

# ЗМІСТ

- 1 Баран П. М., Кідиба В. П., Пришляк Я. Д., Сабадаш І. О.**  
Автоматичне повторне ввімкнення в електричній мережі з ізольованою нейтраллю за однофазного замикання на землю
- 8 Білецький Ю., Кузик Р.-І., Ломпарт Ю.**  
Синтез та аналіз системи енергоформуючого керування вітросонячною енергоустановкою з гібридною системою накопичення енергії
- 18 Боровець Т. В.**  
Застосування нечіткого фільтра частинок для спостереження станів динамічної системи в режимі реального часу
- 27 Варецький Ю. О., Коновал В. С.**  
Паралельна робота трансформаторів в системі електропостачання шахти
- 36 Гавдьо І. Р.**  
Оцінка стійкості до розмагнічування двигуна постійного струму зі збудженням від постійних магнітів
- 43 Макарчук О. В., Крохмальний Б. І., Гайдук В. Г.**  
Особливості проектування індукційного водонагрівача
- 52 Марущак Я. Ю., Мороз В. І., Цяпа В. Б., Головач І. Р., Чупило І.**  
Аналіз впливу нестійких нулів і полюсів на стійкість замкнутих систем, поведінка яких апроксимується передавальними функціями другого порядку
- 66 Мороз В. І., Коновал В. С.**  
Комп'ютерне моделювання системних стабілізаторів потужності електроенергетичних систем
- 79 Паранчук Я. С., Євдокімов П. М., Кузнєцов О. О.**  
Шляхи удосконалення електромеханічної системи керування наведення озброєння бойової машини БМ-21 на основі нечіткої логіки
- 88 Харчишин Б. М., Хай М. В., Бойчук Б. Г., Радович М. М.,**  
Основні конструктивні співвідношення лінійного генератора імпульсної дії

# CONTENTS

- 1 Baran P., Kidyba V., Pryshliak Ya., Sabadash I.**  
Automatic reclosing for isolated neutral electric grid under single-phase to ground fault
- 8 Biletskyi Y., Kuzyk R.-I., Lompart Y.**  
Synthesis and analysis of the energy-shaping control systems for wind- solar power plant with hybrid energy storage system
- 18 Borovets T.**  
Application of a fuzzy particle filter to observe a dynamical system states in real time
- 27 Varetsky Y., Konoval V.**  
Parallel operation of transformers within the power supply system of a mine
- 36 Havdo I.**  
Firmness to demagnetization effect of permanent magnet d.c. motor estimation
- 43 Makarchuk O., Krokhmalnyi B., Haiduk V.**  
Specifics designing induction water heater
- 52 Marushchak Y., Moroz V., Tsyapa V., Holovac I., Chupylo I.**  
Influence analysis of unstable zeroes and poles on the stability of the feedback systems
- 66 Moroz V., Konoval V.**  
Computer simulation of the power system stabilizer
- 79 Paranchuk Y., Evdokimov P., Kuznyetsov O.**  
Ways of the bm-21 fighting vehicle arming electromechanical aiming control system improvements on the basis of fuzzy logic
- 88 Kharchyshyn B., Khaj M., Boichuk B., Radovych M.**  
Basic constructive ratios impulse linear generator

УДК 621.311

**П. М. Баран**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електроенергетики та систем управління,  
e-mail: petro.m.baran@lpnu.ua

**В. П. Кідиба**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електроенергетики та систем управління,  
e-mail: kidyba@ukr.net

**Я. Д. Пришляк**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електроенергетики та систем управління,  
e-mail: pryshlak@gmail.com

**І. О. Сабадаш**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електроенергетики та систем управління,  
e-mail: office@imskoe.org.ua

## **АВТОМАТИЧНЕ ПОВТОРНЕ ВВІМКНЕННЯ В ЕЛЕКТРИЧНІЙ МЕРЕЖІ З ІЗОЛЬОВАНОЮ НЕЙТРАЛЛЮ ЗА ОДНОФАЗНОГО ЗАМИКАННЯ НА ЗЕМЛЮ**

<https://doi.org/10.23939/sepes2020.01.001>

© Баран П. М., Кідиба В. П., Пришляк Я. Д., Сабадаш І. О., 2020

Електричні мережі 6–35 кВ працюють з ізолюваною чи уземленою через дугогасний реактор нейтраллю. Цей режим нейтралі є причиною появи значних перенапруг з крутими фронтами хвиль в електричній мережі за однофазних замикань на землю (ОЗЗ), особливо за дугових замикань та різного роду ферорезонансних явищ. Ці перенапруги пошкоджують ізоляцію всієї електричної мережі. Тому для підвищення ефективності функціонування мережі 6–35 кВ необхідно до мінімуму зменшити час дії згубних для ізоляції мережі (особливо кабелів) перенапруг. Для цього необхідно застосовувати захисти, що діють на вимкнення присіднання з ОЗЗ із мінімальною витримкою часу. Для зменшення збитків від недовідпуску електроенергії за рахунок зменшення часу знеструмлення споживачів, що вимикалися захистом за ОЗЗ, доцільно застосовувати автоматичне повторне ввімкнення (АПВ), що діє на автоматичне увімкнення елемента електричної мережі, попередньо вимкненого захистом за ОЗЗ.

Розроблено алгоритм функціонування АПВ. На основі розробленого алгоритму з застосуванням цифрових технологій виготовлений пристрій, за допомогою якого може бути організована функція АПВ для великої кількості присіднань до секції шин – до 28.

Для перевірки працездатності пристрою створена фізична модель електричної мережі з ізольованою нейтраллю, що дозволяє моделювати ОЗЗ. Для захисту від ОЗЗ у фізичній моделі застосований серійний пристрій «Альтра», що успішно експлуатується на різних електроенергетичних об'єктах України – обленерго, теплових електричних станціях, заводських підстанціях тощо. Взаємна робота пристроїв захисту від ОЗЗ та АПВ опробувана на фізичній моделі. Моделювались різноманітні режими за ОЗЗ в електричній мережі (пошкодження в різних місцях електричної мережі) та різний характер ОЗЗ (короткочасні з самоліквідацією, стійкі без самоусунення). Аналіз результатів перевірки на фізичній моделі підтвердив високу ефективність комплексного використання пристроїв захисту за ОЗЗ та АПВ у мережах з ізольованою (компенсованою) нейтраллю. Зараз пристрій знаходиться в дослідній експлуатації на одній із підстанцій «Львівобленерго».

*Ключові слова: підстанція; релейний захист; автоматика; однофазне замикання на землю; автоматичне повторне ввімкнення; цифровий пристрій; «Альтра»; інформаційна мережа.*

### **Постановка проблеми**

Для зменшення збитків від недовідпуску електроенергії споживачам, що вимикалися захистом за однофазного замикання на землю, пропонується їх вмикати пристроями автоматичного повторного ввімкнення. Це в першу чергу стосується споживачів, приєднаних до шин підстанцій кабелями з паперовою оливопросоченою ізоляцією.

### **Актуальність дослідження**

Як показав досвід експлуатації, більшість ОЗЗ в мережах з ізольованою (компенсованою) нейтраллю є дуговими (70–90 % всіх ОЗЗ). Навіть стійкі («металічні») ОЗЗ починаються з дугових замикань різної тривалості. Режим дугових ОЗЗ є небезпечним для ізоляції всієї електричної мережі через наявність в ній перенапруг з крутими фронтами хвиль. Під час виникнення дугового ОЗЗ також можуть виникати ферорезонансні явища, для яких характерним є значне підвищення фазних напруг мережі, що може спричинити пробій ізоляції обладнання. За виникнення ферорезонансу насамперед з ладу виходять трансформатори напруги (згідно зі статистичними даними за рік виходить з ладу до 10 % від загальної кількості трансформаторів напруги) та можуть пошкоджуватись кабелі електрично зв'язаної мережі [1]. Крім того, такі перенапруги викликають прискорену деградацію (старіння) ізоляції. Тому режими ОЗЗ, особливо дугові, для електричних мереж з ізольованою (компенсованою) нейтраллю є небезпечними [2]. Враховуючи вищевикладене, захисти за виникнення ОЗЗ у мережах з ізольованою (компенсованою) нейтраллю повинні діяти на вимкнення пошкодженого елемента з мінімальною можливою витримкою часу [3].

В електричних мережах з ізольованою (компенсованою) нейтраллю часто виникають ОЗЗ, що супроводжуються частковими пробоями (короткочасними уземленнями фази). За часткових пробойів в більшості випадків ізоляція в місці пошкодження самовідновлюється (або відновлюється після зняття напруги). У разі використання швидкодійного релейного захисту, вимкнене ним приєднання, в якому відновились ізоляція, може вводиться в роботу. Для цього доцільно застосувати автоматичне повторне ввімкнення, що здійснює увімкнення елемента, попередньо вимкненого захистом за ОЗЗ в електричній мережі з ізольованою (компенсованою) нейтраллю. Це дозволить зменшити збитки від недовідпуску електроенергії за рахунок зменшення часу знеструмлення споживачів, що вимикалися захистом за ОЗЗ.

### **Формулювання мети та завдань статті**

Метою дослідження є розроблення алгоритму функціонування АПВ за однофазного замикання на землю в електричній мережі з ізольованою (компенсованою) нейтраллю, створення цифрового пристрою та перевірка його працездатності.

### Аналіз останніх досліджень і публікацій

Сьогодні для захисту приєднань підстанцій з ізольованою або компенсованою нейтраллю за ОЗЗ ефективним є застосування цифрових пристроїв “Альтра” [4–6], для яких характерними є висока чутливість та селективність роботи. Принцип роботи пристрою за виникнення ОЗЗ на приєднанні базується на аналізі струмів нульової послідовності приєднань до секції шин (СШ) підстанції та напруги нульової послідовності СШ.

### Виклад основного матеріалу

Автоматичне повторне ввімкнення за однофазного замикання на землю (АПВ) призначене для автоматичного увімкнення приєднання, що було вимкнене пристроєм захисту за ОЗЗ [7, 8]. Як захист за ОЗЗ використовуємо пристрій “Альтра”. Цей пристрій забезпечує комплексний контроль ізоляції кожного приєднання секції шин 6-35 кВ, селективно визначає приєднання секції шин після виникнення на ньому ОЗЗ та формує сигнал на його вимкнення. Для запуску АПВ обов'язковою є дія пристрою захисту за ОЗЗ на вимкнення пошкодженого приєднання.

Для роботи АПВ необхідно забезпечити виконання таких умов:

- пуск АПВ здійснюється тільки після спрацювання пристрою захисту за ОЗЗ;
- після увімкнення вимикача приєднання на визначений час блокується запуск АПВ;
- дія АПВ має бути однократною.

Функціональну схему, що реалізує роботу АПВ, наведено на рис. 1. Схему показано для одного приєднання.

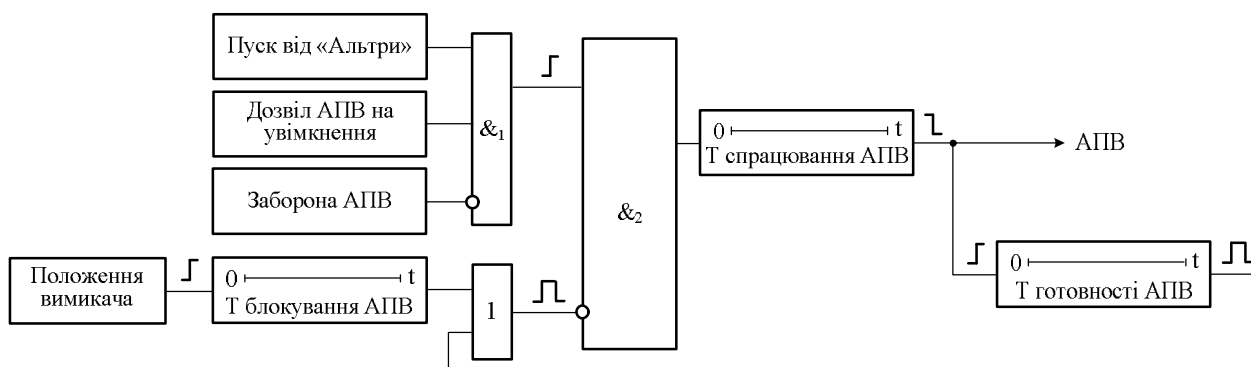


Рис. 1. Функціональна схема роботи АПВ

Для організації АПВ необхідно контролювати стан вихідних реле пристрою захисту за ОЗЗ, які діють на вимкнення вимикачів приєднань та стан вимикачів цих приєднань.

Дозвіл на пуск АПВ формуватиметься (сигнал на виході логічного елемента &2) у випадку:

1) наявності сигналу на першому вході логічного елемента &2, який буде після виконання наступних умов:

- пройшло вимкнення приєднання від захисту за ОЗЗ (контролюється, як правило, спрацюванням відповідного вихідного реле);
- дозволена дія АПВ на увімкнення (задається в конфігурації пристрою АПВ);
- немає заборони дії АПВ від інших пристроїв РЗА підстанції;

2) відсутності сигналу на інверсному вході логічного елемента &2.

Блокування дії АПВ виконане на інверсному вході логічного елемента &2. Воно здійснюється завдяки наявності сигналу на виході логічного елемента 1, який утримується протягом часу, що визначається витримками часу:  $T_{\text{блокування АПВ}}$  та  $T_{\text{готовності АПВ}}$ . Це блокування передбачене для двох випадків:

- відразу після увімкнення вимикача (появи сигналу “Положення вимикача”), коли можливе увімкнення на закортку та спрацювання захисту від міжфазних к.з., який повинен вимкати вимикач з мінімальною можливою витримкою часу. В цьому випадку повторне ввімкнення від АПВ не має сенсу;

- після увімкнення вимикача від АПВ. Тим самим забезпечується однократність дії АПВ. Якщо ОЗЗ стійке, то дія АПВ. З неуспішна, автоматично вмикати вимикач приєднання другий раз немає потреби.

Після появи сигналу на виході логічного елемента  $\&_2$  запускається таймер, який відраховує час спрацювання АПВ  $T_{\text{спрацювання АПВ}}$ . Після відрахунку цього часу з'являється сигнал "АПВ", що діє на електромагніт увімкнення вимикача приєднання.

На основі розробленого алгоритму функціонування АПВ в Інституті мікропроцесорних систем керування об'єктами електроенергетики (ІМСКОЕ) – виготовлено цифровий термінал "Альтра-АПВ-ОЗЗ". "Альтра-АПВ-ОЗЗ" – це сучасний цифровий прилад, що забезпечує автоматичне повторне увімкнення приєднання системи шин 6-35 кВ після вимкнення його захистом за ОЗЗ. Один пристрій встановлюють для організації функції АПВ для 28 приєднань включно (у випадку більшої кількості приєднань встановлюють два або більше пристроїв). Для контролю стану вимикачів передбачено  $N$  бінарних входів за кількістю контрольованих приєднань захистом за ОЗЗ "Альтра". Для управління вимикачами приєднань передбачено  $N$  бінарних виходів (в термінали вони реалізовані на електромеханічних проміжних реле).

Як правило пристрій АПВ "Альтра-АПВ-ОЗЗ" працює разом з пристроєм захисту за ОЗЗ "Альтра".

Для отримання інформації від пристроїв "Альтра" та "Альтра-АПВ-ОЗЗ" організовується інформаційна мережа. Інформаційна мережа управління пристроями АПВ та захисту за ОЗЗ наведена на рис. 2. Доступ до пристроїв "Альтра-АПВ-ОЗЗ" та "Альтра" організований на основі "Концентратора". Зв'язок "Концентратора" з диспетчером може здійснюватись як по GSM мережі, так і по Ethernet мережі. «Концентратор» містить вбудований комп'ютер, GPS модуль та GSM модем. Він забезпечує збирання інформації від пристроїв, їх часову синхронізацію, передачу інформації на вищий рівень ієрархії управління та можливість зміни їх конфігурації. Зв'язок пристроїв "Альтра-АПВ-ОЗЗ" та "Альтра" з "Концентратором" здійснений за допомогою двопровідної лінії зв'язку типу "вита пара" з використанням інтерфейсу RS-485.

