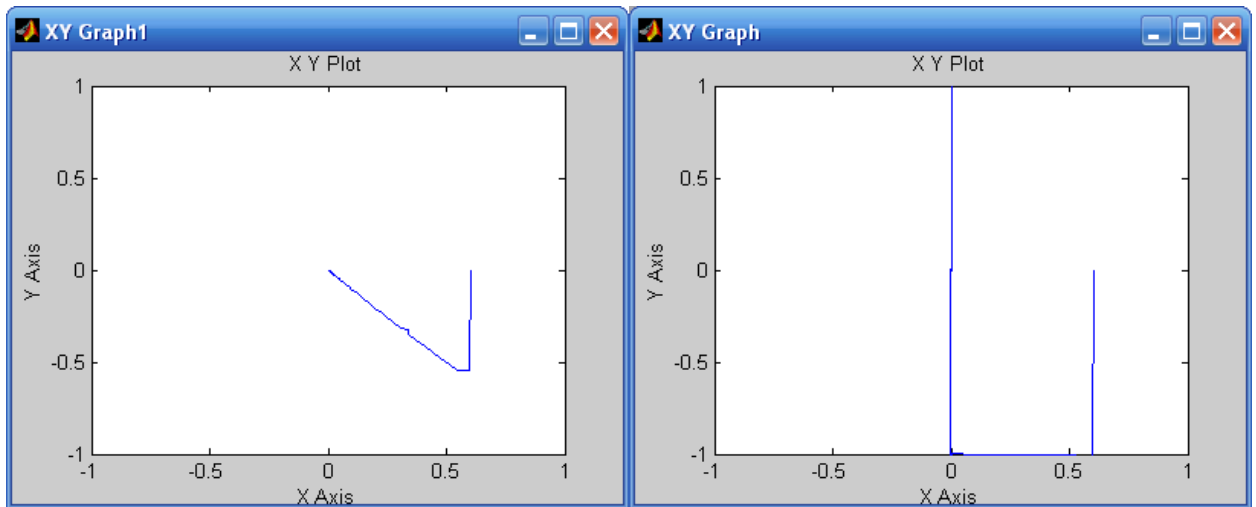


Рис. 3.16. Підсистема фазових портретів генератора АСМ, що самоналаштується, з необмеженою смугою пропускання ФНЧ при початковій фазовій похибці $= \varphi_0 0,6$ (графік зліва - оптимальний по швидкості PAFG AFM, праворуч - не оптимізований)

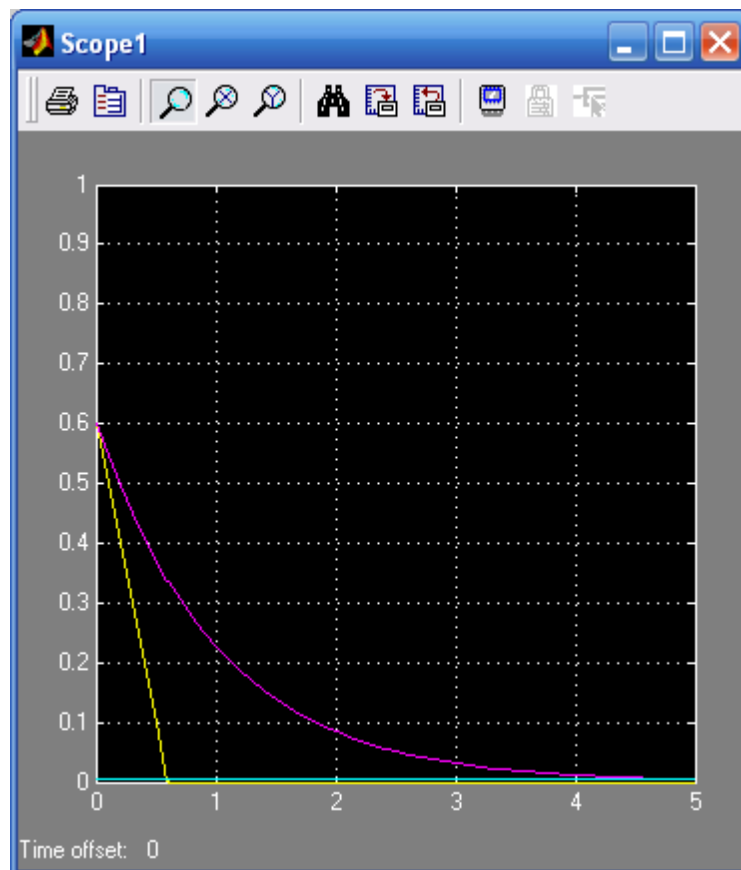


Рис. 3.17. Осцилограми сигналів на виходах МА GKN PAFG з необмеженою пропускнуою здатністю ФНЧ (початкове значення фазової похибки $\varphi_0 = 0,6$)

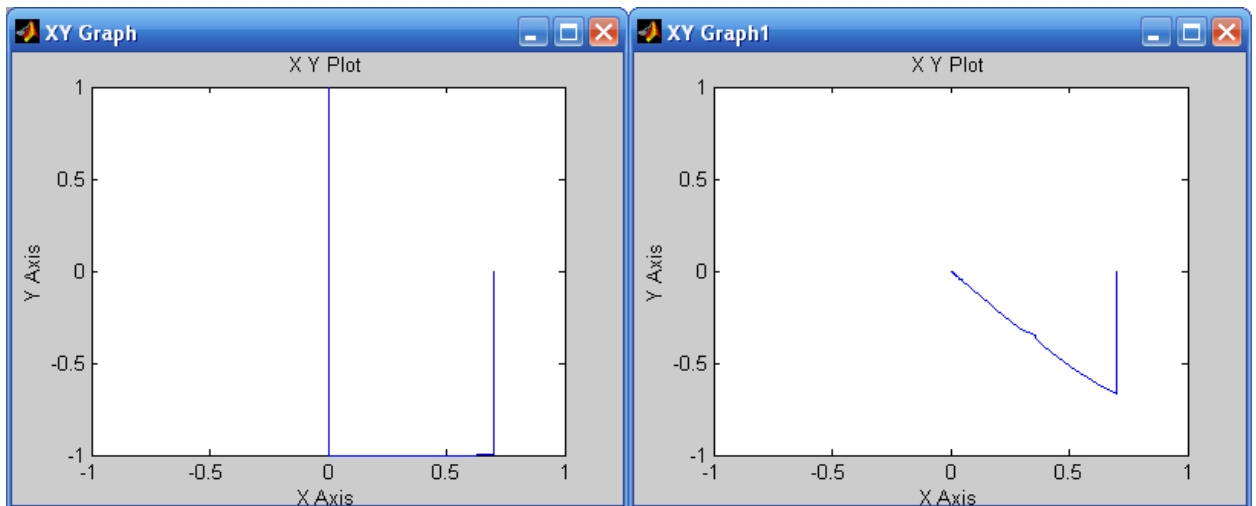


Рис. 3.18. Підсистема фазових портретів генератора AFM-генератора з необмеженою смугою пропускання ФНЧ при початковій фазовій похибці $\varphi_0 = 0,7$
(графік зліва - оптимальний по швидкості PAFG AFM, праворуч - не оптимізований)

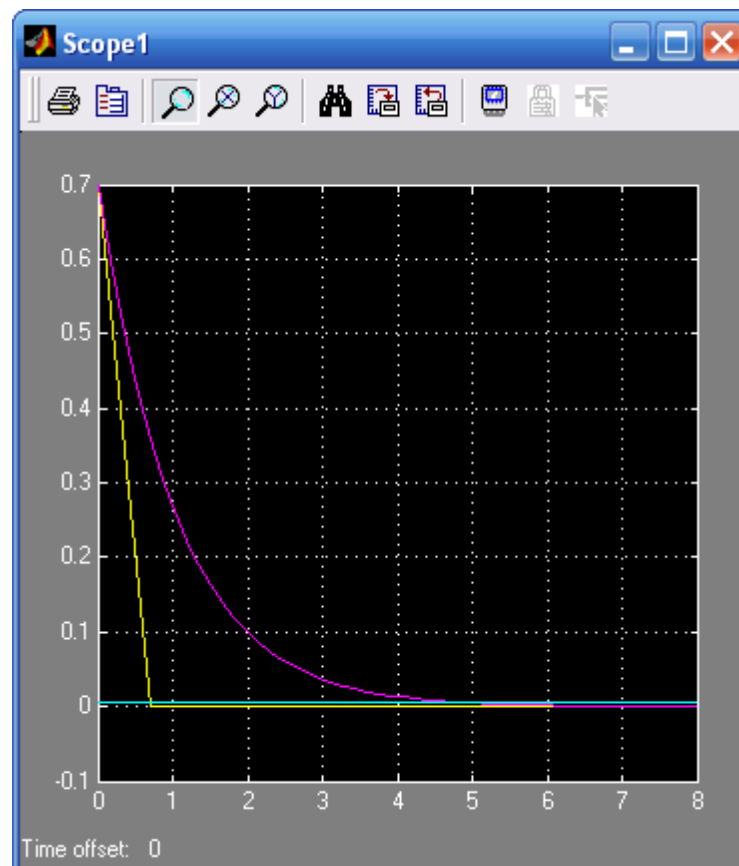


Рис. 3.19. Осцилограми сигналів на виходах ASM GKN PAFG з необмеженою смугою пропускання ФНЧ (початкове значення фазової похибки $\varphi_0 = 0,7$)