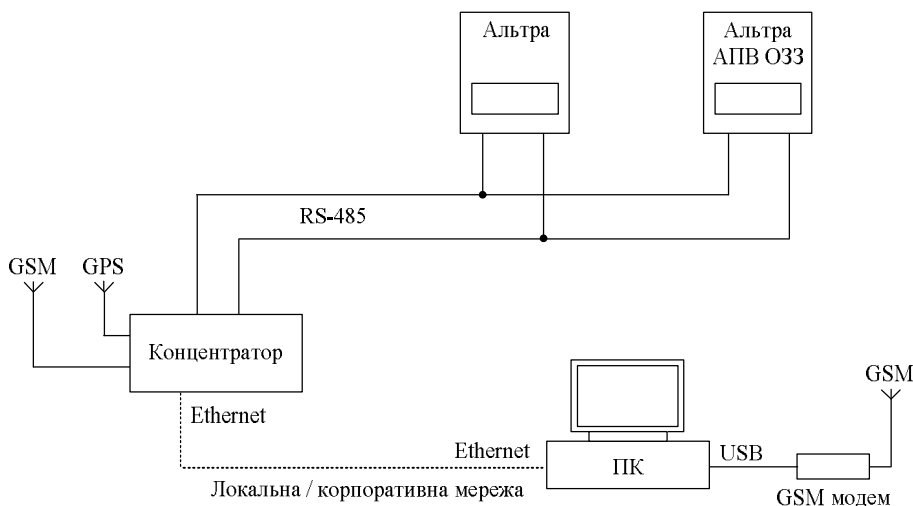


Рис. 2. Інформаційна мережа пристроїв "Альтра-АПВ-ОЗЗ" та "Альтра"

Управління пристроями інформаційної мережі здійснюється через ПК диспетчера.

Для перевірки працездатності пристрою на кафедрі електроенергетики та систем управління створено фізичну модель електричної мережі з ізольованою нейтраллю, що дозволяє моделювати ОЗЗ [9, 10]. Ця фізична модель електричної мережі представляє собою характерний фрагмент типової міської електричної мережі. Принципова схема фізичної моделі електричної мережі наведена на рис. 3.

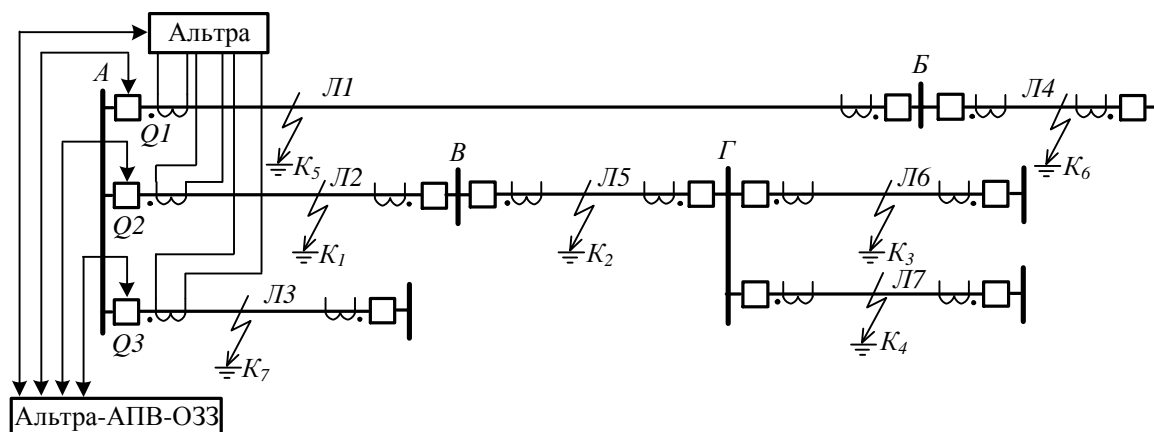


Рис. 3. Принципова схема фізичної моделі електричної мережі

Як видно з рис. 3, в мережі використовується пристрій “Альтра”, який встановлений на підстанції А. Цей пристрій забезпечує селективне визначення лінії, на якій відбулося ОЗЗ та її вимкнення. На цій же підстанції встановлений пристрій, що забезпечує АПВ “Альтра-АПВ-ОЗЗ”. Використовуючи особливості, які характерні для ОЗЗ, розглядаємо схему електричної мережі лише для протікання струмів нульової послідовності. Для моделювання ОЗЗ на лініях мережі джерело напруги нульової послідовності необхідно вмикати у вибраному місці. В схемі фізичної моделі відсутні поздовжні параметри ліній – активні та індуктивні опори, тому що вони є набагато меншими від поперечних (ємнісних) опорів ліній.

На рис. 4 наведено схему управління комутаційним апаратом Q1 фізичної моделі електричної мережі. На схемі контакти A1.1, A1.2, A2.1 – це вихідні контакти пристроїв захисту “Альтра” та “Альтра-АПВ-ОЗЗ”. Реле Q1 моделює вимикач електричної мережі (це двообмоткове реле), SB1, SB2 – кнопки дистанційного ручного управління вимикачем. Аналогічно працюють схеми управління комутаційними апаратами Q2, Q3 фізичної моделі електричної мережі.

Створена фізична модель з достатньою точністю дозволяє моделювати процеси під час ОЗЗ в електричній мережі з ізолюваною нейтраллю.

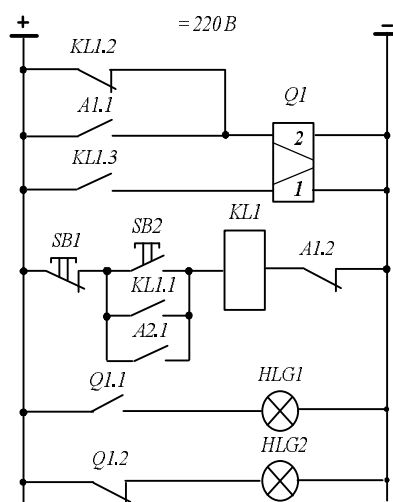


Рис. 4. Схема управління вимикачем фізичної моделі електричної мережі

### Висновки

1. Розроблено алгоритм автоматичного повторного ввімкнення приєднання після вимкнення його захистом за однофазного замикання на землю.
2. Розроблено мікропроцесорний пристрій “Альтра-АПВ-ОЗЗ”, що реалізує функцію АПВ.
3. Створено фізичну модель електричної мережі з ізолюваною нейтраллю, що дозволяє моделювати однофазні замикання на землю, роботу пристроїв релейного захисту та дію АПВ.

### Список використаних джерел

1. Журахівський А. В. Ферорезонансні процеси та захист трансформаторів напруги в електричних мережах 6–35 кВ: монографія / А. В. Журахівський, З. М. Бахор, О. І. Ганус, П. П. Говоров, А. Я. Яцейко. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2019. 324 с.

2. *Захист електричних мереж 6–35 кВ від ферорезонансних процесів* / А. В. Журахівський, Ю. А. Кенс, А. Я. Яцейко, Р. Я. Масляк. *Технічна електродинаміка*. 2013. № 5. С. 70–76.
3. *Гловацкий В. Г., Пономарев И. В. Современные средства релейной защиты и автоматики электросетей*. М.: Энергомашиин, 2003. 535 с.
4. *Базилевич М. В., Божик Р. С., Сабадаш І. О. Мікропроцесорна інформаційно-діагностувальна система «Альтра» для селективного визначення приєднання з уземленою фазою*. *Енергетика та електрифікація*. Київ, 2003. № 7. С. 9–95.
5. *Сабадаш І. О. Новітні мікропроцесорні технології в експлуатації мереж 6–35 кВ*. *Электрические сети и системы*. 2011. № 6.
6. *Кідиба В. П. Релейний захист електроенергетичних систем: навч. посібник*. Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2015. 504 с.
7. *Голота А. Д. Автоматика в електроенергетичних системах: навч. посіб.* К.: Вища шк., 2006. 367 с.
8. *Релейний захист. Цифрові пристрої релейного захисту, автоматики та управління електроенергетичних систем: навч. посіб.* / О. С. Яндутьський, О. О. Дмитренко; під загальною редакцією д.т.н. О.С. Яндутьського. К.: НТУУ «КПІ», 2016. 102 с.
9. *Баран П. М., Кідиба В. П., Шмагала В. М., Пришляк Я. Д. Спеціальне програмне забезпечення цифрової тестової системи для перевірки пристроїв релейного захисту та автоматики*. *Енергетика та електрифікація*. Київ, 2006. № 6. С. 25–32.
10. *Баран П. М., Божик Р. С., Кідиба В. П., Лисяк Г. М., Сабадаш І. О., Проць Х. А. Фізична модель мережі з ізольованою нейтраллю для перевірки захистів від однофазних замикань на землю* // *Вісник Національного університету “Львівська політехніка”. Електроенергетичні та електромеханічні системи*. 2011. № 707. С. 3–9.

#### References

1. *Zhurahivskii A.V. Ferorezonansni protsesy ta zahyst transformatoriv napruhy v elektrychkh merezhakh 6–35 KV: monohrafiia* / A. V. Zhurahivskii, Z. M. Bakhor, O. I. Hanus, P. P. Hovorov, A. Ya. Yatseiko. Lviv: Vydavnytstvo Lvivskoi politekhniki, 2019. 324 p. (Ukr)
2. *Zakhyst elektrychnykh merezh 6–35 kV vid ferorezonansnykh protsesiv* / A. V. Zhurahivskii, Yu. A. Kens, A. Ya. Yatseiko, R. Ya. Masliak. *Tekhnichna elektrodynamika*, 2013. No 5. Pp. 70–76.
3. *Glovatskiy V. G., Ponomarev I. V. Sovremennye sredstva zashchity i avtomatiki elektrosetey*. Moskva: Energomashvin. 2003. 535 p. (Rus)
4. *Bazylevych M. V., Bozhyk R. S., Sabadash I. O. Mikroprotsesorna informatsiino-diaagnostovalna systema “Altra” dlia selektyvnoho vyznachennia pryednannia z uzemlenoiu fazoiu*. *Energetyka ta elektryfikatsiia*. Kyiv, 2003. No 7. Pp. 91–95. (Ukr)
5. *Sabadash I. O. Novitni mikroprotsesorni tehnologii v ekspluatatsii merezh 6–35 kV*. *Elektricheskie seti i sistemy*. 2011. No 6. (Ukr)
6. *Kidyba V. P. Releinyi zakhyst elektroenerhetychnykh system: navch. posibnyk*. Lviv: Vydavnytstvo Lvivskoi politekhniki, 2015. 504 p. (Ukr)
7. *Holota A. D. Avtomatyka v elektroenerhetychnykh systemakh: navch. posibnyk*. Kyiv: Vyshcha shkola, 2006. 367 p. (Ukr)
8. *Releinyi zakhyst. Tsyfrovi prystroi releinoho zakhystu, avtomatyky ta upravlinnia elektroenerhetychnykh system: navch. posibnyk* / O. S. Yandulskiyi, O. O. Dmytrenko; pid zahalnoiu redaktsiieiu O. S. Yandulskoho. Kyiv: NTUU “KPI”, 2016. 102 p. (Ukr)
9. *Baran P. M., Kidyba V. P., Shmahala V. M., Pryshliak Ya. D. Spetsialne prohramne zabezpechennia tsyfrovoi testovoi systemy dlia perevirky prystroiv releinoho zakhystu ta avtomatyky*. *Energetyka ta elektryfikatsiia*. Kyiv, 2006. No 6. Pp. 25–32. (Ukr)
10. *Baran P. M., Bozhyk R. S., Kidyba V. P., Lysiak H. M., Sabadash I. O., Prots Kh. A. Fizychna model merezhi z izolovanoiou neutralliu dlia perevirky zakhystiv vid odnofaznykh zamykan na zemliu*. *Visnyk Natsionalnoho universytetu “Lvivska politekhnika”. Elektroenerhetychni ta elektromekhanichni systemy*. 2011. No. 707. Pp. 3–9. (Ukr)



**P. Baran**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electric Power Engineering and Control Systems,  
e-mail: petro.m.baran@lpnu.ua

**V. Kidyba**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electric Power Engineering and Control Systems,  
e-mail: kidyba@ukr.net

**Ya. Pryshliak**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electric Power Engineering and Control Systems,  
e-mail: pryshlak@gmail.com

**I. Sabadash**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electric Power Engineering and Control Systems,  
e-mail: office@imskoe.org.ua

## **AUTOMATIC RECLOSING FOR ISOLATED NEUTRAL ELECTRIC GRID UNDER SINGLE-PHASE TO GROUND FAULT**

© Baran P., Kidyba V., Pryshliak Ya., Sabadash I., 2020

6–35 kV electrical networks operates with isolated or compensated neutrals. Such mode of a neutral is the reason of emergence of considerable overvoltage in an electrical network during single-phase ground fault (SFGF), especially during short-circuit through an arc and various ferro-resonance phenomena. These overvoltage destroy the insulation of the electrically coupled network. Therefore, in order to increase the performance efficiency of the 6-35 kV network, it is necessary to minimize the operate time of overvoltage that are detrimental to the insulation of the network (especially cables). For this purpose it is necessary to use protections, which with minimum time delay disconnect feeder with SFGF. In order to reduce the time of de-energizing of consumers who have been disconnected by the protection during the SFGF, it is advisable to use automatic reclose (AR), which will lead to reduction of losses from electricity sacrifice. The AR automatically switches on an electric network element previously disconnected during the SFGF.

The algorithm of functioning of the APP is developed. On the basis of the developed algorithm with use of digital technologies the device by means of which it is possible to organize the APP function for a large number of connections to section of tires – up to 28 is manufactured.

To test the performance of the device created a physical model of the isolated neutral system, which allows to simulate SFGF. To protect against SFGF in the physical model used serial device “Altra”, which is successfully operated at various power facilities in Ukraine – power, thermal power stations, substations of enterprises and more. The mutual operation of protection devices during SFGF and AR has been tested on a physical model. Various modes during SFGF in the electrical network (damage in different places of the electrical network) and different nature of SFGF (short-term with self-liquidation, stable without self-elimination) were simulated. The analysis of the results of the physical model verification confirmed the high efficiency of the integrated use of the protection devices during SFGF and AR in the isolated neutral system and compensated network. The device is currently being piloted at one of substations of “Lvivoblenergo”.

*Keywords: substation; relay protection; automatics; single-phase ground fault; automatic reclose; digital device; “Altra”; information network.*

**Ю. О. Білецький**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електроприводу і комп’ютеризованих електромеханічних систем,  
yurii.o.biletskyi@lpnu.ua

**Р.-І. В. Кузик**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електроприводу і комп’ютеризованих електромеханічних систем,  
kyzukrostuk@gmail.com

**Ю. В. Ломпарт**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електроприводу і комп’ютеризованих електромеханічних систем,  
lompartyurii@gmail.com

## **СИНТЕЗ ТА АНАЛІЗ СИСТЕМИ ЕНЕРГОФОРМУЮЧОГО КЕРУВАННЯ ВІТРОСОНЯЧНОЮ ЕНЕРГОУСТАНОВКОЮ З ГІБРИДНОЮ СИСТЕМОЮ НАКОПИЧЕННЯ ЕНЕРГІЇ**

<https://doi.org/10.23939/sepes2020.01.008>

© Білецький Ю. О., Кузик Р.-І. В., Ломпарт Ю. В., 2020

Однією з основних задач сьогодення є розвиток альтернативної енергетики. Попри значну кількість переваг такі джерела енергії, як сонце та вітер, не є постійними, а оскільки ці джерела природно працюють у «протифазі», то їх доцільно використовувати разом. Також зважаючи на їх непостійність, зазвичай з ними використовують різні накопичувальні системи, зокрема гібридні системи накопичення, такі як поєднання акумуляторної батареї та суперконденсатора, що мають кращі експлуатаційні характеристики. Отже, об’єкт вітросонячної енергоустановки є складною системою, яка потребує особливого підходу до керування. Одними з відомих підходів до побудови систем керування складними об’єктами є енергетичні підходи.