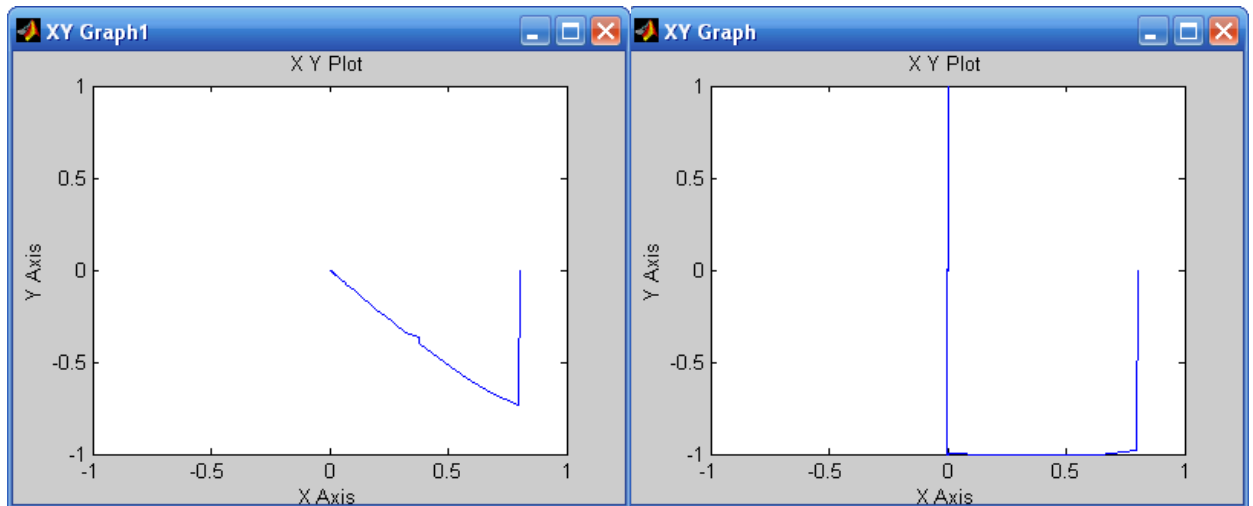


Рис. 3.20. Підсистема фазових портретів генератора AFM з необмеженою смугою пропускання ФНЧ при початковій фазовій похибці $= \varphi_0 0,8$ (графік зліва - оптимальна продуктивність PAFG AFM, праворуч - не оптимізована)

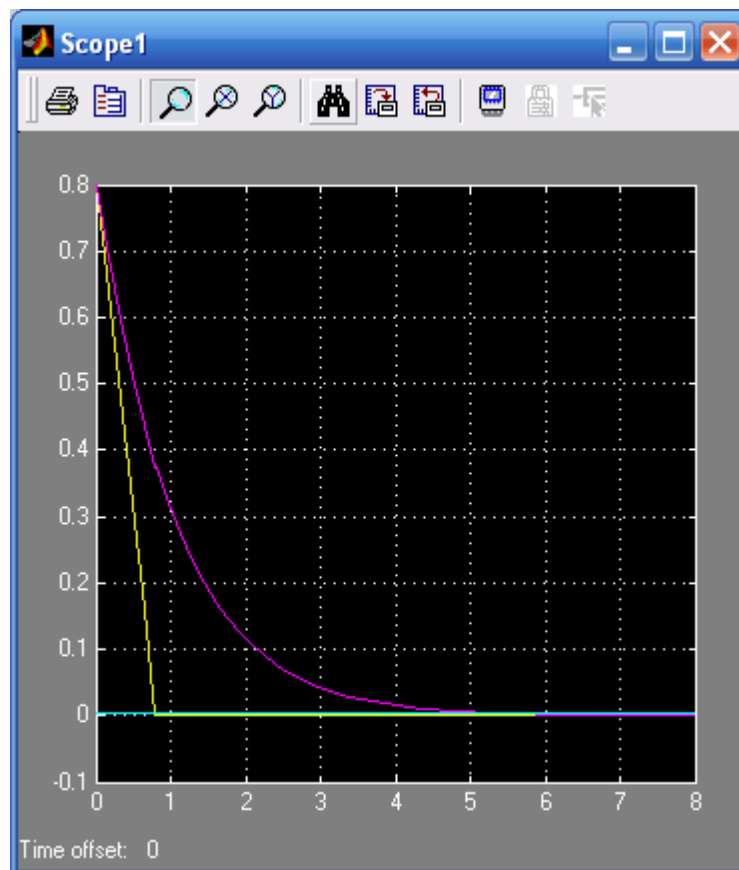


Рис. 3.21. Осцилограми сигналів на виходах МА GKN PAFG з необмеженою смугою пропускання ФНЧ (початкова похибка фази $= \varphi_0 0,8$)

Таблиця 3.1 – Залежність параметрів підсистеми самопіднастройки фази

генератора АСМ з необмеженою смугою пропускання ФНЧ від різних значень початкових умов

φ_0	Оптимального	Традиційний	Конт
0,1	0,1	3	30,00
0,2	0,2	3,7	18,50
0,3	0,3	4,1	13,67
0,4	0,4	4,4	11,00
0,5	0,5	4,7	9,40
0,6	0,6	4,8	8,00
0,7	0,7	5	7,14
0,8	0,8	5,2	6,50

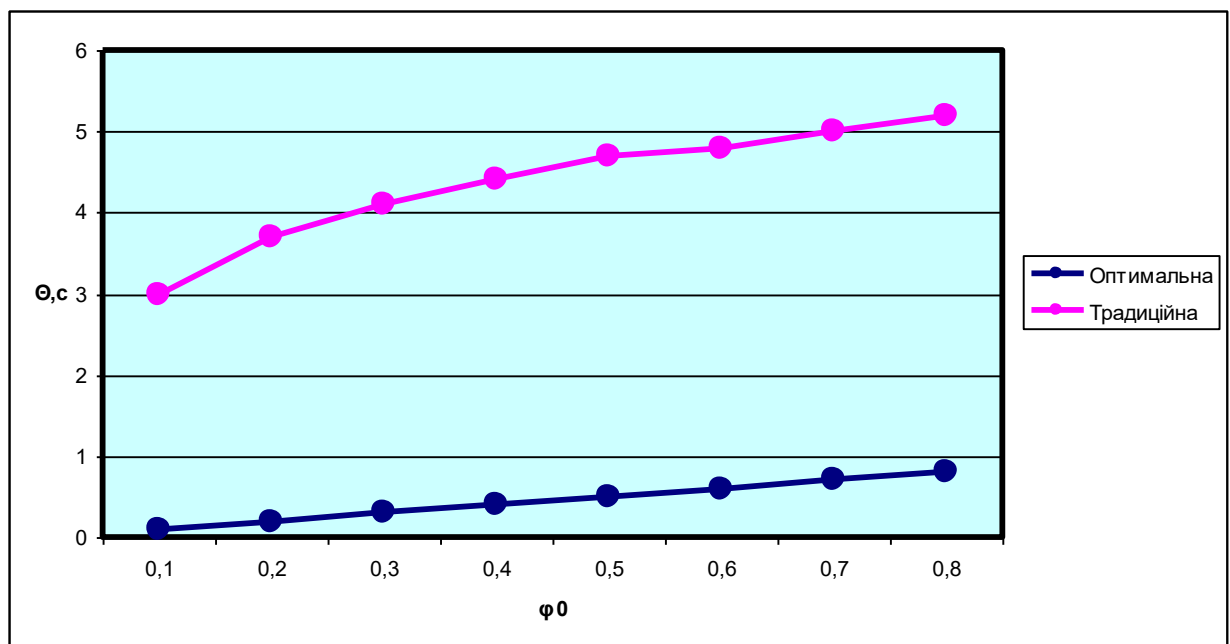


Рис. 3.22. Графіки залежності тривалості переходного процесу від значень початкової фазової похибки φ_0

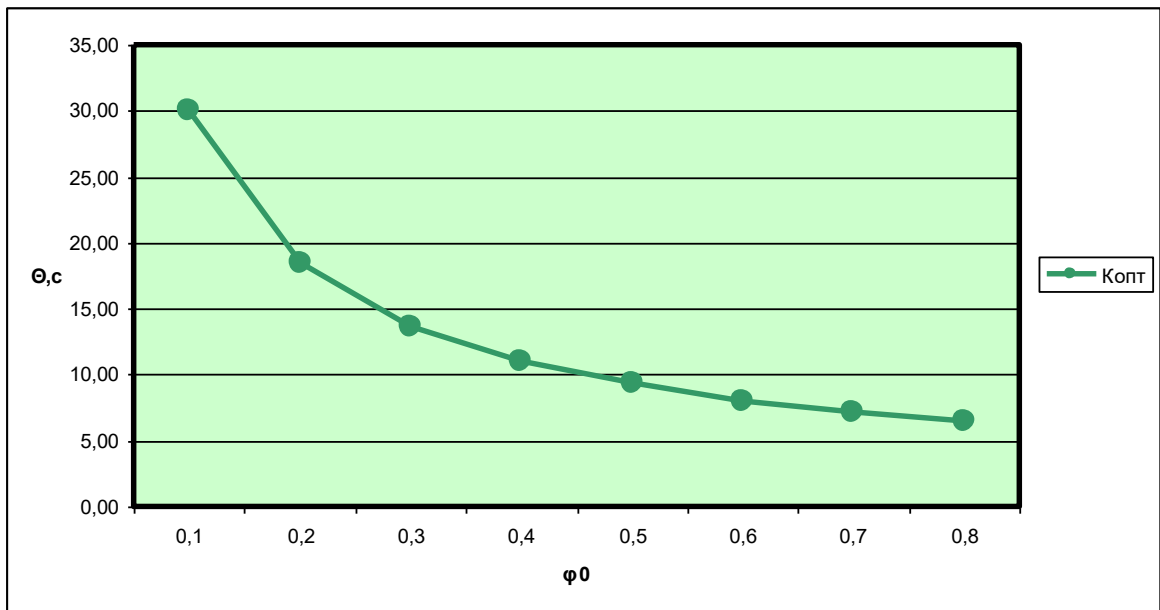


Рис. 3.23. Залежність ефективності застосування закону оптимального керування в підсистемі АСМ ПАФГ від початкових умов

З аналізу графіка залежності тривалості перехідного процесу від значень початкової фазової похибки φ_0 (рис. 3.22) можна зробити висновок, що в досліджуваній підсистемі оптимальної по швидкодії фази генератора АСМ тривалість перехідного процесу менше, ніж в неоптимізованій схемі.

Кількісне порівняння параметрів саморегулюючої фазової підсистеми генератора АСМ з необмеженою смугою пропускання ФНЧ, в разі реалізації закону оптимального управління по швидкості, заснованого на коефіцієнті ефективності оптимізації K_{opt} (рис. 3.23), приводить до висновку, що тривалість перехідного процесу скорочується від 2,7 до 4 разів, в залежності від величини початкових умов.

За результатами імітаційного моделювання можна зробити висновок, що використання закону оптимального керування в підсистемі автонастройки генератора АСМ з необмеженим ФНЧ (система першого порядку) забезпечує збільшення його швидкодії.

РОЗДІЛ 4

РОЗРОБКА АДАПТИВНОГО ЦИФРОВОГО ФАЗОВОГО ДИСКРИМІНАТОРА AFM В FPGA CYCLONE З ВИКОРИСТАННЯМ СИСТЕМИ АВТОМАТИЗОВАНОГО ПРОЕКТУВАННЯ QUARTUS II

4.1. Опис лабораторного стенду з ПЛІС сімейства Cyclone IV для розробки адаптивного цифрового фазового дискримінатора АСМ

Як апаратну базу лабораторного стенду використано плату Terasic DE0-Nano з FPGA Altera Cyclone IV EP4CE22F17C6N. Ця ПЛІС має 153 виводи (I/O) та на ній розміщені такі периферійні пристрої: 32 МБ SDRAM, 2 Кб I2C EEPROM, 8 світлодіодів, 2 кнопки та 4-позиційний DIP-перемикач. Всі входи/виходи та периферія плати пов'язані з пінами FPGA, що дає можливість вільно перепризначати функції кожного піну у проекті. Структурно на платі присутні два 40-контактні GPIO-роз'єми (загалом 72 GPIO-виводи), через які можна під'єднувати додаткові сигнали або модулі. Для живлення передбачено кілька варіантів: mini-USB (5 В), два пін-конектори із 5 В на GPIO-роз'ємах та зовнішній 2-контактний роз'єм (3.6–5.7 В). Частота тактового генератора – 50 МГц (вбудований кварцовий резонатор). Основні інтерфейси стенду включають вбудований USB-Blaster для програмування FPGA та конфігурації флеш-пристрою EPCS16. На платі реалізована схема USB-JTAG з FTDI-контролером та мікросхемою MAX II, що дозволяє швидко завантажувати відбиток конфігурації. Через периферійний інтерфейс Nios II (Mikrokernel) реалізовано утиліту «Control Panel», яка через USB-Blaster зв'язується з FPGA і дає змогу з ПК перевіряти роботу вузлів плати (читати/записувати GPIO, опитувати датчики тощо). Наприклад, при розробці фазового дискримінатора можна задавати тестові сигнали з комп'ютера та в реальному часі спостерігати результат на світлодіодах або виходах FPGA. Таким чином, стенд DE0-Nano забезпечує апаратну платформу для реалізації й перевірки цифрового фазового дискримінатора АСМ у реальному часі.

Роз'єми і підключення: mini-USB для живлення та програмування (USB-Blaster), GPIO-роз'єми (2×40), джампер для зовнішнього живлення. Вхідного UART-порту на платі немає, однак при потребі UART-функціонал можна реалізувати ПЛІС та вивести сигнали на GPIO для підключення USB–UART адаптера.

Годинникові входи: в основі – внутрішній осцилятор 50 МГц. FPGA має декілька виділених глобальних вхідних тактових ліній (GCLK), які, за необхідності, можна використовувати для зовнішніх синхросигналів.

Режим верифікації: стенд забезпечує тестування дискретора під «реальним» навантаженням: на вхід FPGA подаються еталонні та досліджувані сигнали, а вихідні імпульси фазової різниці виводяться на GPIO чи світлодіоди. Використовуючи утиліту Control Panel (Nios II + USB-Blaster), можна динамічно керувати вхідними сигналами та фіксувати результати роботи ПЛІС. Фактично стенд слугує апаратним “золотим еталоном” для перевірки працездатності алгоритму фазового дискримінатора в реальному часі. Розробка дискримінатора фаз підсистеми самонастройки генератора АСМ здійснюється на опорі, основою якої є ПЛІС сімейства Cyclone IV - EP4CE10E22C8N, який підключається до персонального комп'ютера через USB Blaster.

4.2. Адаптивний цифровий фазовий дискримінатор на FPGA Cyclone IV. Цифровий фільтр (PLL) після фазового дискримінатора

Після цифрового фазового дискримінатора у замкненій петлі PLL необхідно відфільтрувати шум і сформувавши керуючий сигнал для генератора (цифрового VCO/NCO). Зазвичай це реалізують як цифровий фільтр петлі – еквівалент аналогового PI/PID-регулятора. Найпоширенішим є IIR-фільтр з інтегратором (PI-регулятор) – він повторює поведінку аналогових фільтрів і потребує менше апаратури, ніж еквівалентний FIR. Наприклад, IIR-фільтр порядку N використовує $2N+1$ множників і $2N$ суматорів. Його можна

реалізувати у вигляді каскаду двополюсних секцій (бікуад) з коефіцієнтами, підібраними під частотні характеристики петлі.