Показано процедуру синтезу універсальної системи енергоформуючого керування вітросонячною енергоустановкою з гібридною системою накопичення з широкими можливостями для налаштування. Використання різних параметрів системи енергоформуючого керування, що відображає введення додаткових взаємозв’язків та демпфування, дає можливість скорегувати перетікання енергії в середині замкненої системи, а отже, здійснити налаштування залежно від бажаного результату. Наприклад, підтримання напруги, яка прикладається до навантаження на одному рівні або плавність перехідних процесів струму через акумуляторну батарею. Проаналізовано вплив можливих параметрів та їх поєднання на роботу замкненої системи. Синтезовано чотири найефективніші структури системи енергоформуючого керування з різними

конфігураціями параметрів: з природним перетіканням енергії, з введенням додаткових взаємозв'язків та демпфування в підсистемі накопичення, з веденням взаємозв'язків у підсистемі генерації, а також в обидва типи підсистем. Проведено порівняльні дослідження, в результаті яких підтверджено доцільність введення додаткових взаємозв'язків до всіх підсистем, а саме: сонячної енергоустановки, вітроенергоустановки, акумуляторної батареї та суперконденсатора. Така система має змогу забезпечити оптимальне керування як відбором енергії від усіх джерел, так і її розподілом по накопичувачах енергії.

Системи енергоформуючого керування вітросонячною енергоустановкою завдяки введенню додаткових взаємозв'язків та демпфування, надають широкі можливості для налаштування. Це особливо корисно у таких складних системах, як вітросонячні енергоустановки з гібридними системами накопичення, де потрібно узгоджувати роботу підсистем з урахуванням багатьох вимог.

*Ключові слова: системи керування, енергетичні підходи, енергоформує керування, вітроенергоустановка, сонячна енергоустановка, гібридна система накопичення енергії*

### **Вступ**

Сучасний розвиток науково-технічного прогресу ставить завдання пошуку ефективних джерел енергії для забезпечення потреб людства з врахуванням екологічності їхнього використання [1]. Серед екологічних джерел енергії, що їх називають альтернативними джерелами енергії або поновлювальними джерелами енергії, одними з найпопулярніших є сонячна енергетика, джерелом енергії якої є сонячна радіація та вітрова, джерелом енергії якої є сила вітру [2]. Однак, одним з головних недоліків як сонячних так і вітрових енергоустановок є те, що генерація електроенергії від цих джерел не є постійною. Цей аспект зумовлює доцільність використання сонячної та вітрової енергоустановок разом. Виходячи з досліджень, які показують закономірності чергування інтенсивності даних джерел [3], це стабілізує сумарну генерацію енергії та збільшує шанси на те, що енергії відібраної від спільної роботи цих джерел буде достатньо для забезпечення потреб споживача.

Ще однією проблемою, що обмежують швидке впровадження систем генерації електроенергії на основі поновлюваних джерел, таких як вітрова та сонячна енергія, зокрема автономних, є висока вартість систем накопичення та їх термін служби. З метою зменшення собівартості та збільшення терміну експлуатації використовують різного роду гібридні системи [4]. Одним з основних компонентів високої вартості є акумуляторні батареї, які використовуються для зберігання електроенергії. Суперконденсатори мають набагато вищу питому потужність, тому в них є потенціал, щоб доповнювати традиційні системи батарей. Використання суперконденсаторів також знижує струмові навантаження на системи батарей, суттєво збільшуючи період життя батареї [5]. Їх поєднання в основному розглядають в автомобільній промисловості для гібридного та електричного транспорту через зменшення розміру загальної системи накопичення енергії, однак завдяки своїм енергетичним перевагам останнім часом застосовують і у системах генерації електроенергії.

Використання вітросонячної енергоустановки з гібридною системою накопичення, що являє собою складну систему, яка поєднує низку підсистем, створює потребу у правильному і ефективному керуванні цією системою.

### **Аналіз попередніх досліджень та публікацій**

Хоча енергетичні підходи до керування відомі вже давно, їхнє застосування до побудови систем керування та детальне дослідження розпочалися недавно. Такі підходи можна застосовувати до будь-яких систем, оскільки енергія, яка є основою цих підходів, є невід'ємною частиною усіх систем – і механічних, і хімічних, і електротехнічних. Ці підходи почали застосовувати і при керуванні енергоустановками альтернативної енергетики (такими, як вітроенергетика та сонячна енергетика), гібридного та електричного транспорту в поєднанні з гібридними системами накопичення електроенергії [2–7].

Енергетичні підходи базуються на фізичних законах і належать до фізичної теорії автоматичного керування [6]. Основним рівнянням для одного з енергетичних підходів – енергоформуючого керування – є функція повної енергії (Гамільтоніан), що має вигляд [7]:

$$H(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^m \mathbf{D} \mathbf{x} \quad (1)$$

де  $H(\mathbf{x})$  – функція повної енергії;  $\mathbf{x}$  – вектор станів;  $\mathbf{D}$  – діагональна матриця коефіцієнтів інерційності системи.

Ціллю енергоформуючого керування буде забезпечення роботи системи у точці бажаної рівноваги  $\mathbf{x}_0$ , яка визначається сигналом завдання. Цього досягають за рівнянням [8]:

$$H_d(\mathbf{x}) = H(\mathbf{x}) + H_a(\mathbf{x}), \quad (2)$$

де  $H_a(\mathbf{x})$  – корегувальна функція енергії системи керування.

Для зручності роботи з енергетичними підходами система розглядається як Гамільтонова з керованими портами (входами та виходами) [9]:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{G}^m(\mathbf{x}) \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}}, \end{cases} \quad (3)$$

де  $\mathbf{J}(\mathbf{x})$  – кососиметрична матриця, що описує взаємозв'язки в системі;  $\mathbf{R}(\mathbf{x})$  – симетрична матриця, що описує демпфування в системі;  $\mathbf{G}(\mathbf{x})$  – матриця портів;  $\mathbf{u}(\mathbf{x})$  – вектор керуючих впливів;  $\mathbf{y}(\mathbf{x})$  – вектор вихідних енергетичних змінних.

Процес синтезу системи енергоформуючого керування починається з того, що математичну модель об'єкта керування, яку зазвичай зображують за допомогою диференціальних та алгебраїчних рівнянь, зводять до вигляду (3), тобто формують вектори та матриці [10].

Наступним кроком прирівнюється рівняння бажаної системи із введеними додатковими взаємозв'язками та демпфуваннями до рівняння системи згідно з математичною моделлю об'єкта [6]:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \cdot \mathbf{u}(t) = [\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x})] \mathbf{D}(\mathbf{x} - \mathbf{x}_0) \quad (4)$$

### Постановка задачі

Отже, завданням пропонованих у статті досліджень є синтез системи енергоформуючого керування вітросонячної енергоустановки з гібридними системами накопичення енергії, аналіз та порівняння впливу використання різних конфігурацій регуляторів на роботу синтезованої системи шляхом комп'ютерного моделювання за допомогою засобів MATLAB (Simulink).

### Виклад основного матеріалу

Базуючись на джерелах [10–14] складемо принципову електричну схему вітросонячної енергоустановки з гібридними системами накопичення енергії (рис. 1) та її математичну модель:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_b \frac{di_b}{dt} = U_b - U_{dc}(1 - \gamma_b) \\ L_{sc} \frac{di_{sc}}{dt} = U_{sc} - U_{dc}(1 - \gamma_{sc}) \\ C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_b(1 - \gamma_b) + i_{sc}(1 - \gamma_{sc}) + i_{pv}(1 - \gamma_{pv}) + i_w(1 - \gamma_w) - i_l \\ C_{sc} \frac{dU_{sc}}{dt} = -i_{sc} \\ L_l \frac{di_l}{dt} = U_{dc} - E_l - R_l i_l \\ L_{pv} \frac{di_{pv}}{dt} = U_{pv} - U_{dc}(1 - \gamma_{pv}) \\ L_w \frac{di_w}{dt} = U_w - U_{dc}(1 - \gamma_w) \end{array} \right. \quad (5)$$

де  $L_b$ ,  $L_{sc}$ ,  $L_l$ ,  $L_{pv}$ ,  $L_w$  – індуктивності в колах акумуляторної батареї, суперкондансатора, навантаження, сонячної енергоустановки та вітроустановки відповідно;  $R_l$  – активний опір

навантаження;  $E_l$  – проти ЕРС навантаження;  $\gamma_b, \gamma_{sc}, \gamma_{pv}, \gamma_w$  – коефіцієнти заповнення імпульсів DC-DC перетворювачів до відповідних електричних кіл (за аналогією до індуктивностей);  $U_{dc}$  – напруга, що подається на навантаження.

Вітросонячна енергоустановка складається з сонячної (СЕУ) та вітрової (ВЕУ) енергоустановок, що через DC/DC перетворювачі передають енергію на шину постійного струму, до якої, своєю чергою, під'єднані навантаження (Load), та гібридної системи накопичення енергії, що містить акумуляторну батарею та суперконденсатор, що під'єднано до шини постійного струму через відповідні DC/DC перетворювачі.

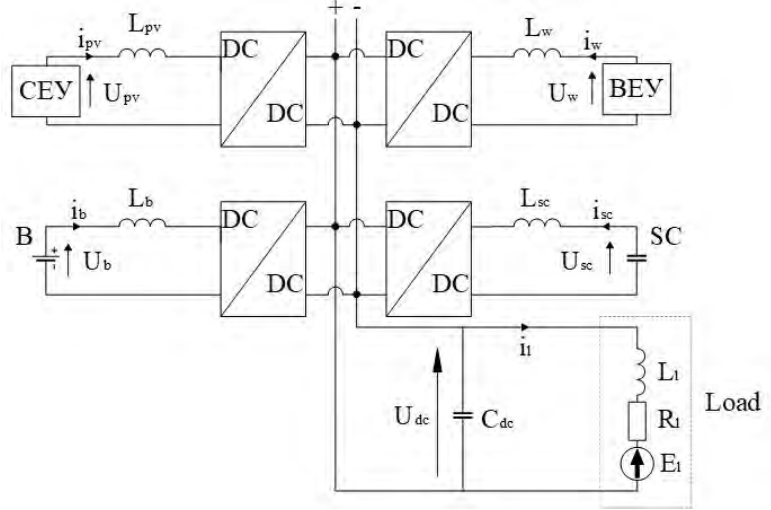


Рис. 1. Принципова електрична схема вітросонячної енергоустановки з гібридними системами накопичення енергії

Оскільки накопичувачами енергії в такій системі є індуктивності в колах навантаження, СЕУ, ВЕУ, акумуляторної батареї та суперконденсатора, а також ємності суперконденсатора та конденсатора гни постійного струму, то вектори стану, вхідних і вихідних координат вибираємо так [15]:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \\ x_5 \\ x_6 \\ x_7 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_b i_b \\ L_{sc} i_{sc} \\ C v_{dc} \\ C_{sc} v_{sc} \\ L_l i_l \\ L_{pv} i_{pv} \\ L_w i_w \end{bmatrix} = \mathbf{D} \begin{bmatrix} i_b \\ i_{sc} \\ v_{dc} \\ v_{sc} \\ i_l \\ i_{pv} \\ i_w \end{bmatrix}; \mathbf{u} = \begin{bmatrix} V_b \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -E_l \\ V_{pv} \\ V_w \end{bmatrix}; \mathbf{y} = \begin{bmatrix} i_b \\ i_{sc} \\ v_{dc} \\ v_{sc} \\ i_l \\ i_{pv} \\ i_w \end{bmatrix}; \mathbf{G} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

де  $x_1 \dots x_7$  – елементи вектора стану;  $\mathbf{D} = \text{diag} [L_b \ L_{sc} \ C \ C_{sc} \ L_l \ L_{pv} \ L_w]$  – діагональна матриця інерційностей системи.

Виходячи з обраного вектору стану  $\mathbf{x}$  та згідно з (1), Гамільтоніан системи набуде вигляду:

$$\mathbf{H}(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \mathbf{x}^T \mathbf{D} \mathbf{x} = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{L_b} \mathbf{x}_1^2 + \frac{1}{L_{sc}} \mathbf{x}_2^2 + \frac{1}{C} \mathbf{x}_3^2 + \frac{1}{C_{sc}} \mathbf{x}_4^2 + \frac{1}{L_l} \mathbf{x}_5^2 + \frac{1}{L_{pv}} \mathbf{x}_6^2 + \frac{1}{L_w} \mathbf{x}_7^2 + \right) \quad (7)$$

Тоді матриця взаємозв'язків установки у формі гамільтонової системи з керованими портами набуде вигляду:

$$\mathbf{J}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -(1 - \gamma_b) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -(1 - \gamma_{sc}) & 1 & 0 & 0 & 0 \\ (1 - \gamma_b) & (1 - \gamma_{sc}) & 0 & 0 & -1 & (1 - \gamma_{pv}) & (1 - \gamma_w) \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -(1 - \gamma_{pv}) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -(1 - \gamma_w) & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Матриця демпфувань  $R(x)$  системи матиме лише один ненульовий елемент, а саме  $-R_{55}(x) = R_1$ .

Для керування шляхом формування бажаних взаємозв'язків та демпфування задаємо універсальною структурою матриць системи керування  $J_a(x)$  та  $R_a(x)$ :

$$J_a(x) = \begin{bmatrix} 0 & j_{12} & j_{13} & j_{14} & j_{15} & j_{16} & j_{17} \\ -j_{12} & 0 & j_{23} & j_{24} & j_{25} & j_{26} & j_{27} \\ -j_{13} & -j_{23} & 0 & j_{34} & j_{35} & j_{36} & j_{37} \\ -j_{14} & -j_{24} & -j_{34} & 0 & j_{45} & j_{46} & j_{47} \\ -j_{15} & -j_{25} & -j_{35} & -j_{45} & 0 & j_{56} & j_{57} \\ -j_{16} & -j_{26} & -j_{36} & -j_{46} & -j_{56} & 0 & j_{67} \\ -j_{17} & -j_{27} & -j_{37} & -j_{47} & -j_{57} & -j_{67} & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$R_a(x) = \begin{bmatrix} -r_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -r_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -r_{44} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -r_{55} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -r_{66} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -r_{77} \end{bmatrix} \quad (10)$$

Підставивши матриці та вектори в рівняння (4), за допомогою розробленої програми в Mathcad, синтезуємо рівняння регуляторів, що формують сигнали керування чотирма DC-DC перетворювачами системи. Оскільки є 28 можливих параметрів регуляторів універсальної системи енергоформуючого керування, що суттєво ускладнює процедуру її налаштування, було прийнято рішення попередньо дослідити вплив кожного параметра на поведінку системи, а також їх взаємовплив заданням інших параметрів нульовими і повторення процедури синтезу розробленою програмою. В результаті попередніх досліджень було виявлено чотири найефективніші системи керування, із різними комбінаціями додатково введених взаємозв'язків та демпфувань. Рівняння регуляторів відповідних систем наведено в таблиці.

З метою проведення порівняльних досліджень синтезованих систем, відповідно до принципової схеми (рис. 1) складено комп'ютерну модель (рис. 2), де зовнішні впливи моделюються джерелами змінної напруги ( $E(load)$ ,  $U(w)$ ,  $U(pv)$ ), а DC-DC перетворювачі використано з внутрішньої бібліотеки MATLAB.

З метою спрощення  $U(w)$ ,  $U(pv)$  моделюються джерелами напруги, приймаючи, що вітрова та сонячна електроустановки містять контролери і не видають напругу, пропорційну до відібраної потужності. В подальших дослідженнях вони будуть змінені на моделі бібліотек MATLAB.

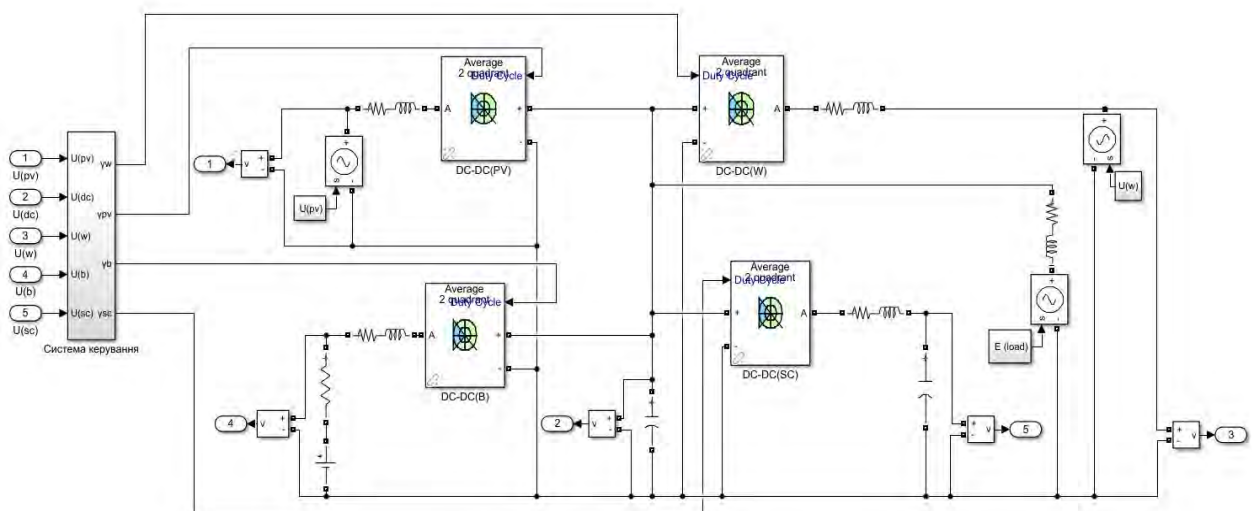


Рис. 2. Комп'ютерна досліджуваної вітросонячної енергоустановки з гібридними системами накопичення енергії

Дослідження проводились за наступних параметрів досліджуваної установки:  $L_b = L_l = 0,001$  Гн,  $L_{sc} = 0,0005$  Гн,  $L_{pv} = L_w = 0,003$  Гн,  $C = 0,01$  Ф та  $C_{sc} = 45$  Ф. Регулятори систем керування були налаштовані наступним чином: з нульовими налаштуваннями (Система 1),  $j_{13} = 0,7$ ,  $j_{23} = 0,5$ ,  $r_{22} = 0,005$  (Система 2),  $j_{14} = 0,2$ ,  $j_{24} = 0,15$ ,  $j_{36} = 0,5$ ,  $j_{37} = 0,7$  (Система 3) та  $j_{46} = 0,5$ ,  $j_{47} = 0,2$  (Система 4). Сигнали завдання було сформовано як:  $U_{b0} = 24$  В,  $U_{dc0} = 48$  В та  $U_{sc0} = 30$  В.

### Коефіцієнти заповнення імпульсів

	<i>Система 1</i>	<i>Система 2 (j<sub>13</sub>; j<sub>23</sub>; r<sub>22</sub>)</i>
$\gamma_b$	$-\frac{U_b - U_{dc0}}{U_{dc0}}$	$-\frac{U_b - U_{dc0} - U_{dc}j_{13} + U_{dc0}j_{13}}{U_{dc0}}$
$\gamma_{sc}$	$\frac{U_{dc0} - U_{sc0}}{U_{dc0}}$	$\frac{U_{dc0} - U_{sc0} + U_{dc}j_{23} - U_{dc0}j_{23} + i_{sc}r_{22}}{U_{dc0}}$
$\gamma_{pv}$	$-\frac{U_{pv} - U_{dc0}}{U_{dc0}}$	$-\frac{U_{pv} - U_{dc0}}{U_{dc0}}$
$\gamma_w$	$-\frac{U_w - U_{dc0}}{U_{dc0}}$	$-\frac{U_w - U_{dc0}}{U_{dc0}}$
	<i>Система 3 (j<sub>14</sub>; j<sub>24</sub>; j<sub>36</sub>; j<sub>37</sub>)</i>	<i>Система 4 (j<sub>46</sub>; j<sub>47</sub>)</i>
$\gamma_b$	$-\frac{U_b - U_{dc0} - U_{sc}j_{14} + U_{sc0}j_{14}}{U_{dc0}}$	$-\frac{U_b - U_{dc0}}{U_{dc0}}$
$\gamma_{sc}$	$\frac{U_{dc0} - U_{sc0} + U_{sc}j_{24} - U_{sc0}j_{24}}{U_{dc0}}$	$\frac{U_{dc0} - U_{sc0}}{U_{dc0}}$
$\gamma_{pv}$	$-\frac{U_{pv} - U_{dc0} + U_{dc}j_{36} - U_{dc0}j_{36}}{U_{dc0}}$	$-\frac{U_{pv} - U_{dc0} + U_{sc}j_{46} - U_{sc0}j_{46}}{U_{dc0}}$
$\gamma_w$	$-\frac{U_w - U_{dc0} + U_{dc}j_{37} - U_{dc0}j_{37}}{U_{dc0}}$	$-\frac{U_w - U_{dc0} + U_{sc}j_{47} - U_{sc0}j_{47}}{U_{dc0}}$

На систему діє три зовнішні впливи: це напруга від сонячної панелі (рис. 3), напруга від вітроенергоустановки (рис. 4) та проти ЕРС навантаження (рис. 5); сигнали завдання сформовано так, щоб можна було оцінити вплив кожного з них як окремо, так і в комплексі, що дає можливість дослідити роботу системи та відпрацювання сигналів завдання САК за різних режимів роботи.

У результаті досліджень було виявлено такі впливи параметрів регуляторів та наведено відповідні рекомендації по їх застосуванню:

$j_{13}$  – впливає на форсування протікання перехідних процесів струму акумуляторної батареї, він корисний для підтримки напруги  $U_{dc}$  на бажаному рівні, однак не забезпечує плавності протікання перехідних процесів струму батареї.

$j_{23}$  – згладжує перехідний процес струму через акумуляторну батарею та форсує перехідні процеси струму через суперконденсатор.

$r_{22}$  – підтримує напругу  $U_{dc}$  на заданому рівні та не допускає просядки при зміні навантаження.

$j_{14}$  – стабілізує напругу  $U_{dc}$  на бажаному рівні, збільшує та підтримує на певному рівні струм через акумуляторну батарею та навантаження. Збільшує усталене значення напруги суперконденсатора та, своєю чергою, зменшує його на акумуляторній батареї.

$j_{24}$  – стабілізує напругу  $U_{dc}$  в околі заданого рівня, суттєво зменшує напругу на суперконденсаторі та стабілізує струм через акумуляторну батарею та на навантаженні.

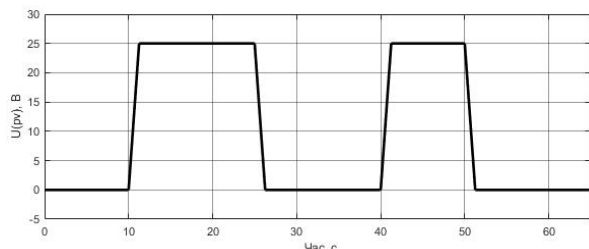


Рис. 3. Напруга на сонячній панелі

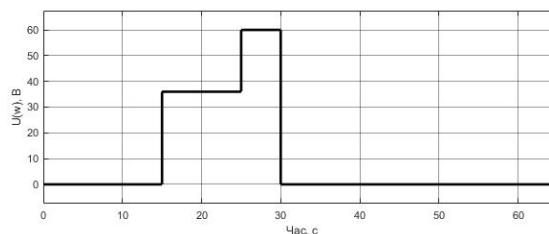


Рис. 4. Напруга на вітроенергоустановці

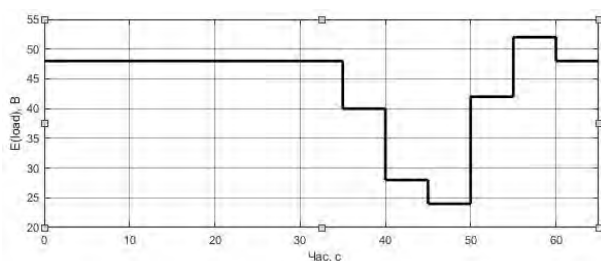


Рис. 5. Проти ЕРС навантаження

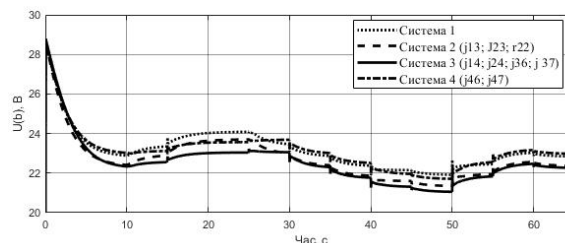


Рис. 6. Напруга на батареї

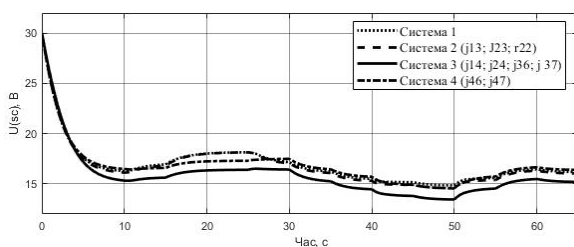


Рис. 7. Напруга через суперконденсатор

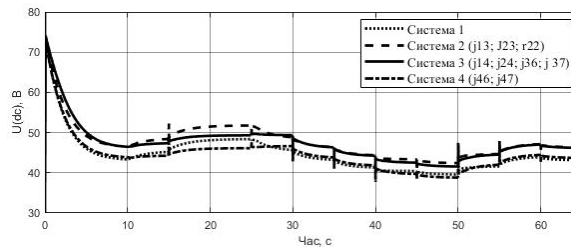


Рис. 8. Напруга на навантаженні

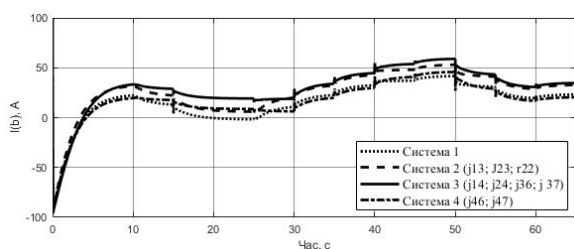


Рис. 9. Струм через акумуляторну батарею

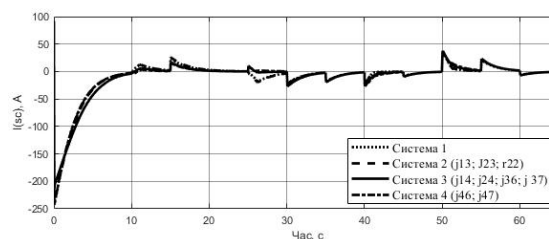


Рис. 10. Струм через суперконденсатор

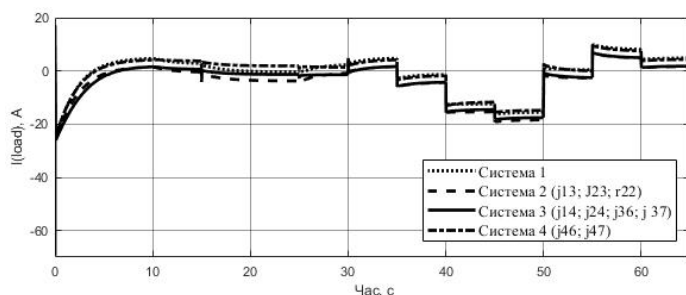


Рис. 11. Струм через навантаження



$j_{36}$  – коефіцієнт підтримує напругу  $U_{dc}$  на заданому рівні, зменшує напругу на суперконденсаторі в зоні дії напруги від сонячної енергоустановки, стабілізує струм через акумуляторну батарею та навантаження.

$j_{37}$  – коефіцієнт стабілізує напругу  $U_{dc}$  а також згладжує перехідні процеси струму через акумуляторну батарею та навантаження.

$j_{46}$  – даний коефіцієнт стабілізує струм через акумуляторну батарею на ділянці дії збурення з сонячної енергоустановки, стабілізує напругу  $U_{dc}$  та стрибки струму через навантаження.

$j_{47}$  – дослідження показали, що коефіцієнт стабілізує напругу  $U_{dc}$  в зоні дії збурення з вітроенергоустановки, дещо зменшує напругу на акумуляторній батареї та суперконденсаторі, стабілізує струм через батарею та навантаження.

Отже, використання різних параметрів дає можливість скорегувати перетікання енергії в середині системи, а отже, здійснити налаштування залежно від бажаного результату. Прикладом вищесказаного можуть бути необхідність підтримання напруги, яка прикладається до навантаження на одному рівні, або плавність перехідних процесів струму через акумуляторну батарею. Так, Система 1 немає додатково введених взаємозв'язків та демпфувань, що виключає необхідність у налаштуванні, а перетікання енергій відбувається природним чином. Система 2 завдяки додатково введеними взаємозв'язкам та демпфуванню покращує перетікання енергії в гібридних системах накопичення енергії. В Системі 4 відбувається корекція відбору енергії з енергоустановок, а Система 3, своєю чергою, має наявні коефіцієнти у всіх колах, що дає можливість сповна оптимізувати систему. Результати досліджень підтвердили, що найефективнішою є Система 3, що, завдяки додатково введеним взаємозв'язкам, які впливають на усі DC-DC перетворювачі, оптимально керує як відбором енергії від усіх джерел, так і її розподілом по накопичувачах енергії. Саме тому напруга, що прикладається до навантаження має найменший розкид коливань, перехідні процеси струмів акумуляторної батареї та навантаження проходять плавно, а також підтримуються на певному рівні.

## Висновки

Синтез системи енергоформуючого керування вітросонячною енергоустановкою дає змогу одержати регулятори із широкими можливостями для налаштування. Проведені дослідження дали змогу проаналізувати вплив параметрів регуляторів енергоформуючих систем керування (додатково введених взаємозв'язків та демпфувань) та їх поєднання на роботу вітросонячної енергоустановки, а також виокремити найефективніші структури регуляторів.

## Список використаних джерел

1. Півняк Г., Шкрабець Ф., Нойбергер Н., Ципленков Д. *Основи вітроенергетики: підручник*. Дніпро: НГУ, 2015. 335 с.
2. Щур В. І. *Енергоефективне керування вітроустановками малої потужності для генерування електричної і теплової енергії: автореф. дис. ...канд. тех. наук: спец 05.09.03. Національний університет «Львівська політехніка»*. Львів, 2017. 246 с.
3. Клишко В. І. *Вітросонячні системи електроживлення малопотужних споживачів: автореф. дис. ... канд. тех. наук: спец 05.09.03. Національний університет «Львівська політехніка»*. Львів, 2016. 209 с.
4. Shchur I., Biletskyi Y. *Interconnection and damping assignment passivity-based control of semi-active and active battery/supercapacitor hybrid energy storage systems for stand-alone photovoltaic installations. Proceedings of the 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering, TCSET. 2018, Pages 324–329. Vol. 18. pp. 324–329.*
5. Щур І. З., Білецький Ю. О. *Енергоформуюче керування нелінійними електромеханічними системами з синхронними машинами на постійних магнітах: монографія*. Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2016. 174 с.
6. Shchur I., Klimko V. *Feasibility study of the parameters of a hybrid wind-solar system for power supply of an individual object. Elektromehanichni i energozberigayuchi sistemi. 2014. Vol. 2. P. 92–100.*
7. Biletskyi Y., Shchur I., Shcherbovskiy S. *Mechanical damping in energy-shaping control system of permanent magnet synchronous motor. Proceedings of the 4th Int. Conf. of Young Scientists EPECS-2013. Electronic edition on CD-ROM. Lviv, 2013. pp. 76–77.*
8. Ortega R., van der Schaft A. J., Castanos F., Astolfi A. *Control by interconnection and standart passivity-based control of port-hamiltonian systems. IEEE Contr. Syst. Tech.. 2008. Vol. 53. No. 11. pp. 2527–2542.*

9. Shchur I., Rusek A., Biletskyi Y. *Energy-shaping optimal load control of PMSG in a stand-alone wind turbine as a port-controlled Hamiltonian system. Przegląd elektrotechniczny (Electrical review)*. 2014. Vol. 5. pp. 50–55.

10. Щур І.З., Білецький Ю.О. Застосування принципів пасивного керування до синхронної машини з постійними магнітами як Гамільтонової системи з керованими входами/виходами. *Електротехнічні та комп'ютерні системи. Тем. випуск: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. К.: Техніка, 2011. С. 77–79.*

11. Alexandru C., Pozna C. *Different tracking strategies for optimizing the energetic efficiency of a photovoltaic system. IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics (AQTR) (22–25 May 2008, Cluj-Napoca, Romania)*. 2008. Vol. 3. pp. 434–439.

12. Chong W., Naghavi M., Poh S., Mahlia T., Pan K. *Techno-economic analysis of a wind-solar hybrid renewable energy system with rainwater collection feature for urban high-rise application. Applied Energy*. 2011. Vol. 88. pp. 4067–4077.

13. Ekren O., Ekren B. *Size optimization of a PV/wind hybrid energy conversion system with battery storage using simulated annealing. Applied Energy*. 2010. Vol. 87. pp. 592–598.