FIR-фільтр дає точний лінійно-фазний відгук, але вимагає великої кількості множників. Наприклад, простий 5-тапний FIR (двотактний згладжувальний) у прикладі на Cyclone III зайняв ≈ 350 ЛЕ. FIR-користуються, наприклад, коли потрібна фіксована АЧХ або компенсація затримки. У Cyclone IV можна скористатись готовим IP-ядром FIR II від Intel для оптимізованих реалізацій.

CIC-фільтр (згортка інтегратор-комб) не використовує множників – складається лише з суматорів і затримок. Він ефективний при обробці надлишкових (oversampled) сигналів з послідовним декімаційним/інтерполяційним перетворенням, але його спектр «синусовидний» (з провалом у смузі пропускання). Через простоту CIC займає мінімум ресурсів, проте як фільтр петлі PLL він рідко застосовується (більше – в мульти-частотних DPLL).

Реалізація цифрового PLL. Замість окремого фільтра можна побудувати повністю цифровий PLL (ADPLL), де фільтр і NCO – цифрові. Наприклад, Meitei et al. показали ADPLL з XOR-детектором і 3-імпульсним FIR-фільтром петлі. Блок-схема ADPLL: фазовий детектор \rightarrow цифровий фільтр (LF) \rightarrow цифровий осцилятор (DCO/NCO). У таких системах вхід фазова помилка перетворюється на приращення фазового акумулятора DCO.

Архітектура адаптивного блоку

Адаптивний блок керує змінними параметрами схеми під час роботи. Існує кілька підходів:

Кінцевий автомат (FSM). Застосовують стан-машину для переходів між режимами: наприклад, пошук зчеплення, стабільний трекінг, зрив. FSM може по-різному налаштовувати фільтр чи DCO у залежності від стану (наприклад, змінювати коефіцієнти чи обчислювати дорезультат).

Цифрові PID-/PI-регулятори. Проектування цифрового ПІ-фільтра описане вище. У разі складніших динамічних вимог може використовуватись

повноцінний PID (додаючи диференціюючу складову). Сама схема регулятора може бути реалізована у вигляді RTL (множники + додатки) або за допомогою DSP-ядра FPGA.

Змінні коефіцієнти фільтра. У багатоканальних або контекстно-адаптивних схемах коефіцієнти (gain-фактори, відсічки фільтра) можуть перераховуватись або завантажуватись по команді. Це дає можливість динамічно змінювати смугу пропускання петлі під час операції. Застосовано «reset loop filter», де акумулятор фільтра обнуляють при досягненні межі для гасіння коливань і пришвидшення стабілізації

Наприклад: Abhilasha et al. реалізували цифровий PI-фільтр із механізмом скидання: коли вихід акумулятора досягає границі, фільтр «скидається» і починає накопичення заново з нової помилки, що гальмує відгук та покращує стійкість. Подібні FSM-структури чи додаткові канали (напр. антирегулятор) вводять для аварійного керування або перемикання в інший режим роботи.



Рис. 4.2. Фото підключення лабораторного столу до персонального комп'ютера через USB Blaster

Лабораторний стенд з ПЛІС сімейства Cyclone IV необхідний для розробки схеми фазового дискримінатора АФМ, яка реалізована апаратно з використанням середовища автоматизованого проектування Quartus II. Ці процедури дозволяють перевірити і виправити помилки в принциповій схемі,

визначити параметри і характеристики розробленого проекту, сформувати конфігураційний файл для конкретної FPGA.

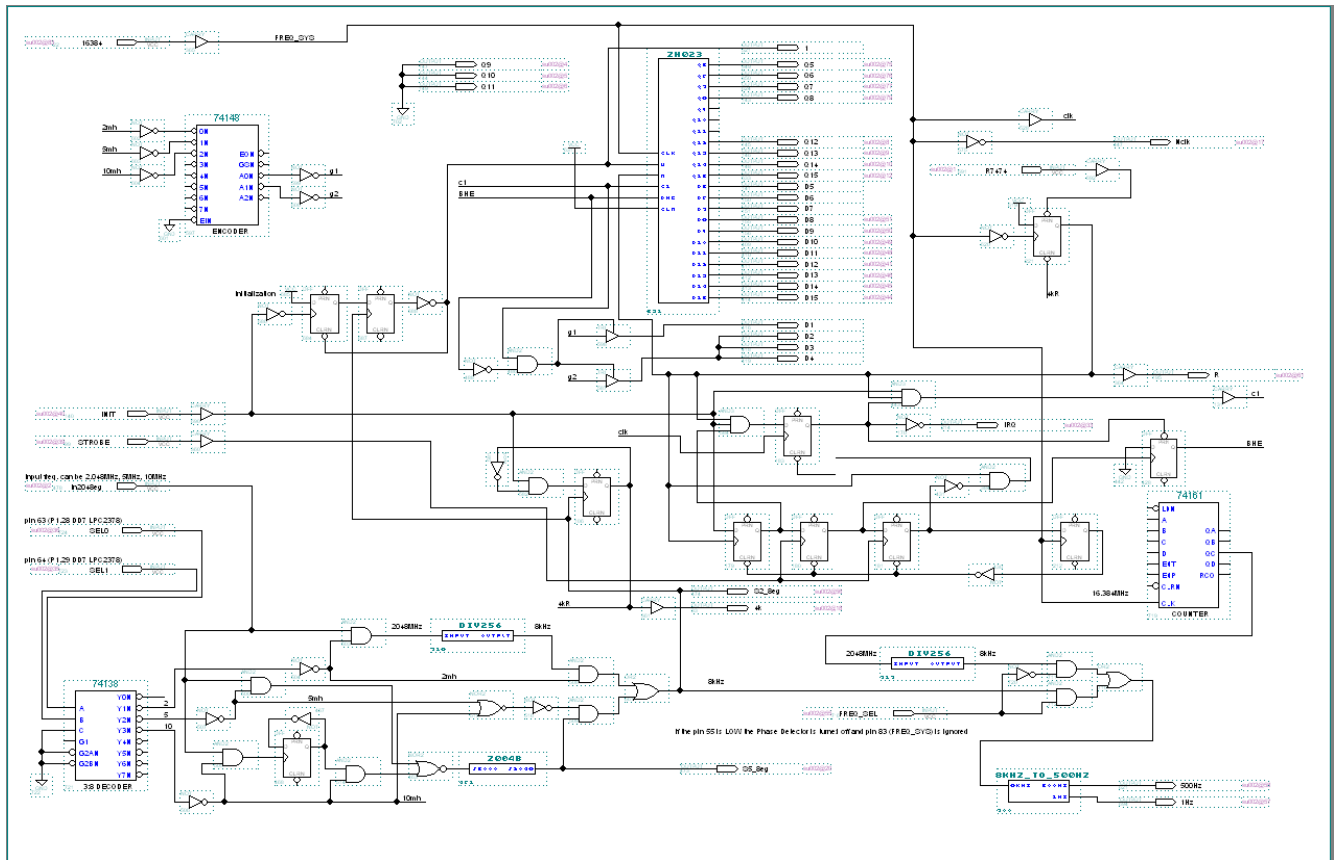


Рис. 4.3. Загальна принципова схема ПЛІС СІМЕЙСТВА CYCLONE IV EP4CE10E22C8N

4.3. Методика створення проекту АФМ з адаптивним цифровим фазовим дискримінатором в ПЛІС сімейства Cyclone IV

Ми розповімо про методику створення проекту адаптивного цифрового фазового дискримінатора АФМ в ПЛІС сімейства Cyclone IV в середовищі Quartus II. Створення проекту адаптивного цифрового фазового дискримінатора АФМ в ПЛІС сімейства Cyclone IV. По-перше, потрібно створити папку для зберігання файлів для проекту ACM Adaptive Digital Phase Discriminator. Далі потрібно запустити програму Quartus II. Відкривши упаковку, Quartus II, вибираємо пункт Новий в меню «Файл». Майстер проектів – це майстер для створення нових проектів. У вікні, що відкрилося, натисніть кнопку Далі, після чого відкриється вікно для встановлення поточної директорії проекту адаптивного цифрового фазового

дискримінатора AFM на ПЛІС сімейства Cyclone IV. Сімейство Cyclone IV буде створено в папці LAB на робочому столі ПК.

Після створення поточної директорії проекту AFM Adaptive Digital Phase Discriminator перейдемо до роботи в графічному редакторі. Графічний редактор призначений для ознайомлення з принциповою схемою адаптивного цифрового фазового дискримінатора AFM. Щоб створити файл, який міститиме схему адаптивного цифрового фазового дискримінатора AFM (після створення проекту), необхідно виконати команду меню «Новий файл». У якому на вкладці Файл дизайну дизайну з'являється діалогове вікно (рис. 4.2), вибираємо тип файлу Блокова діаграма/Файл схеми та натискаємо ОК.