14. Nowdeh S., Mahdi H. *Economic designing of pv/fc/wind hybrid system considering components availability. I. J. Modern Education and Computer Science*. 2013. Vol. 7. pp. 69–77.

15. Kuzyk R.-I., Biletskyi Y. *Energy-Shaping Control of the Wind-Solar Power Plant with a Hybrid Energy Storage System. Proceedings of the 9th Int. Conf. of Young Scientists EPECS-2019. Electronic edition on CD-ROM*. 2019. pp. 84–89.

#### References

1. Pivnyak G., Shkrabec' F., Nojberger N., Ciplenkov D.. *Fundamentals of wind power. Textbook. Dnipro: NGU, 2015. 335 p.(Ukr)*.

2. Shchur V. I. *Energy efficient control of low power wind turbines for generating electrical and thermal energy: author's abstract of Ph.D. tech. sci. diss.: 05.09.03 / Lviv Polytechnic National University. Lviv, 2017. 246 p. (Ukr)*.

3. Klimko V. I. *Wind-powered power systems for low-power consumers: author's abstract of Ph.D. tech. sci. diss.: 05.09.03 / Lviv Polytechnic National University. Lviv, 2016. 209 p. (Ukr)*

4. Shchur I., Biletskyi Y. *Interconnection and damping assignment passivity-based control of semi-active and active battery/supercapacitor hybrid energy storage systems for stand-alone photovoltaic installations. Proceedings of the 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering, TCSET. 2018, Pages 324–329. Vol 18. pp. 324–329.*

5. Shchur I. Z., Biletskyi Y. O. *Energy-shaping control of non-linear electromechanical systems with permanent magnet synchronous machines. Monograph. Lviv: Vidavnicтво L'vivs'koi politehniky, 2016. 174 p. (Ukr)*.

6. Shchur I., Klimko V. *Feasibility study of the parameters of a hybrid wind-solar system for power supply of an individual object. Elektromehanichni i energozberigayuchi sistemi*. 2014. Vol. 2. P. 92–100.

7. Biletskyi Y., Shchur I., Shcherbovskiyh S. *Mechanical damping in energy-shaping control system of permanent magnet synchronous motor. Proceedings of the 4th Int. Conf. of Young Scientists EPECS-2013. Electronic edition on CD-ROM. Lviv, 2013. pp. 76–77..*

8. Ortega R., van der Schaft A. J., Castanos F., Astolfi A. *Control by interconnection and standart passivity-based control of port-hamiltonian systems. IEEE Contr. Syst. Tech.. 2008. Vol. 53 No. 11. pp. 2527–2542..*

9. Shchur I., Rusek A., Biletskyi Y. *Energy-shaping optimal load control of PMSG in a stand-alone wind turbine as a port-controlled Hamiltonian system. Przegląd elektrotechniczny (Electrical review)*. 2014. Vol. 5. pp. 50–55.

10. Shchur I., Biletskyi Y. *Application of the principles of passive control to a permanent magnet synchronous machine as a Hamiltonian system with controlled inputs/outputs. Electrical and Computer Systems. Themes issue: Automated Electric Drive Problems. Theory and Practice. – K.: Tehnika, 2011. – P. 77–79. (Ukr)*

11. Alexandru C., Pozna C. *Different tracking strategies for optimizing the energetic efficiency of a photovoltaic system. IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics (AQTR) (22–25 May 2008, Cluj-Napoca, Romania)*. 2008. Vol. 3. pp. 434–439.

12. Chong W., Naghavi M., Poh S., Mahlia T., Pan K. *Techno-economic analysis of a wind-solar hybrid renewable energy system with rainwater collection feature for urban high-rise application. Applied Energy*. 2011. Vol. 88. pp. 4067–4077.

13. Ekren O., Ekren B. *Size optimization of a PV/wind hybrid energy conversion system with battery storage using simulated annealing. Applied Energy*. 2010. Vol. 87. pp. 592–598.

14. Nowdeh S., Mahdi H. *Economic designing of pv/fc/wind hybrid system considering components availability. I. J. Modern Education and Computer Science*. 2013. Vol. 7. pp. 69–77.

15. *Kuzyk R.-I., Biletskyi Y. Energy-Shaping Control of the Wind-Solar Power Plant with a Hybrid Energy Storage System. Proceedings of the 9th Int. Conf. of Young Scientists EPECS-2019. Electronic edition on CD-ROM. 2019. pp. 84–89.*

**Y. Biletskyi**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems,  
yurii.o.biletskyi@lpnu.ua

**R.-I. Kuzyk**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems,  
kyzukrostuk@gmail.com

**Y. Lompart**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems,  
lompartyurii@gmail.com

## **SYNTHESIS AND ANALYSIS OF THE ENERGY-SHAPING CONTROL SYSTEMS FOR WIND-SOLAR POWER PLANT WITH HYBRID ENERGY STORAGE SYSTEM**

© *Biletskyi Y., Kuzyk R.-I., Lompart Y., 2019*

Nowadays, one of the main tasks is the development of alternative energy. Despite the considerable number of advantages, such sources of energy as the sun and wind are not permanent, and since these sources naturally work in "antiphase" it is advisable to use them together. Also, due to their instability, they are typically used with various types of storage systems, in particular hybrid energy storage systems, such as a combination of batteries and supercapacitors, which have better performance. Thus, the object of wind-solar power plant is a complex system that requires a special approach to control. One of the well-known approaches to building control systems for complex objects are energy-based approaches.

This article shows the procedure for synthesizing of the universal energy-shaping control system for the wind-solar power plant with hybrid energy storage system with wide range of tuning capabilities. The use of various parameters of the energy-shaping control system, which reflects the introduction of additional interconnections and damping, allows to adjust the energy flow inside closed loop system, and therefore to make customization depending on the desired result. For example, maintaining the voltage provided to the load or the smoothness of the battery current. The influence of possible parameters and their combination on the operation of a closed loop system is analyzed. The four most efficient structures of the energy-shaping control system with different parameter configurations have been synthesized: with natural energy flow, with additional interconnections and damping in the storage subsystems, with interconnections in generation subsystems, and in both types of subsystems. Their comparative studies were carried out, which confirmed the feasibility of introducing additional interconnections in all subsystems, namely: solar power plant, wind power plant, battery and supercapacitor. Such a system is able to provide optimal control of both the extraction of energy from all sources and its distribution across energy storage.

Energy-shaping control systems of wind-solar power plants, through the introduction of additional interconnections and damping, provide wide customization capabilities, this can be especially useful for complex systems such as wind-solar power plants with hybrid energy storage systems, where the coordination of subsystems operation, that meets many the requirements, is needed.

*Keywords: control systems, energy-based approaches, energy-shaping control, wind power, solar power, hybrid energy storage.*

Т. В. Боровець

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електромехатроніки  
та комп'ютеризованих електромеханічних систем,  
taras.v.borovets@lpnu.ua

## ЗАСТОСУВАННЯ НЕЧІТКОГО ФІЛЬТРА ЧАСТИНОК ДЛЯ СПОСТЕРЕЖЕННЯ СТАНІВ ДИНАМІЧНОЇ СИСТЕМИ В РЕЖИМІ РЕАЛЬНОГО ЧАСУ

<https://doi.org/10.23939/sepes2020.01.018>

© Боровець Т. В., 2020

Однією із ключових проблем реалізації замкнених систем керування є вимірювання усіх станів динамічної системи, яка перебуває у складних навколишніх умовах, де застосування певних видів датчиків є технічно неможливим чи економічно необґрунтованим. Також, у електромеханічних системах існує низка величин, які неможливо безпосередньо виміряти фізичними датчиками. У таких випадках для обчислення невідомих координат вектора стану динамічної системи використовують математичні алгоритми – спостерігачі та естиматори. Одним із найпоширеніших серед алгоритмів спостереження, які використовуються у електромеханічних системах, є фільтр частинок, який дає змогу визначати координати вектора стану нелінійної системи за негауссовим законом розподілу станів та вимірювань. Також, практична цінність алгоритму зумовлена високою нечутливістю до шуму сенсорів та збіжністю при великих початкових відхиленнях оцінених значень станів від реальних величин. Проте, реалізація алгоритму потребує значних обчислювальних витрат, які зумовлені обчисленням великої кількості точок станів, у яких може перебувати динамічна система. Із метою зменшення обчислювальної складності у статті запропоновано модифікацію фільтра частинок для спостереження координат вектора станів динамічної системи електроприводу колеса електромобіля. Модифікований алгоритм фільтра частинок здійснює перемикання кількості точок під час оцінювання величин координат вектора стану із використанням нечіткої логіки із лише одним нечітким входом, що дає змогу уникнути великої бази правил. Адекватність нечіткого фільтра частинок доведена математичним моделюванням динаміки системи електроприводу колеса електромобіля під час його руху на різних поверхнях. Запропонований алгоритм показав аналогічну точність і менші обчислювальні затрати порівняно із класичним алгоритмом спостереження. Також результати моделювання засвідчили, що модифікований спостерігач незначно впливає на динаміку та статичку замкненої системи керування із регулятором за повним вектором стану, на вхід якого подаються координати системи, визначені нечітким фільтром частинок.

*Ключові слова: фільтр частинок, нечітка логіка, спостерігач, естиматор, динамічна система, електромобіль, електропривід, математичне моделювання.*

### **Постановка проблеми**

До сучасних систем керування, зокрема приводом електромобіля, висувають високі вимоги щодо точності та надійності вимірювання координат динамічної системи, яка є об'єктом керування. Такі вимоги зумовлені необхідністю точності керування, стійкості системи і формування бажаних динамічних характеристик. Особливо посилюються вимоги до систем керування швидкістю електромобіля при дотриманні безпеки руху. Найпоширенішим способом отримання інформації про стани системи є давачі. Проте, використання давачів не завжди є раціональним або можливим через низку причин:

- давачам притаманна похибка вимірювання, а сигнали з них можуть бути спотворені впливом завад, які передаються електромагнітним полем, особливо, коли використовується частотне керування електроприводом;
- вимірювання деяких величин передбачає використання дорогих сенсорів, вартість яких доволі часто може перевищувати вартість усієї системи керування;
- давачі разом із з'єднуючими провідниками зменшують надійність усієї системи;
- деякі величини не можна виміряти за допомогою давачів, наприклад, нормальну реакцію, яка виникає у контакті взаємодії колеса із поверхнею дорожнього покриття. Проте, інформація про ці величини може бути корисною для формування керуючих впливів на динамічну систему.

Існування вищевказаних недоліків застосування давачів зумовило розроблення віртуальних сенсорів, які дають змогу обчислити значення невідомих станів динамічної системи на основі математичної моделі об'єкта і безпосередньо виміряних іншими давачами величин. У літературі часто використовують термін “віртуальний сенсор”, яким можуть називати три різні поняття, а саме – математичну модель фізичного сенсора, естиматор та спостерігач. Здебільшого, естиматором називають математичний алгоритм для обчислення невідомих величин на основі математичних формул, компонентами яких є уже відомі величини. Натомість, спостерігач – це математичний алгоритм, який для обчислення станів динамічної системи використовує математичну модель системи і корегує модель на основі виміряних давачами величин. Спостерігачі та естиматори можуть замінити дорогі сенсори та розширити вектор зворотного зв'язку, забезпечуючи керування в режимі реального часу.

Сьогодні існує велика кількість методів спостереження, які набули поширення в електроприводах [1–2]. Найвідоміші спостерігачі Люенбергера, фільтр Калмана, фільтр частинок (Particle filter, надалі PF), які використовуються, як для лінійних, так і для не лінійних систем. Незважаючи на те, що алгоритми спостереження дають змогу зменшити вплив або зовсім уникнути недоліків використання сенсорів, їхнє застосування потребує зокрема адекватної математичної моделі об'єкта керування і використання додаткових обчислюваних ресурсів контролера. Особливо критичною є проблема обчислювальних затрат при використанні фільтра частинок, тому що для забезпечення високої точності спостереження необхідна велика кількість частинок, які апроксимують густину розподілу станів динамічної системи. Із збільшенням кількості частинок час розрахунку зростає. Тому у статті розглянуто метод зменшення обчислювальних затрат динамічною зміною кількості частинок із використанням нечіткої логіки.

### **Актуальність дослідження**

Розроблення алгоритмів спостереження, які працюють у режимі реального часу, є одним із пріоритетних завдань у сучасному розвитку систем керування, оскільки спостерігачі дають змогу визначати координати об'єкта керування без використання дорогих сенсорів, забезпечуючи при цьому високу швидкодію замкненої системи керування.

### **Формулювання мети та завдань статті**

Метою дослідження є зменшення обчислювальних затрат фільтра частинок зміною кількості частинок нечіткою логікою із одним входом.

### Аналіз останніх досліджень і публікацій

Фільтр частинок є одним із послідовних методів Монте-Карло, який запропоновано у роботі [3] як байєсівський фільтр завантаження (bootstrap) для нелінійних та негауссових систем. Термін “Фільтр частинок” запропонований через три роки у роботі [4]. Алгоритм фільтра частинок ґрунтується на правилі Байєса і, таким чином, проблема оцінювання розглядається як знаходження функції густини ймовірності, яку можна апроксимувати великою кількістю зважених точок.

Для покращення точності спостереження станів системи багато дослідників запропонували різні модифіковані методи фільтра частинок, але ці вдосконалення часто збільшують обчислювальні витрати. Наприклад, у статті [5] запропоновано використовувати фільтр частинок із додатковою кількістю точок для оцінювання кута нахилу автомобіля, що, своєю чергою, приводить до зменшення швидкодії методу. Як наслідок, іншим напрямком дослідження є модернізація методу для зменшення обчислювальних затрат із забезпеченням при цьому бажаної точності спостереження. У статті [6] пропонується використовувати PF на основі інтервальної арифметики для оцінювання стану транспортного засобу. Такий підхід спрощує алгоритм, оскільки значно простіше апроксимувати густину розподілу ймовірностей інтервалами, ніж великою кількістю зважених частинок. Однак інтервальна математика має недоліки, адже звичайні комп'ютери та контролери не призначені для інтервальної арифметики. У статті [7] автори запропонували динамічно змінювати кількість частинок залежно від похибки між вимірними і спостереженими значеннями, використовуючи нечітку логіку для перемикання між кількістю частинок. Цей підхід дає змогу зменшити обчислювальні затрати, забезпечуючи точність спостереження. Однак, недоліком є вибір нечіткого входу як похибки між вимірними і оціненими значеннями. У такому випадку, якщо корегування відбувається за декількома сенсорами, кількість правил значно зростає. Також при значних шумах сенсорів перемикання між кількістю частинок буде стохастичним.

### Виклад основного матеріалу

Вибір кількості частинок є одним із основних процесів налаштування спостерігача, при виконанні якого необхідно знайти оптимальне співвідношення між точністю спостереження і часом розрахунку [8]. Проте, таке співвідношення змінюється, коли змінюються умови спостереження, а саме змінюється збурення, які діють на систему або сенсори. У такому випадку встановлена кількість частинок уже не задовольняє попередньо встановлених вимог щодо точності або часу розрахунку. Тому, базуючись на залежності точності спостереження від кількості частинок, можна забезпечувати заданий рівень точності спостереження координат стану, змінюючи кількість частинок, при цьому змінювати і час розрахунку. Відомо, що зручним і плавним способом перемикання між різними станами може слугувати алгоритм нечіткої логіки. Тому ми вибрали саме цей метод як перемикач між різною кількістю частинок.

Як було сказано раніше, перемикання кількості частинок може відбуватися залежно від величин розузгодження між спостереженими і вимірними координатами стану [7]. Проте, у випадку використання декількох датчиків, перемикач на основі нечіткої логіки із багатьма вхідними сигналами потребує великої кількості правил. Для зменшення бази правил запропоновано використовувати нечіткий перемикач із одним входом. Як варіант вибору входу є спроба взяти до уваги виміри лише одного сенсора. Однак, у такому випадку не враховуватимуть вимірів інших сенсорів, що не бажано, коли сенсори вимірюють координати підсистем різнотемпної динаміки системи. У цьому випадку необхідно вибрати величину, яка б ідентифікувала похибку спостереження усіх координат.