В результаті відкриється вікно графічного редактора з файлом Block1.bdf, в якому створюється схематичний тестовий фрагмент, показаний на рис.4.3.

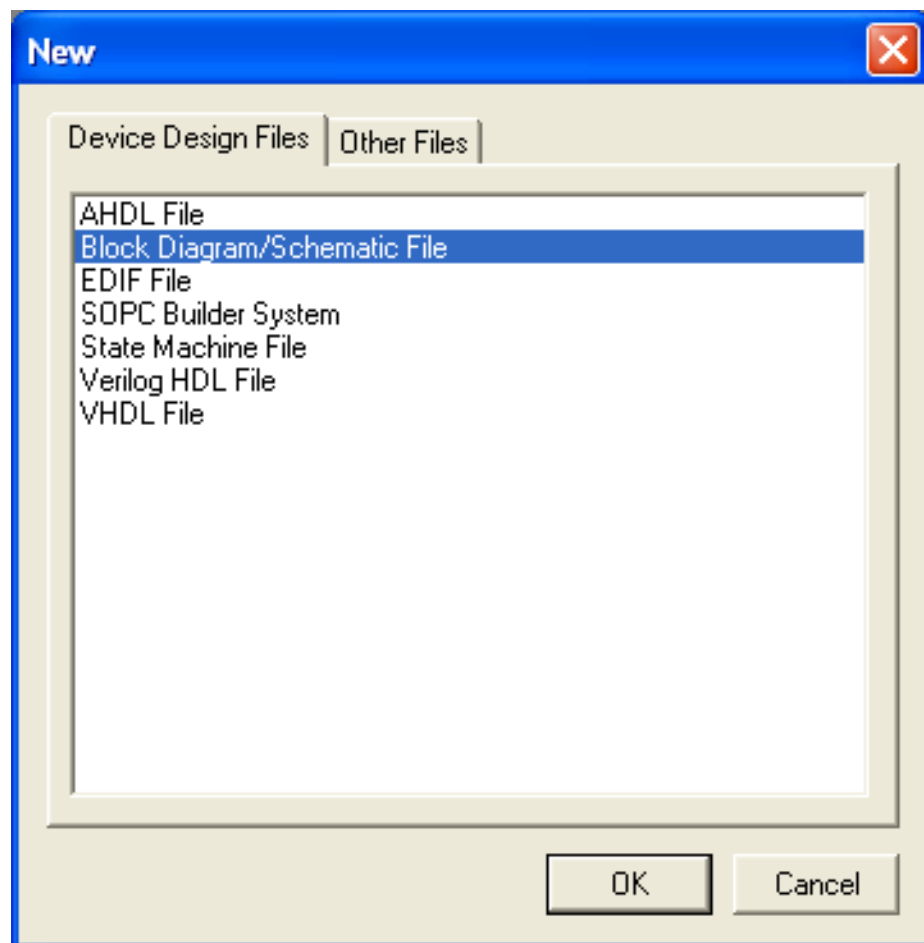


Рис. 4.2. Вибір типу файлу проекту AFM з адаптивним цифровим фазовим дискримінатором на ПЛІС сімейства Cyclone IV

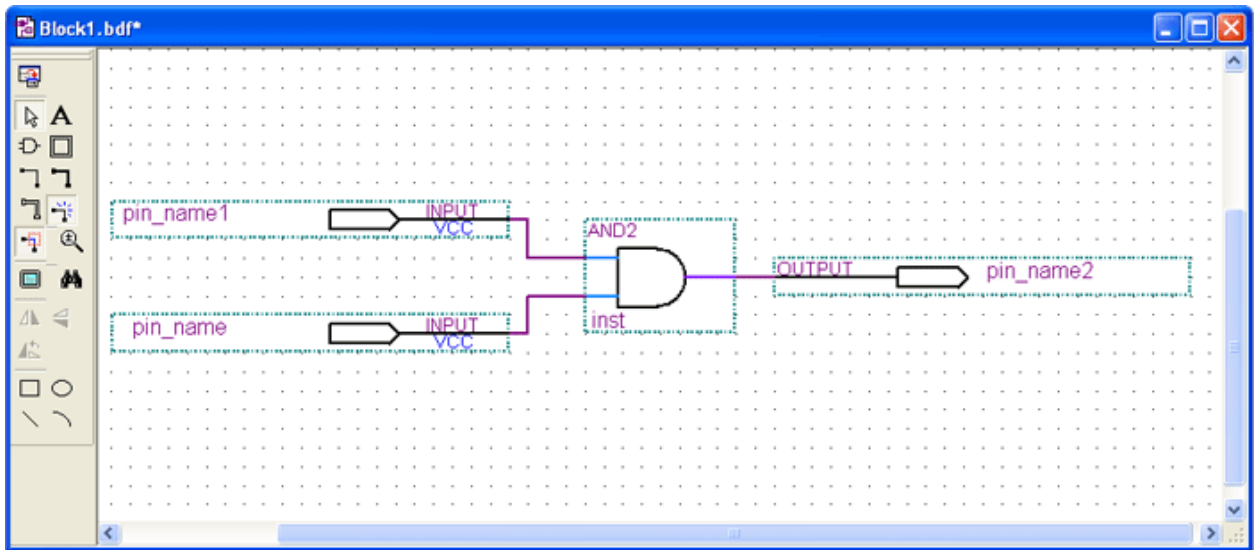


Рис. 4.3. Вікно графічного редактора

Після створення файлу проекту AFM Adaptive Digital Phase Discriminator активується панель інструментів, яка розташована зліва від робочої області вікна. Для введення елемента схеми слід натиснути на інструмент «Символ» (рис. 4.3). В результаті відкриється вікно з бібліотеками предметів. Слід зазначити, що графічні зображення елементів схеми в системі Quartus II відрізняються від позначень, прийнятих в українському державному стандарті (ДСТУ ГОСТ 2.743-91 «Умовні графічні позначення в схемах. Елементи цифрової техніки»).

Для початку створимо тестову версію проекту AFM Adaptive Digital Phase Discriminator. Наприклад, введемо логічний елемент "І". Для цього виберіть бібліотеку Примітиви/Логіка. Після розміщення компонента в тестовому фрагменті схеми, помістіть вхідні та вихідні контакти, які розташовані в папці примітиви/контакти. Наведіть курсор на другу точку. Далі потрібно перейменувати вхідний і вихідний контакти. Для цього двічі клацніть по імені контакту лівою кнопкою миші і відредагуйте його. В результаті отримуємо тестовий фрагмент діаграми, показаний на рис.4.4.

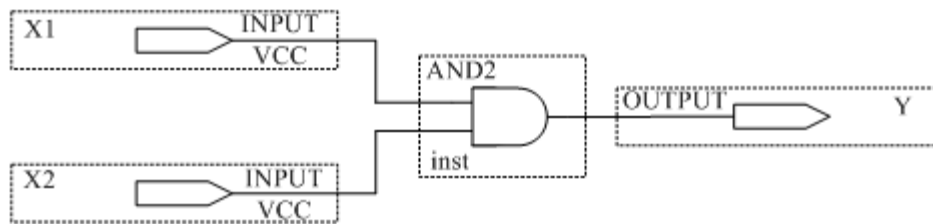


Рис. 4.4. Схема тестування після перейменування входів і виходів

Перед компіляцією виберемо тип FPGA EP4CE10E22C8N. Для цього вибираємо елемент Пристрій ... у меню «Призначення». У вікні, що відкрилося, в рядку «Сімейство» виберіть сімейство Cyclon, а у вікні «Доступні пристрої» виберіть конкретний пристрій EP4CE10E22C8N. Натиснувши кнопку ОК, ми підтвердимо вибір кристала. Щоб розпочати процес збірки, виберіть «Почати збірку» в меню «Візуалізація». Підтвердьте зберігання поточного файлу та дочекайтеся завершення процесу збірки проекту AFM Adaptive Digital Phase Discriminator.

Після того, як проект адаптивного цифрового фазового дискримінатора AFM складений, вхідний і вихідний контакти повинні бути підключені до зовнішніх контактів FPGA. Для цього виберіть «Призначення/Піни». Стовпець «Ім'я вузла» містить назви входів і виходів схеми адаптивного цифрового фазового дискримінатора AFM. Щоб підключити їх до виходів FPGA, двічі клацніть по відповідному пункту в графі Розташування і виберіть контакт, до якого потрібно підключити вхід (вихід) електричного кола адаптивного цифрового фазового дискримінатора ACM. Після підключення всіх виходів потрібно перекомпілювати проект ACM Adaptive Digital Phase Discriminator. В результаті випробувальна схема прийме вигляд, показаний на рис.4.5.

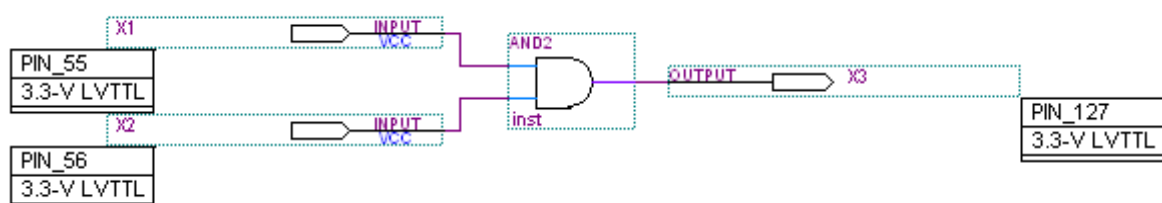


Рис. 4.5. Схема випробувань після підключення зовнішніх виходів

В результаті збірки проекту тестової схеми в середовищі QUARTUS формується конфігураційний файл FPGA з розширенням *.sof. Щоб записати конфігураційний файл в пам'ять FPGA через USB-порт персонального комп'ютера, потрібно конвертувати цей файл у формат з розширенням *.rbf. Для цього можна скористатися командою меню Convert Schedule Files. У вікні (рис. 4.6) у розділі Output Schedule Files вибираємо тип файлу Raw Binary File (*.rbf) і встановлюємо шлях до місця розташування вихідного файлу.

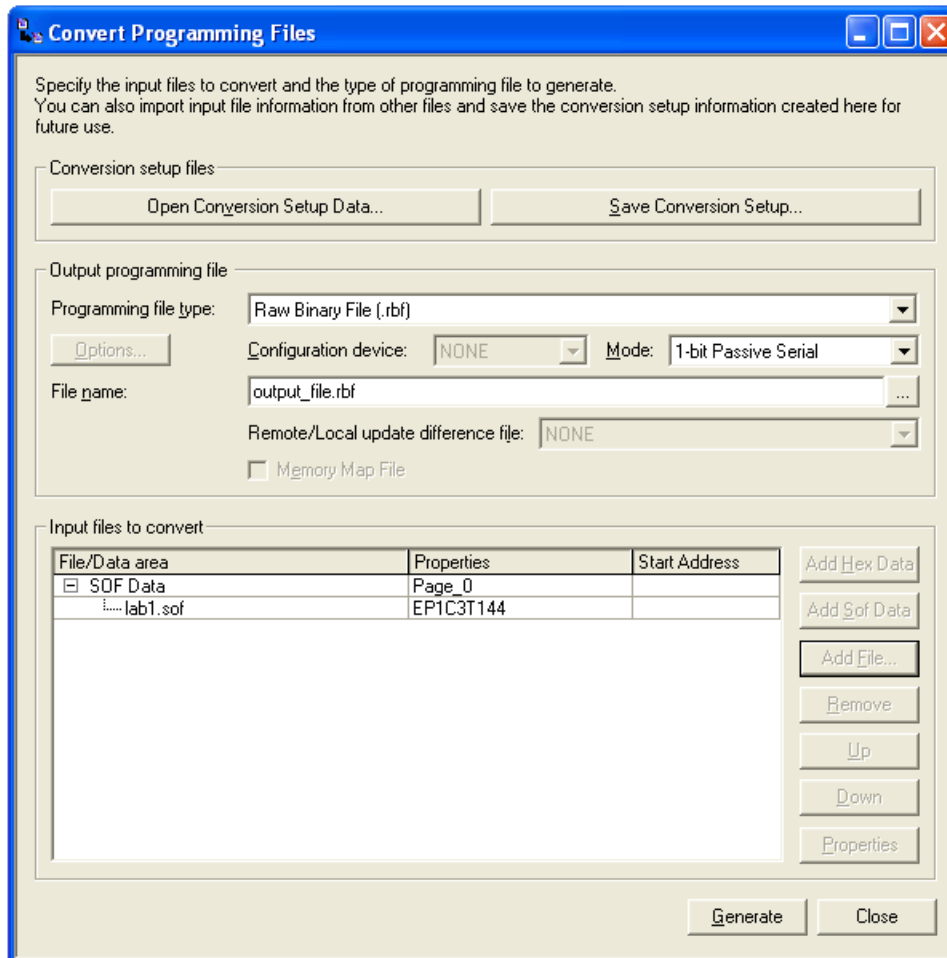


Рис. 4.6. Вікно Перетворення файлів програмування

У розділі «Вхідні файли для перетворення» натисніть кнопку «Додати файл» і виберіть у меню шлях до вихідного файлу адаптивного цифрового фазового дискримінатора AFM з розширенням *.sof. Є можливість налаштувати проект таким чином, що файл адаптивного цифрового фазового дискримінатора AFM *.rbf автоматично генерується в процесі компіляції. Для цього на вкладці «Налаштування» в меню «Збірки» натисніть кнопку

«Параметри оформлення та закріплення». Далі в розділі Schedule File потрібно поставити галочку навпроти пункту Raw Binary File (*.rbf). Завантаження файлу *.rbf в FPGA EP4CE10E22C8N здійснюється за допомогою окремої програми: завантажувача (l2flash.exe). Після запуску цієї програми з'являється вікно, показане на рис. Стаття 4.7.

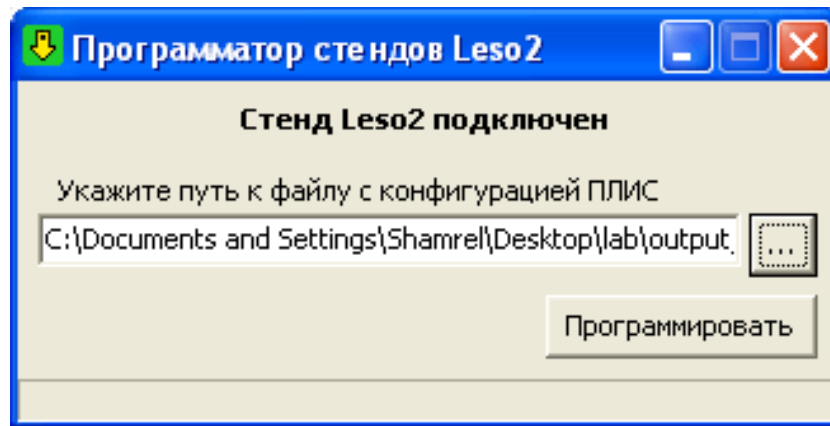


Рис. 4.7. Вікно завантажувача l2flash.exe

У цьому вікні вказуємо шлях до конфігураційного файлу і натискаємо кнопку програми. В результаті відбудеться програмування FPGA. Можна приступити до вивчення схеми випробування проекту AFM Adaptive Digital Phase Discriminator.

За результатами вивчення схеми тестового варіанту проекту адаптивного цифрового фазового дискримінатора створено робочий проект адаптивного цифрового фазового дискримінатора AFM. Для цього в поточному каталозі, створеному з проекту адаптивного цифрового фазового дискримінатора AFM, ми перейдемо до роботи в графічному редакторі. За допомогою графічного редактора представимо принципову схему адаптивного цифрового фазового дискримінатора ACM, показану на рис.4.8. Для створення файлу, який буде містити схему AFM Adaptive Digital Phase Discriminator (після створення проекту), необхідно виконати команду New File з меню і повторити дії, які були виконані при створенні тестової версії проекту.