Проаналізувавши різні методи спостереження, встановили, що таким індикатором може слугувати один із параметрів методу рісемплінгу, а саме розширеного методу Монте-Карло [9]. На відміну від звичайних методів рісемплінгу, вищевказаний метод передбачає генерування випадкових частинок, якщо точність спостереження знижується. Одним із параметрів, які ідентифікують зміну точності, є середнє значення ваг частинок, яке обчислюють на основі густин розподілів відносних ймовірностей появи виміру сенсорів при значеннях координат стану. Тобто, ваги

характеризують те, як близько частинку розміщено до вимірів сенсора, і, своєю чергою, похибку оцінки стану кожною окремою частинкою. Зменшення середнього значення ваг усіх частинок відповідає збільшенню похибки спостереження. У такому випадку необхідно генерувати нові частинки, щоб збільшити ймовірність потрапляння частинок у область реального стану системи. Для зменшення впливу шуму на частоту генерації нових випадкових точок у роботі [9] запропоновано знаходити співвідношення між середніми значеннями ваг частинок, обчислених на декількох  $w_{fast}$  чи багатьох  $w_{slow}$  попередніх кроках оцінки.

$$w_{fast} = w_{av} + \alpha_{fast} (w_{fast} - w_{av}); \quad (1)$$

$$w_{slow} = w_{av} + \alpha_{slow} (w_{slow} - w_{av}), \quad (2)$$

де  $w_{av}$  є середніми значеннями ваг частинок на поточному кроці обчислення;  $\alpha_{fast}$  і  $\alpha_{slow}$  коефіцієнти, що визначають, скільки попередніх кроків беруть до уваги при обчисленні середніх значень ваг ( $\alpha_{fast} \gg \alpha_{slow}$ ). Співвідношення між  $w_{fast}$  і  $w_{slow}$  характеризує зміну похибки. Якщо  $w_{fast}/w_{slow} = 1$ , то на визначеному діапазоні похибка без змін, якщо  $w_{fast}/w_{slow} < 1$  – похибка збільшилася, якщо  $w_{fast}/w_{slow} > 1$  – похибка зросла.

Таблиця 1

**Правила нечіткого перемикача**

$w_{fast}/w_{slow}$	Small	Medium	High
$N_{particles}$	$N_1$	$N_2$	$N_3$

Отже, співвідношення між короткостроковим  $w_{fast}$  та довгостроковим  $w_{slow}$  середніми значеннями ваг точок обрано як нечіткий вхід для визначення кількості частинок на кожній ітерації спостереження. Функції належності для вибраного входу нечіткого перемикача показано на рис. 2. Вхідний сигнал може належати до трьох множин: малі (Small), середні значення (Medium), великі (High). Правила нечіткої логіки наведено у табл. 1 ( $N_1 > N_2 > N_3$ ). Якщо співвідношення між короткостроковим та довгостроковим середнім значенням ваг частинок належить малим значенням, то кількість частинок є найбільшою. У випадку належності входу до середніх або малих значень кількість частинок зменшується. Кількість частинок обчислюють як вихід нечіткої моделі Такаґі–Сугено (T-S):

$$N_{particles} = \frac{\mu_1 N_1 + \mu_2 N_2 \dots + \mu_N N_j}{\sum_j \mu_j} \quad (3)$$

де  $\mu_j$  – функція належності  $j$ -правила,  $j = 1, 2, \dots, F$ ,  $F$  – це кількість правил;  $N_j$  є вихід  $j$ -го правила. У цьому випадку кількість правил дорівнює кількості термів.

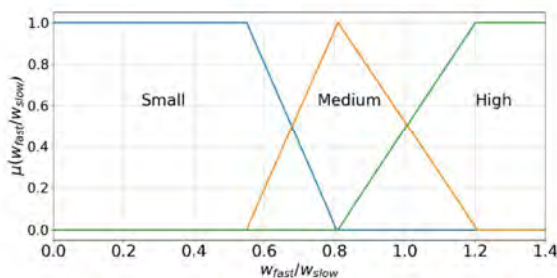


Рис. 1. Функції належності

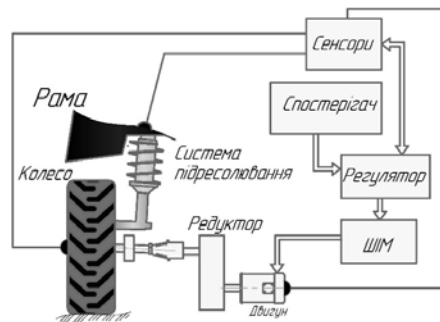


Рис. 2. Діаграма модуля приводу електромобіля

Модернізований алгоритм спостереження на основі поєднання фільтра частинок із нечіткою логікою можна застосувати у системах керування різними об'єктами, зокрема у системах керування електромобілем. У роботі [11] запропоновано для моделювання динаміки транспортного засобу і для спрощення синтезу алгоритму керування використовувати модульний підхід (an open architecture design approach), який передбачає представлення електромобіля як сукупності модулів. Одним із таких модулів є модуль приводу електромобіля (рис. 2), який складається з рами автомобіля, колеса, системи підресорювання, електроприводу (редуктор, двигун, ШІМ-перетворювач) та системи керування (регулятор, спостерігач, сенсори). У прикладі розглянуто спостереження координат стану модуля електромобіля масою 10 тонн, математичну модель якого описано нижче.

Електропривід модуля приводу електромобіля складається із двигуна постійного струму і редуктора, який передає крутний момент від двигуна до колеса (рис. 2). У цьому випадку вал між редуктором і колесом є достатньо довгим, що спричиняє його скручування. Тому систему електроприводу можна подати як двомасову систему із моментом інерції колеса  $J_w$  і еквівалентним моментом інерції  $J_{eq}$ , який містить момент інерції двигуна і приведений до вала двигуна момент інерції редуктора. Еластичні та демпфуючі властивості валів описуються еквівалентною жорсткістю кручення,  $k_{eq}$  та еквівалентним торсіонним демпфуванням,  $c_{eq}$ , що обчислюються за рахунок приведення жорсткості та демпфування шестерень та валів до вала якоря двигуна, використовуючи коефіцієнт передачі механізму  $i$ . Динаміку обертання можна записати у формі простору стану:

$$f(\mathbf{X}, \mathbf{U}) = \begin{cases} \frac{di_m}{dt} = \frac{1}{L_a} \left( \frac{uk_{bat}}{u_{max}} - R_a i_m - k_{emf} \omega_m \right), \\ \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J_{eq}} \left[ k_t i_m - T_s - c_{eq} (\omega_m - i\omega_w) - T_{fm} \right], \\ \frac{dT_s}{dt} = k_{eq} (\omega_m - i\omega_w), \\ \frac{d\omega_w}{dt} = \frac{1}{J_w} \left[ iT_s + ic_{eq} (\omega_m - i\omega_w) - T_{wl} - T_{fw} \right]. \end{cases} \quad (4)$$

де координатами вектора стану  $\mathbf{X} = [i_m, \omega_m, T_s, \omega_w]^T$  є струм якоря  $i_m$ , кутова швидкість якоря двигуна  $\omega_m$ , момент скручування вала  $T_s$ , кутова швидкість колеса  $\omega_w$ ; вектор керуючих впливів  $\mathbf{U}_{c1}$  включає лише один елемент – напругу керування  $u$ ; вектор збурення включає момент навантаження  $T_{wl}$ . Також модель характеризують такі параметри: електричний опір кола якоря  $R_a$ , індуктивність кола якоря  $L_a$ , постійна стала двигуна  $k_t$ , коефіцієнт ЕРС  $k_{emf}$ , максимальна вихідна напруга ШІМ  $k_{bat}$  і максимальна напруга керування,  $u_{max}$ .

Для синтезу спостерігача необхідно вибрати вектор координат спостереження  $\hat{\mathbf{X}}$ , вектор керуючих впливів і збурень  $\mathbf{U}$ , вектор вимірів  $\mathbf{Y}$ , а також модель об'єкта  $f(\hat{\mathbf{X}}, \mathbf{U})$  і модель вимірів  $h(\hat{\mathbf{X}}, \mathbf{U})$ . Модель  $f(\hat{\mathbf{X}}, \mathbf{U})$  відповідає моделі описаній системою рівнянь (4), у якій вектори  $\hat{\mathbf{X}}$  та  $\mathbf{U}$  вибрано як

$$\hat{\mathbf{X}} = [i_m, \omega_m, T_s, \omega_w]^T; \quad (5)$$

$$\mathbf{U} = [u]. \quad (6)$$

Одним із ключових елементів у векторі спостереження координат  $\hat{\mathbf{X}}$  є момент скручування вала двигуна, адже сенсори крутних моментів є доволі дорогими і потребують додаткових з'єднань на валі. Тому у роботі розглянутого спостереження цієї координати за допомогою традиційного фільтра частинок і фільтра частинок із нечіткою логікою.



Енкомери та датчики електричного струму можна використовувати для вимірювання кутової швидкості колеса та струму якорного кола двигуна відповідно в комп'ютерних моделюваннях. Отже, вектори вимірюваних сигналів визначають за рівнянням (7):

$$\mathbf{Y} = [i_m, \omega_w]^T. \quad (7)$$

Модель вимірів  $h(\hat{\mathbf{X}}, \mathbf{U})$  вибрана лінійною і може описуватися як  $\mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X}$ , де матриці  $\mathbf{C}$  відповідає  $\mathbf{C} = [1 \ 0 \ 0 \ 1]$ .

Математична модель модуля була дискретизована із використанням явної формули Ейлера.

У статті проведено порівняльний аналіз традиційного фільтра частинок і фільтра частинок із нечіткою логікою моделюванням у середовищі MATLAB. Для цього було складено модель системи керування рухом модуля приводу електромобіля по стохастичній поверхні, як зображено на рис. 3. Модель складається із моделі динаміки модуля згідно з рівнянням (4), регулятора за повним вектором стану, на вхід якого подаються визначені спостерігачем координати стану системи, моделей давачів та дороги. Регулятор за повним вектором стану було синтезовано на біноміальну форму перехідного процесу із використанням кореневого методу. Дачачі моделюються як ланки із одиничним коефіцієнтом передавання. Сигнали із давачів є спотворені під дією збурень, які змодельовані за нормальним розподілом із нульовим середнім значенням і відхиленням у 10 % від корисного сигналу датчика. Взаємодія колеса із дорожнім покриттям моделюється згідно з підходами, описаними у [10], які враховують проковзування шини і зміну коефіцієнтів ковзання та кочення під час руху. Розглянуто рух модуля на асфальтовому покритті та трав'яному покритті (луг).

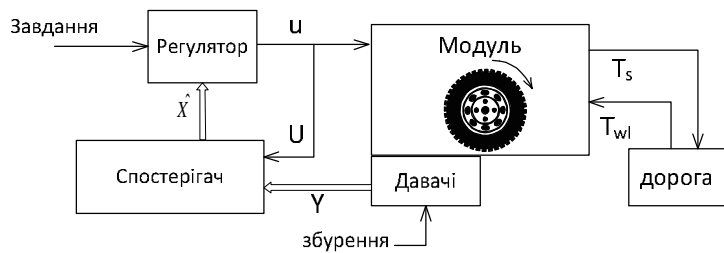


Рис. 3. Функціональна схема системи

Варто зазначити, що порівняльний аналіз проведено на основі результатів математичного моделювання, отриманих за трьома комп'ютерними моделями, які зображено на рис. 3. У першому випадку блок спостерігача замінено блоком сенсорів, які визначають усі координати стану системи. У другому випадку блок спостерігача містить алгоритм фільтра частинок, для якого кількість частинок було вибрано 250 із метою обчислення одного значення вектора  $\hat{\mathbf{X}}$  за час, менший ніж крок дискретизації [8]. Третій випадок передбачає дослідження спостерігача частинок із нечіткою логікою. Виходи нечітких правил  $N_1, N_2, N_3$  вибрано як 250, 100, 50 відповідно. Отримані результати представлені на рис. 4, рис. 5 та в табл. 2.

Таблиця 2

Спостерігач	RMSE, Нм	mean( error ), %	max( error ), %	Середній час обчислення
<b>PF</b>	49.649	3.665	33.449	0.0023
<b>Fuzzy-PF</b>	57.52	3.877	31.642	0.0010

На рис. 4, а та рис. 4, б зображено результати спостереження моменту скручування при використанні фільтра частинок та фільтра частинок із нечіткою логікою відповідно. Як видно із графіків, обидва спостерігачі дають адекватну оцінку моменту скручування під час розгону модуля на асфальті та переїзді із асфальту на луг у момент часу 10 секунд, якому відповідає збільшення моменту колеса (рис. 4, а, б). Для кількісного порівняння двох алгоритмів спостереження було розраховано показники, наведені у табл. 2 та графічно представлені на рис 5. Зокрема фільтр

частинок із нечіткою логікою дає вигравш у середньому часі обчислення у 2,3 разу порівняно із традиційним алгоритмом, проте поступається за точністю оцінки. Середнє значення похибки оцінки  $mean(|error|)$  із використанням модифікованого методу Fuzzy-PF є на 0,211 % більшим ніж із використанням PF. Максимальна похибка оцінки  $max(|error|)$  моменту скручування новим спостерігачем становить і є на 1,807 % меншою за похибку, яку забезпечує традиційним підхід. Також розраховано корінь середньоквадратичного відхилення (RMSE) на всьому інтервалі обчислень. Fuzzy-PF незначно поступається PF за цим показником.

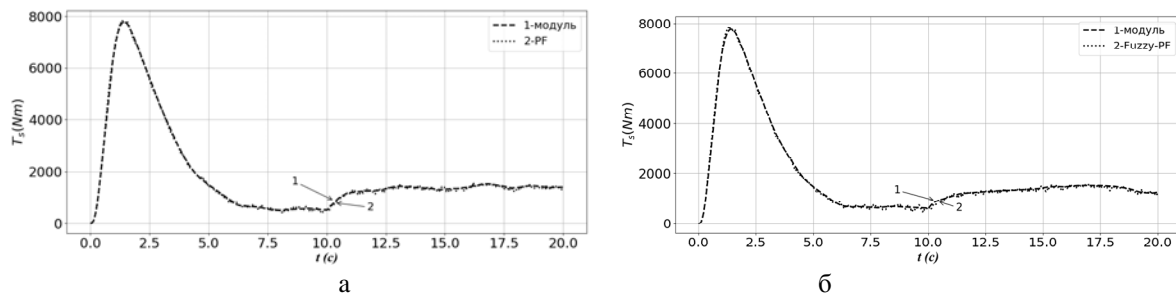


Рис. 4. Графіки моменту скручування вала, які спостережені: а – PF; б – Fuzzy-PF

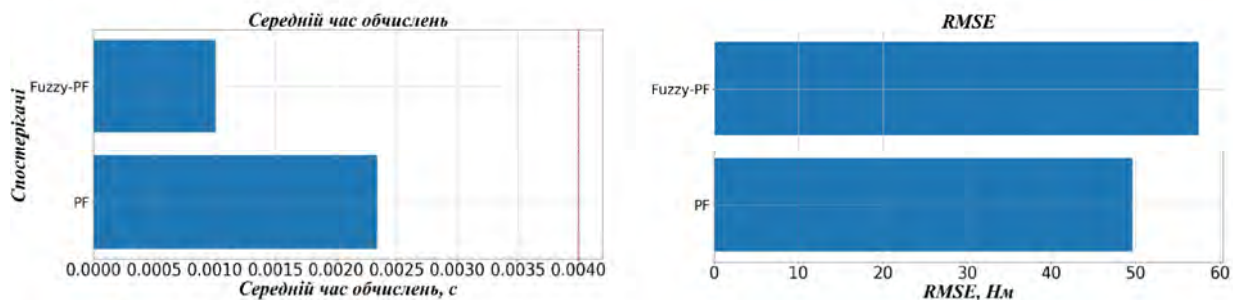


Рис. 5. RMSE та середній час розрахунку

У попередніх дослідженнях [8] було доведено, що у випадку значно зашумлених сигналів сенсорів використання спостерігача фільтра частинок покращує динаміку системи і забезпечує кращу точність керування порівняно із системою керування, в якій усі виміри здійснено виключно сенсорами. Тому на рис. 6 представлені результати перехідних процесів керованої координати – кутової швидкості колеса, які забезпечуються системою керування із фільтром частинок (крива 2) та фільтра частинок із нечіткою логікою (крива 3). Крива 1 на рис. 6 відповідає бажаній кривій швидкості, яка повинна забезпечуватися контролером за повним вектором стану. Як видно із рис. 6, криві 2 і 3 майже збігаються і якісно відтворюють бажану криву 1 із незначною статичною похибкою, максимальне значення якої становить 5,8 % для системи із PF та 6,1 % – з Fuzzy-PF.