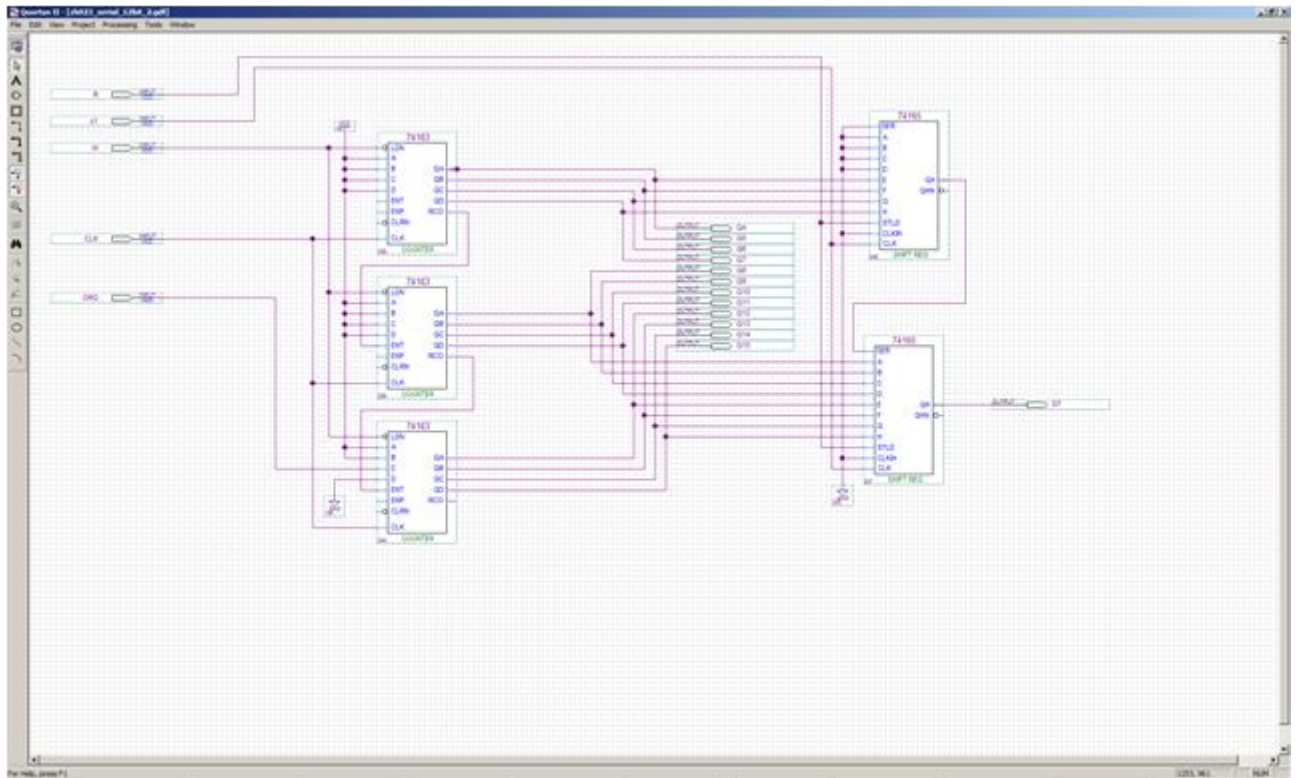


Рис. 4.8. Принципова схема адаптивного цифрового фазового дискримінатора AFM, який реалізований у ПЛІС СІМЕЙСТВА CYCLONE IV - EP4CE10E22C8N

РОЗДІЛ 5

РОЗРОБКА ПРИНЦИПОВОЇ СХЕМИ ВДОСКОНАЛЕНОЇ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ КОНТРОЛЮ СИНХРОНІЗАЦІЇ СИГНАЛІВ СИНХРОНІЗАЦІЇ ЧАСУ ЗА ДОПОМОГОЮ ПЛІС CYCLONE

5.1. Опис технічного застосування Удосконаленої автоматизованої системи відстеження сигналів синхронізації часу

Технічна реалізація системи вдосконаленого автоматизованого моніторингу (АСМ) сигналів синхронізації часу передбачає використання підсистеми автоматичного регулювання фаз генератора з адаптивним цифровим фазовим дискримінатором, яка реалізована в ПЛІС сімейства Cyclone. АФМ складається з двох взаємопов'язаних плат: **інтерфейсної плати входу та плати процесора.**

У **вхідній інтерфейсній карті** вдосконаленої автоматизованої системи моніторингу реалізована підсистема автоматичного регулювання фази прецизійного генератора, що забезпечує формування опорного сигналу. Крім того, плата вхідного інтерфейсу виконує узгодження та перетворення вхідних сигналів у рівні та форми, які можуть бути отримані та оброблені в цифровому вигляді.

Всі вхідні канали, які організовані на платі, мають трансформаторну розв'язку. Компаратори СМР401 перетворюють синусоїдальні, NRZ і HDB3 сигнали в цифрові сигнали, з амплітудою 5 В. Компаратори та додаткові мікросхеми окремих вібраторів 74НС123 призначені для виявлення та ізоляції коду HDB3. При цьому на додаткових сигналах, які супроводжують інформаційні сигнали, з'являється прапорець¹, що інформує плату процесора про його кодування кодом HDB3. Крім компонентів вхідного інтерфейсу, на платі також є мікросхеми стабілізатора напруги, які формують весь діапазон напруг, необхідних для роботи схеми. Напруга 5 В утворюється як для роботи

колишніх компонентів, так і для роботи процесорної плати, яка отримує електричну енергію від інтерфейсної плати. Крім того, можна додатково додати стабілізатор напруги для живлення прецизійного генератора, встановленого на інтерфейсній платі. Вхідна інтерфейсна плата оснащена мікросхемою ЦАП DAC1220, яка керує частотою прецизійного генератора.

Процесорна плата вдосконаленої автоматизованої системи моніторингу MFF виконує вимірювання, попередньо обробляє дані та надсилає дані на комп'ютер. На платі розміщений вхідний мультиплексор, що дозволяє підключати будь-який вхідний сигнал до входу мікросхеми сімейства Cyclone iv EP4CE10E22C8N FPGA виробництва Intel, що виконує вимірювання. мікроконтролер stm32f429zgt6 виробництва компанії nхr фірми stmicroelectronics, а мікросхеми інтерфейсу зв'язку виглядають наступним чином: мікросхеми модуля Ethernet, інтерфейс RS232.

Всі попередньо оброблені і доведені до цифрового рівня сигнали на платі вхідного інтерфейсу надходять на тактові входи мікросхеми DD EP4CE10E22C8N. Принципова схема процесорної плати удосконаленої автоматизованої системи контролю ФМС наведена на рис.Стаття 5.1.

Сигнал від еталонного генератора, по відношенню до якого вимірюється вхідний сигнал, подається на висновок 128 ДД EP4CE10E22C8N і без перетворень надходить на блок лічильника Ж032, схема якого наведена на рисунку 4.8. Крім того, цей сигнал виконує допоміжні функції для вузлів синхронізації, що вимагають синхронізації від еталонного генератора.

Вимірюваний сигнал подається на висновки ДД EP4CE10E22C8N і висновки 40 і 37 мікросхем DD1-DD4. Сигнал може бути з частотою 2,048 МГц, 5 МГц, 10 МГц. Залежно від частоти вимірюваного сигналу мікроконтролер встановлює необхідний коефіцієнт поділу таким чином, щоб частота сигналу на виході керованого розгалужувача становила 8 кГц, незалежно від того, на якій частоті сигнал був прийнятий на вхід. Крім того, після розщеплення вхідний сигнал з частотою 8 кГц, пройшовши через ланцюг

синхронізації, надходить на другий вхід приладу вимірювача Ж032, схема якого показана на рис. 4.8.