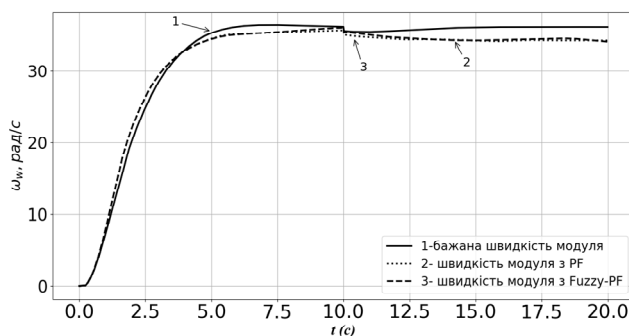


Рис. 6. Графік кутової швидкості колеса модуля

### Висновки

Методи оцінювання на основі алгоритму фільтра частинок характеризуються високою точністю визначення координат динамічної системи, проте потребують значних обчислювальних затрат. Запропонований модифікований алгоритм фільтра частинок із динамічною зміною кількості частинок під час обчислення дає змогу зменшити середній час обчислення, забезпечуючи при цьому високу точність оцінювання. Алгоритм перевірений моделюванням для спостереження станів динамічної системи електроприводу колеса електромобіля. Отримані результати засвідчили ефективність запропонованих рішень. Перспективою подальших досліджень є модернізація алгоритму на основі методу кластеризації.

Роботу виконано в межах проекту за грантом NATO SPS MYP G5176 “Agile Tyre Mobility for Severe Terrain Environments”.

### Список використаних літературних джерел

1. Сметана І. В., Лозинський А. О. Методи ідентифікації координат стану. Аналіз проблем та шляхи їх вирішення // Вісник Нац. ун-ту “Львівська політехніка”. 2003. № 485: Електроенергетичні та електромеханічні системи. С. 118–125.
2. Марущак, Я. Ю., Кушнір, А. П. Експериментальні дослідження двомасових електромеханічних систем з урахуванням сил дисипації // Електротехнічні та комп’ютерні системи. 2011. № 3. С. 98–100.
3. Gordon, N. J., Salmond, D. J., & Smith, A. F. Novel approach to nonlinear/non-Gaussian Bayesian state estimation. In *IEE Proceedings F-radar and signal processing*. 1993. Vol. 140, No. 2, pp. 107–113.
4. Del Moral, Pierre. “Non Linear Filtering: Interacting Particle Solution” (PDF). *Markov Processes and Related Fields*. 1996. No. 2 (4). pp. 555–580.
5. Cheng, Q., Victorino, A. C., and Charara, A. Nonlinear observer of sideslip angle using a particle filter estimation methodology. *IFAC Proceedings Volumes*. 2011. No. 44(1), pp. 6266–6271.
6. Dandach, H., Abdallah, F., De Miras, J. and Charara, A. Vehicle dynamics estimation using box particle filter. In *2012 12th International Conference on Control Automation Robotics & Vision (ICARCV)*. 2012. pp. 118–123.
7. Ma, J. and Zhao, Q. Robot Visual Servo with Fuzzy Particle Filter. *JCP*, 2012. No. 7(4), pp. 842–845.
8. Vantsevich, V., Gorsich, D., Lozynskyy, A., Demkiv, L. and Borovets, T. State Observers for Terrain Mobility Controls: A Technical Analysis. In *IFTOMM World Congress on Mechanism and Machine Science (Springer, Cham)*. 2019. pp. 3681–3690.
9. Fox, D., Thrun, S., & Burgard, W. *Probabilistic robotics*. MIT Press. 2005.
10. Gray, J. P., Vantsevich, V. V., Opeiko, A. F., & Hudas, G. R. A Method for Unmanned Ground Wheeled Vehicle Mobility Estimation in Stochastic Terrain Conditions. In *Proc. of the 7th Americas Regional Conference of the ISTVS, Tampa, Florida, USA*. 2013.
11. Belousov, B., Ksenevich, T. I., Vantsevich, V., & Naumov, S. An active long-travel, two performance loop control suspension of an open-link locomotion module for off-road applications. *SAE Technical Paper*. 2014. No 2014-01-2288.

### References

1. Smetana I. V., Lozynskyy A. O. *Metody identyfikatsiyi koordynat stanu. Analiz problem ta shlyakhy yikh vyrishennya*. Visnyk Natsional'noho universytetu “Lviv'ska politekhnika”. 2003. No. 485 : Elektroenerhetychni ta elektromekhanichni systemy. S. 118–125.
2. Marushchak, Ya. Yu., Kushnir, A. P. *Eksperymental'ni doslidzhennya dvomasovykh elektromekhanichnykh system z urakhuvanniam syl dysypatsiyi*. Elektrotekhnichni ta komp'yuterni systemy. 2011. No. 3. S. 98–100.
3. Gordon, N. J., Salmond, D. J., & Smith, A. F. Novel approach to nonlinear/non-Gaussian Bayesian state estimation. In *IEE Proceedings F-radar and signal processing*. 1993. Vol. 140, No. 2, pp. 107–113.
4. Del Moral, Pierre. “Non Linear Filtering: Interacting Particle Solution” (PDF). *Markov Processes and Related Fields*. 1996. No. 2 (4). pp. 555–580.
5. Cheng, Q., Victorino, A. C., and Charara, A. Nonlinear observer of sideslip angle using a particle filter estimation methodology. *IFAC Proceedings Volumes*. 2011. No. 44(1), pp. 6266–6271.
6. Dandach, H., Abdallah, F., De Miras, J. and Charara, A. Vehicle dynamics estimation using box particle filter. In *2012 12th International Conference on Control Automation Robotics & Vision (ICARCV)* . 2012. pp. 118–123.
7. Ma, J. and Zhao, Q. Robot Visual Servo with Fuzzy Particle Filter. *JCP*, 2012. No. 7(4), pp. 842–845.

8. Vantsevich, V., Gorsich, D., Lozynskyy, A., Demkiv, L. and Borovets, T. *State Observers for Terrain Mobility Controls: A Technical Analysis*. In *IFTOMM World Congress on Mechanism and Machine Science (Springer, Cham)*. 2019. pp. 3681–3690.

9. Fox, D., Thrun, S., & Burgard, W. *Probabilistic robotics*. MIT Press. 2005.

10. Gray, J. P., Vantsevich, V. V., Opeiko, A. F., & Hudas, G. R. *A Method for Unmanned Ground Wheeled Vehicle Mobility Estimation in Stochastic Terrain Conditions*. In *Proc. of the 7th Americas Regional Conference of the ISTVS, Tampa, Florida, USA*. 2013.

11. Belousov, B., Ksenevich, T. I., Vantsevich, V., & Naumov, S. *An active long-travel, two performance loop control suspension of an open-link locomotion module for off-road applications*. *SAE Technical Paper*. 2014. No. 2014-01-2288.

**T. Borovets**

Lviv Polytechnic National University

Department of Electromechanics and Computerized Electromechanical Systems,

taras.v.borovets@lpnu.ua

### APPLICATION OF A FUZZY PARTICLE FILTER TO OBSERVE A DYNAMICAL SYSTEM STATES IN REAL TIME

© Borovets T., 2020

One of the key problems in the implementation of closed-loop control systems is to measure all states of a dynamic system, especially, when there are severe environmental conditions. Consequently, the use of certain types of sensors is impossible for technical or economic reasons. Also, in electromechanical systems, there are a lot of values that cannot be directly measured by physical sensors. Thus, mathematical algorithms named as observers and estimators are in use to calculate the states of the dynamic system utilizing math model and available set of sensors. One of the widespread observation algorithms, which are in use in electromechanical systems, is a particle filter which allows to determine the coordinates of the state vector of a nonlinear system with a non-Gaussian law of state distribution and measurements. Also, the practical value of the algorithm is due to the high sensitivity to sensor noise and convergence at large initial deviations of the estimated state values from the real values. However, the implementation of the algorithm requires considerable computational cost, which is caused by the calculation of a large number of state points that may have dynamic systems. In order to reduce the computational complexity, the paper proposes a modification of the particle filter, which was named as fuzzy particle filter. The modified algorithm involves switching the number of particles during the estimation process of the state vector using fuzzy logic with only one fuzzy input. The novel observer was applied to wheel electrical drive to estimate state vector. Mathematical modelling of the dynamics of the wheel electrical drive system when a vehicle is travelling on different surfaces proves the adequacy of the fuzzy particle filter. The proposed algorithm showed similar accuracy and lower computational cost compared to the classical particle filter. The modified observer was also found to have a little effect on the dynamics and static characteristics of a closed-loop control system with a full-state feedback controller while the fuzzy particle filter defines the coordinates of the state vector.

*Keywords: particle filter, fuzzy logic, observer, estimator, dynamical system, electric vehicle, electrical drive, mathematical modeling.*

УДК 621.316.925

**Ю. О. Варецький**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електроенергетики та систем управління,  
e-mail: j.varetsky@gmail.com

**В. С. Коновал**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електроенергетики та систем управління,  
e-mail: .konoval.volodymyr@gmail.com

## ПАРАЛЕЛЬНА РОБОТА ТРАНСФОРМАТОРІВ У СИСТЕМІ ЕЛЕКТРОПОСТАЧАННЯ ШАХТИ

<https://doi.org/10.23939/sepes2020.01.027>

© Варецький Ю. О., Коновал В. С., 2020

Увімкнення трансформаторів на паралельну роботу потребує врахування кількох важливих вимог. У процесі експлуатації систем електропостачання промислових підприємств іноді виникають ситуації, коли стає бажаним вмикати на паралельну роботу трансформатори, характеристики яких не зовсім відповідають такій процедурі. Якщо трансформатори увімкнено на паралельну роботу, то будь-яка різниця між їхніми параметрами призводить до перерозподілу навантаження між ними порівняно з попереднім режимом, коли вони працювали ізольовано. Розглянуто проблему паралельної роботи трансформаторів різної потужності в системі електропостачання шахти, а також проаналізовано вплив конфігурації системи електропостачання та схем приєднання електроприймачів на розподіл навантажень між трансформаторами.

**Ключові слова:** система електропостачання, паралельна робота трансформаторів, моделювання, режим роботи, активні та реактивні навантаження, напруга.

### Постановка проблеми

Згідно зі стандартом IEEE [1] два чи більше трансформаторів вважають увімкненими на паралельну роботу, якщо вони підключені до *спільних шин навантаження*. До цих шин можуть приєднуватися будь-які типи навантажень, а також конденсаторні батареї, шунтові реактори чи джерела генерування. При цьому первинні обмотки трансформаторів можуть бути підключені до спільних шин або шин, які отримують живлення від різних ліній.

Стандарт окреслює також загальні (ідеальні) вимоги щодо паралельної роботи трансформаторів (т.зв. *general paralleling application* – GPA), коли два чи більше регульованих трансформаторів підключені паралельно до спільних шин джерела живлення:

- коефіцієнти трансформації трансформаторів повинні бути однаковими;
- відносні імпеданси трансформаторів повинні бути однаковими, мати однакове відношення реактансу розсіювання до еквівалентного резистансу обмоток;
- трансформатори повинні мати однакову полярність вторинних обмоток;

- трифазні трансформатори повинні мати однакову послідовність фаз;
- відсутній зсув фаз між напругами вторинних обмоток трансформаторів.

### **Актуальність дослідження**

Очевидно, що у реальних умовах експлуатації практично неможливо забезпечити ці вимоги внаслідок технологічних і режимних характеристик електричних мереж [1–6]. Особливий практичний інтерес представляє проблема паралельної роботи трансформаторів у таких умовах:

- живлення первинних обмоток трансформаторів від різних ліній електропередачі;
- різниця відносних імпедансів паралельних трансформаторів зі зміною коефіцієнтів трансформації.

У цьому випадку паралельна робота трансформаторів повинна забезпечувати вимоги регулювання напруги на шинах навантаження та мінімізації струму, який циркулює між ними, внаслідок невідповідних коефіцієнтів трансформації [6]. Причому ці умови повинні забезпечуватися незалежно від змін конфігурації електричної мережі.

### **Аналіз останніх досліджень і публікацій**

Проблемі паралельної роботи трансформаторів та їх регулювання у цих умовах присвячено значну кількість робіт [1–7], проте автори не виявили в періодичній літературі досліджень, пов'язаних із виявленням впливу конфігурації системи електропостачання та схеми приєднання навантажень на характер розподілу навантажень між трансформаторами.

### **Формулювання мети та завдань статті**

Завданням роботи є дослідження режимів паралельної роботи трансформаторів в діючій системі електропостачання шахти, яка має розгалужену схему приєднання трансформаторних підстанцій до шин зовнішнього електропостачання з використанням струмообмежувальних реакторів. Моделювання режимів роботи системи електропостачання здійснювалося в середовищі програмного комплексу ДАКАР [8].

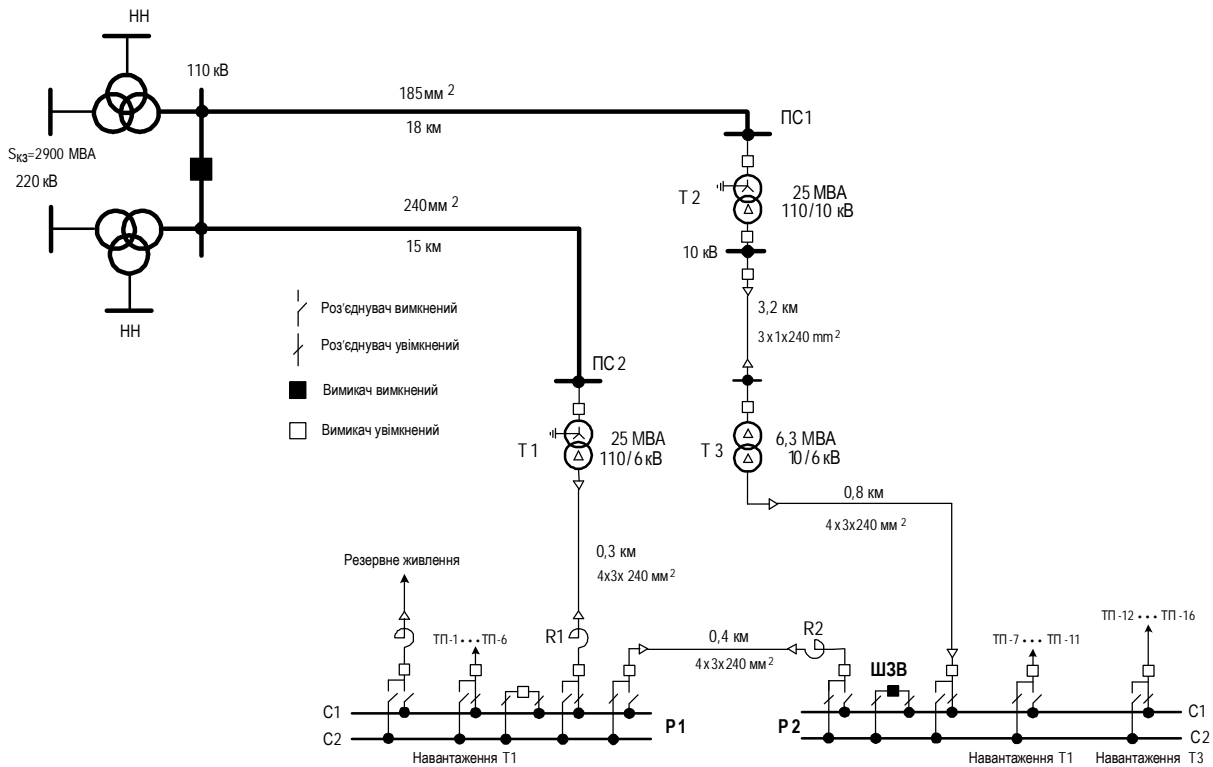
### **Виклад основного матеріалу**

На рисунку показано фрагмент принципової схеми системи зовнішнього електропостачання діючої шахти. Від шин 110 кВ підстанцій ПС1 і ПС2, які територіально розташовані в різних місцях, здійснюється живлення шахтних електроприймачів через трансформатори Т1 і Т2-Т3. У нормальному режимі роботи від трансформатора Т1 отримують живлення трансформаторні підстанції ТП1...ТП6, приєднані до шин розподільного пристрою Р1 (секція шин С1), і трансформаторні підстанції ТП7...ТП11, приєднані до шин розподільного пристрою Р2 (секція шин С2).