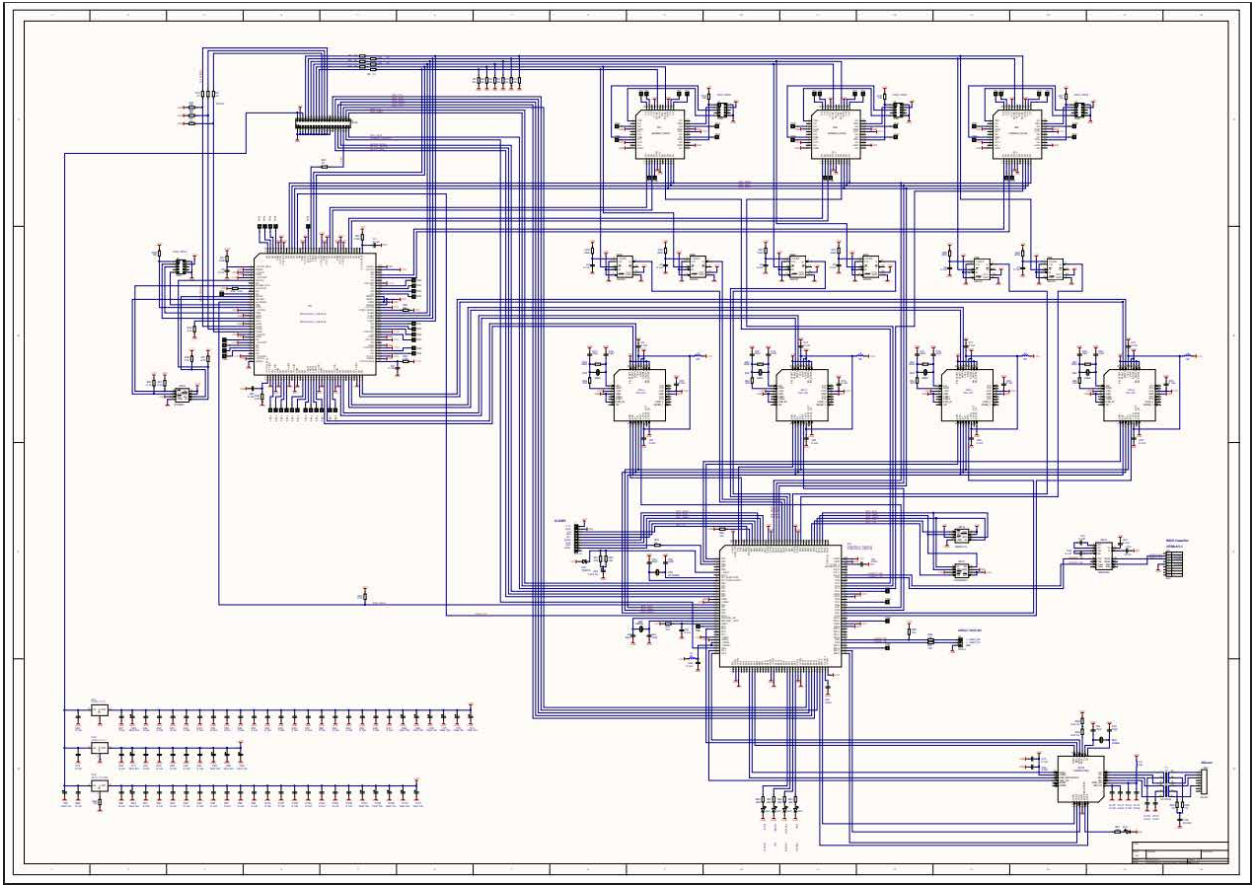


Рис. 5.1. Принципова схема процесорної плати вдосконаленої автоматизованої системи моніторингу SSF

Вбудовані в процесорну плату схемотехнічні реалізації з чіпом FPGA СІМЕЙСТВА Cyclone iv дозволяють EP4CE10E22C8N віднести його до класу розумних датчиків, які оснащені мікропроцесорами (мікроконтролерами), що працюють за досить складними алгоритмами і дозволяють забезпечити пристрій контролю безліччю додаткових функцій, таких як фільтрація сигналу, адаптація, корекція, виявлення несправностей, перенастроювання вимірювальної схеми і т.д.

ВИСНОВКИ

В межах кваліфікаційної бакалаврської роботи, для більшості сучасних автоматичних систем керування технологіями майже в усіх галузях сільського господарства та промисловості, виконано аналіз принципів вимірювань, методів і схем вимірювань часових характеристик, що пріоритетно визначив та дозволив:

- Зосередити зусилля на математичному моделюванні синхроінформаційних сигналів наносекундного діапазону.
- Розробити концепцію створення національної єдиної широкомасштабної високоточної опорної цифрової мережі точного часу України;
- Розробити концепцію моніторингу АРМ контролю якісних показників СТЧ на першому етапі в існуючій ІТ – мережі, а на другому етапі - на виділеній оптоволоконній мережі «міток» точного часу національної єдиної широкомасштабної високоточної опорної цифрової мережі точного часу України;
- Спроекувати цифровий прецизійний часовий дискримінатор для автоматизованих робочих місць контролю якісних показників сигналів точного часу, що підвищує точність синхронізації до $\geq T/2$ (де T - імпульс тривалістю тактового інтервалу T вхідних імпульсних послідовностей наносекундного діапазону, між якими вимірюється часова неузгодженість).

Цей автоматичний пристрій, суттєво підвищує можливості моніторингу АРМ контролю якісних показників СТЧ на першому етапі в існуючій ІТ – мережі, а на другому етапі - на виділеній оптоволоконній мережі точок точного часу національної єдиної широкомасштабної високоточної опорної цифрової мережі точного часу України. При цьому пристрій можна впровадити у виробництво шляхом певного удосконалення існуючого найбільш близького аналога по технічній сутності. Аналог здійснює вимір за тривалістю часу не більшу ніж половина інтервалу виміру $\theta/2$, а цифровий

прецизійний часовий дискримінатор здійснює вимір за тривалість часу меншу тактового інтервалу T .

Схема цифрового прецизійного часового дискримінатора, зокрема фазовий дискримінатор, аналого-цифровий перетворювач, третій додатковий статичний регістр, другий додатковий статичний регістр з додатковими n - входами і n - виходами реалізовані на контролері EP4CE10E22C8N та програмованій логічній інтегральній схемі ALTERA EPM7128SLC84-15.

Враховуючи вагу важливості моніторингу якості синхронізації параметрів часу наночастотного діапазону в групі галузей промисловості (електроенергетиці, високоточному озброєнні, глобальних комунікаціях, безпілотній навігації, IT- технологіях та багатьох інших - техніко-економічне обґрунтування), та враховуючи незначну вартість пристрою (близько \$60), його практичне застосування важко переоцінити.

Перспективою розвитку МТЧУ може бути, наприклад, той напрямок, що в Сполучених Штатах Америки одночасно експлуатуються GOES, CPHC TRANSIT, GPS, NAVSTAR і одночасно Smart Grid.

ЛІТЕРАТУРА

1. Патент України № 3887. Асинхронний цифровий часовий дискримінатор. Борщ Валентин Іванович, Дробік Олександр Васильович, Коваль Валерій Вікторович, Коршун Євгеній Іванович, Костік Богдан Ярославович, Туманов Юрій Геннадійович. 15.12.2004, Бюл. №12, 2004р.
2. Патент України № 84575. Цифровий прецизійний часовий дискримінатор. Коваль Валерій Вікторович, Костік Богдан Ярославович, Лисенко Віталій Пилипович, Казакова Надія Феліксівна. 25.10.201,3 Бюл. № 20.
3. Лежнюк П.Д., Кулик В.В., Кравцов К.І. Визначення та аналіз втрат електроенергії в розподільних мережах. Навчальний посібник. - Вінниця: ВНТУ, 2006. – 89 с.
4. О. Н. Величко, В. В. Коваль, А. В. Самков, И. Ю. Шкляревский Сучасні протоколи передачі шкали часу інтелектуальних електроенергетичних систем зі зниженою аварійністю. 2016 р.
5. Попович М. Г., Ковальчук О.В. Теорія автоматичного керування: Підручник. – 2-ге вид., К.: Либідь, 2007. – 656 с.
6. М.Я. Мухаровський, М.В. Головня, А.Д. Нижник, О.В. Нікітенко, П.О. Янко, Передавання часу каналами електров'язку з використанням протоколу прецизійного часу (PTP) IEEE 1588, V. 2011р.
7. А.Б. Гаврилов, Ю.П. Рондін, М.Л. Троцько, Напрямки удосконалення науково-методичних, організаційних та технічних основ метрологічного контролю сигналів координатно-часового забезпечення споживачів Збройних Сил України. Харків, 2015р.
8. uk.wikipedia.org/wiki/Список_електростанцій_України.
9. Статистика NTP-сервера ДП "Укрметрестандарт", <http://ntp.kyivtime.org/>
10. Автоматизована система синхронізації цифрових сигналів Монографія В. В. Коваль, О. В. Самков, М. М. Худинцев, Д. О. Кальян.
11. Автоматизований контроль якості формування синхросигналів на основі використання IP-технологій: монографія / В. В. Коваль, О. В. Самков, Н. В. Федорова, В. І. Вакась – К. : НУБіП України, 2019. – 424 с.: іл.
12. Багатоканальна автоматизована система контролю якості синхросигналів на основі IP-технологій / В. В. Коваль, В. П. Лисенко, Н. Ф. Казакова, О. В. Самков, В. І. Вакась, Ю. В. Пилипенко, О. Л. Осінський, 2022. – 382 с.: іл.