Від трансформатора Т3 отримують живлення трансформаторні підстанції ТП12...ТП16, приєднані до шин розподільного пристрою Р2 (секція шин С1). Шиноз'єднувальний вимикач ШЗВ у нормальному режимі роботи вимкнений. Сумарне навантаження трансформатора Т1 у цих умовах змінюється в межах від 6 до 16 МВА з коефіцієнтом потужності  $\cos \varphi = 0,82$ . Розподіл сумарного навантаження трансформатора Т1 між розподільними пристроями Р1 і Р2 в експлуатаційних режимах роботи шахти може змінюватися у співвідношеннях від 20 %:80 % до 80 %:20 %, відповідно. Навантаження трансформатора Т3 залишається сталим – 1,2 МВА з коефіцієнтом потужності  $\cos \varphi = 0,9$ .

Дослідженнями передбачено вивчити можливість тимчасової паралельної роботи трансформаторів Т1 і Т3 в експлуатаційних режимах роботи шахти з метою забезпечення перемикання між секціями шин розподільного пристрою Р2 відповідальних електроприймачів без припинення їх живлення. Особливістю системи електропостачання є наявність в її структурі струмообмежувальних реакторів R1 і R2, які впливають на розподіл навантаження між трансформаторами Т1 і Т3 під час їх паралельної роботи. У табл. 1 і 2 наведено паспортні дані трансформаторів і реакторів досліджуваної системи електропостачання.

Паралельна робота трансформаторів в системі електропостачання шахти



Принципова схема зовнішнього електропостачання шахти

Таблиця 1

Паспортні дані трансформаторів

Позначення	Номінальна потужність Група з'єднань	Номінальна напруга, кВ		Втрати, кВт		Струм н.х., %	Напруга к.з., %
		ВН	НН	н. х.	к. з.		
T1	25 MVA Y/Δ -11	115 ± 8×1,25 %	6,3	20,0	112,0	0,15	12,0
T2	25 MVA Y/Δ -11	115±8×1,25 %	10,5	25,0	120,0	0,65	12,0
T3	6,3 MVA Δ/Δ-0	10 ± 2×2,5 %	6,3	23,9	62,7	1,20	7,5

Таблиця 2

Паспортні дані реакторів

Позначення на схемі	Тип	Номінальна напруга, кВ	Номінальний струм, А	Втрати, кВт	Реактанс, Ом
R1	РБГ 10-2500	10	2500	42,0	0,25
R2	РБГ 10-2500	10	2500	42,0	0,25

Аналіз впливу значень напруг на секціях C1 і C2 розподільного пристрою P2 перед увімкненням на паралельну роботу трансформаторів. У табл. 3 та 4 наведено результати порівняльного розрахунку для максимального та мінімального режимів роботи мережі 110 кВ за умови рівномірного розподілу навантаження трансформатора T1 між системами шин розподільних пристроїв P1 ( $S_{P1}$ ) та P2 ( $S_{P2}$ ) при різних значеннях напруг на секціях C1 і C2 перед їх увімкненням на паралельну роботу.

Таблиця 3

**Режими роботи трансформаторів Т1 і Т3 при максимальному навантаженні трансформатора Т1 і співвідношенні навантажень розподільних пристроїв Р1 і Р2 –  $\underline{S}_{P1} = \underline{S}_{P2}$  (максимальний режим роботи мережі 110 кВ)**

№ з/п	Стан вимикача ШЗВ	Напруга на шинах С1, РП Р2 $U_{C1}$ , кВ	Напруга на шинах С2, РП Р2 $U_{C2}$ , кВ	Струм ШЗВ $I_{ШЗВ}$ , А	Навантаження трансформатора Т1		Навантаження трансформатора Т3	
					$I$ , А	$P+jQ$ , МВА	$I$ , А	$P+jQ$ , МВА
1	вимкнено	$6,23e^{-j2,8^\circ}$	$6,15e^{-j10,0^\circ}$	0	1403	$13,73+j7,48$	95	$0,90+j0,50$
2	увімкнено	$6,17e^{-j7,0^\circ}$	$6,17e^{-j7,0^\circ}$	343	1124	$10,03+j7,55$	425	$4,55+j0,04$
3	вимкнено	$6,08e^{-j2,8^\circ}$	$6,15e^{-j10,0^\circ}$	0	1403	$13,73+j7,48$	98	$0,90+j0,50$
4	увімкнено	$6,10e^{-j7,0^\circ}$	$6,10e^{-j7,0^\circ}$	357	1132	$10,09+j8,31$	429	$4,50-j0,64$

У цій та всіх наступних таблицях рядки з непарними номерами належать до вибраних параметрів режиму роботи мережі за умови, що трансформатори Т1 та Т3 працюють роздільно. Рядки з парними порядковими числами належать до таких самих величин, коли трансформатори Т1 та Т3 увімкнені на паралельну роботу.

Таблиця 4

**Режими роботи трансформаторів Т1 і Т3 за максимального навантаження трансформатора Т1 і співвідношення навантажень розподільних пристроїв –  $\underline{S}_{P1} = \underline{S}_{P2}$  (мінімальний режим роботи мережі 110 кВ)**

№ з/п	Стан вимикача ШЗВ	Напруга на шинах С1, РП Р2 $U_{C1}$ , кВ	Напруга на шинах С2, РП Р2 $U_{C2}$ , кВ	Струм ШЗВ $I_{ШЗВ}$ , А	Навантаження трансформатора Т1		Навантаження трансформатора Т3	
					$I$ , А	$P+jQ$ , МВА	$I$ , А	$P+jQ$ , МВА
5	вимкнено	$6,30e^{-j1,7^\circ}$	$6,23e^{-j8,8^\circ}$	0	1384	$13,72+j7,46$	94	$0,90+j0,50$
6	увімкнено	$6,25e^{-j5,8^\circ}$	$6,25e^{-j5,8^\circ}$	343	1108	$9,99+j7,56$	423	$4,59+j0,02$

Порівнюючи рядки 1,2 (табл. 3) і 5,6 (табл. 4) для випадку, коли співвідношення напруг на контактах шиноз'єднувального вимикача (ШЗВ) розподільного пристрою Р2 до їх замикання відповідає умові ( $U_{C1} > U_{C2}$ ), можемо констатувати, що режим роботи мережі 110 кВ не має помітного впливу на перетоки потужності після увімкнення трансформаторів на паралельну роботу. Разом з тим, рівень напруг на контактах цього вимикача перед увімкненням трансформаторів на паралельну роботу змінює характер перетоків потужності. Порівнюючи рядки 1–2 та 3–4 (табл. 3), бачимо, що реактивне навантаження трансформатора Т3 змінюється з індуктивного на ємнісне, що пояснюється протіканням циркулюючих струмів між трансформаторами Т1 і Т3. В інших робочих режимах системи, як показали розрахунки, спостерігаються більші значення змін реактивної потужності. Загалом, увімкнення трансформаторів Т1 і Т3 на паралельну роботу призводить до зміни їх навантаження. Після увімкнення на паралельну роботу трансформатор Т1 буде розвантажений, а трансформатор Т3 – довантажений. Якщо відповідно до прийнятих умов роботи трансформатори під час розділеної роботи за умови  $U_{C1} > U_{C2}$  були навантажені потужностями з такими значеннями:

$$T1 - 13,73+j7,48 = 15,64e^{j29^\circ} \text{ МВА};$$

$$T3 - 0,9+j0,5 = 1,03e^{j29^\circ} \text{ МВА},$$

то після увімкнення шиноз'єднувального вимикача ці потужності зміняться до значень:

$$T1 - 10,03+j7,55 = 12,55e^{j37^\circ} \text{ МВА};$$

$$T3 - 4,55+j0,04 = 4,55e^{j0,5^\circ} \text{ МВА}.$$



*Паралельна робота трансформаторів в системі електропостачання шахти*

На підставі проведених розрахунків можна зробити висновок, що за умови взятих співвідношень напруг на контактах вимикача перед його ввімкненням та заданих значеннях навантажень розподільних пристроїв P1 та P2 можна допустити паралельну роботу трансформаторів T1 і T3 в аналізованій мережі.

**Аналіз впливу початкового навантаження трансформатора T1.** У табл. 5 наведено результати розрахунків для режиму мінімального навантаження мережі 6 кВ за умови рівномірного розподілу навантаження трансформатора T1 ( $S_{T1}$ ) між розподільними пристроями P1 ( $S_{P1}$ ) і P2 ( $S_{P2}$ ) та можливими співвідношеннями напруги на контактах шиноз'єднувального вимикача розподільного пристрою P2 перед його ввімкненням.

З табл. 5 можемо отримати наступні значення навантаження трансформаторів: перед увімкненням ШЗВ:

$$T1 - 5,42 + j2,73 = 6,07e^{j28^\circ} \text{ МВА};$$

$$T3 - 0,9 + j0,5 = 1,03e^{j29^\circ} \text{ МВА},$$

після увімкнення ШЗВ:

$$U_{C1} \approx U_{C2} \quad T1 - 4,23 + j3,01 = 5,19e^{j36^\circ} \text{ МВА};$$

$$T3 - 2,09 + j0,17 = 2,10e^{j5^\circ} \text{ МВА},$$

$$U_{C1} < U_{C2} \quad T1 - 4,51 + j4,96 = 6,70e^{j48^\circ} \text{ МВА};$$

$$T3 - 1,84 - j1,68 = 2,49e^{-j42^\circ} \text{ МВА},$$

$$U_{C1} > U_{C2} \quad T1 - 3,89 + j0,54 = 3,93e^{j8^\circ} \text{ МВА};$$

$$T3 - 2,44 + j2,60 = 3,57e^{j47^\circ} \text{ МВА}.$$

Таблиця 5

**Режими роботи трансформаторів T1 і T3 за мінімального навантаження трансформатора T1 і співвідношення навантажень розподільних пристроїв –  $S_{P1} = S_{P2}$**

№ з/п	Стан вимикача ШЗВ	Напруга на шинах C1, РП P2 $U_{C1}$ , кВ	Напруга на шинах C2, РП P2 $U_{C2}$ , кВ	Струм ШЗВ $I_{ШЗВ}$ , А	Навантаження трансформатора T1		Навантаження трансформатора T3	
					$I$ , А	$P+jQ$ , МВА	$I$ , А	$P+jQ$ , МВА
7	вимкнено	$6,17e^{-j1,4^\circ}$	$6,19e^{-j3,7^\circ}$	0	556	$5,42 + j2,73$	96	$0,90 + j0,50$
8	увімкнено	$6,17e^{-j2,8^\circ}$	$6,17e^{-j2,8^\circ}$	115	476	$4,23 + j3,01$	195	$2,09 + j0,17$
9	вимкнено	$6,01e^{-j1,4^\circ}$	$6,42e^{-j3,6^\circ}$	0	536	$5,42 + j2,71$	99	$0,90 + j0,50$
10	увімкнено	$6,23e^{-j2,9^\circ}$	$6,23e^{-j2,9^\circ}$	220	600	$4,51 + j4,96$	230	$1,84 - j1,68$
11	вимкнено	$6,49e^{-j1,4^\circ}$	$5,96e^{-j3,9^\circ}$	0	577	$5,42 + j2,74$	92	$0,90 + j0,50$
12	увімкнено	$6,16e^{-j2,7^\circ}$	$6,16e^{-j2,7^\circ}$	242	368	$3,89 + j0,54$	333	$2,44 + j2,60$

За результатами розрахунків можна зробити висновок, що найменше навантаження трансформатора T3 після увімкнення вимикача ШЗВ матимемо у випадку приблизно однакових модулів напруг на контактах вимикача перед його ввімкненням ( $U_{C1} \approx U_{C2}$ ). Якщо співвідношення між модулями напруг на контактах вимикача задовольняє умову  $U_{C1} < U_{C2}$ , навантаження трансформатора T3 збільшується після вмикання вимикача ШЗВ; при цьому збільшується також навантаження трансформатора T1 внаслідок зміни характеру розподілу реактивної потужності між трансформаторами T1 і T3, яка додатково завантажує трансформатор T1. В останньому випадку, коли маємо співвідношення між модулями напруг на контактах ( $U_{C1} > U_{C2}$ ), спостерігаємо найбільше навантаження трансформатора T3 після ввімкнення вимикача ШЗВ і найменше навантаження трансформатора T1.

У табл. 6 наведено результати розрахунків для максимального навантаження мережі 6 кВ за умови взятих у попередньому випадку значень розподілу навантаження між розподільними пристроями P1, P2 та співвідношень напруг на контактах вимикача ШЗВ перед його ввімкненням.

Таблиця 6

**Режими роботи трансформаторів Т1 і Т3 за максимального початкового навантаження трансформатора Т1 і співвідношення навантажень розподільних пристроїв –  $\underline{S}_{P1} = \underline{S}_{P2}$**

№ з/п	Стан вимикача ШЗВ	Напруга на шинах С1, РП Р2 $U_{C1}$ , кВ	Напруга на шинах С2, РП Р2 $U_{C2}$ , кВ	Струм ШЗВ $I_{ШЗВ}$ , А	Навантаження трансформатора Т1		Навантаження трансформатора Т3	
					$I$ , А	$P+jQ$ , МВА	$I$ , А	$P+jQ$ , МВА
13	вимкнено	$6,49e^{-j1.7^\circ}$	$6,0e^{-j9.1^\circ}$	0	1437	$13,73+j7,53$	92	$0,90+j0,50$
14	увімкнено	$6,18e^{-j5.8^\circ}$	$6,18e^{-j5.8^\circ}$	377	1030	$9,79+j5,82$	472	$4,78+j1,67$
15	вимкнено	$5,99e^{-j1.7^\circ}$	$6,35e^{-j8.6^\circ}$	0	1360	$13,72+j7,43$	99	$0,90+j0,50$
16	увімкнено	$6,16e^{-j5.9^\circ}$	$6,16e^{-j5.9^\circ}$	399	1243	$10,21+j9,72$	449	$4,40-j1,92$

Для аналізованого випадку:  
перед увімкненням ШЗВ:

$$T1 - 13,73+j7,43 = 15,64e^{j29^\circ} \text{ МВА};$$

$$T3 - 0,9+j0,5 = 1,03e^{j29^\circ} \text{ МВА},$$

після увімкнення ШЗВ:

$$U_{C1} < U_{C2} \quad T1 - 10,21+j9,72 = 14,10e^{j44^\circ} \text{ МВА};$$

$$T3 - 4,40 - j1,92 = 4,80e^{-j24^\circ} \text{ МВА},$$

$$U_{C1} > U_{C2} \quad T1 - 9,79+j5,82 = 11,39e^{j31^\circ} \text{ МВА};$$

$$T3 - 4,78+j1,67 = 5,06e^{j19^\circ} \text{ МВА}.$$

Під час максимального навантаження мережі 6 кВ та рівного розподілу навантаження трансформатора Т1 між розподільними пристроями Р1 та Р2 можемо спостерігати подібні до попереднього випадку тенденції розподілу навантаження після замикання контактів шиноз'єднувального вимикача, але тут збільшується навантаження трансформатора Т3.

У табл. 7 наведено результати розрахунків для максимального навантаження мережі 6 кВ за умови розподілу навантаження трансформатора Т1 між розподільними пристроями Р1 та Р2 у співвідношенні 20 % та 80 % відповідно.

Таблиця 7

**Режими роботи трансформаторів Т1 і Т3 за максимального початкового навантаження трансформатора Т1 і співвідношення навантажень розподільних пристроїв**

$$\underline{S}_{P1} = 0,2\underline{S}_{T1}, \underline{S}_{P2} = 0,8\underline{S}_{T1}$$

№ з/п	Стан вимикача ШЗВ	Напруга на шинах С1, РП Р2 $U_{C1}$ , кВ	Напруга на шинах С2, РП Р2 $U_{C2}$ , кВ	Струм ШЗВ $I_{ШЗВ}$ , А	Навантаження трансформатора Т1		Навантаження трансформатора Т3	
					$I$ , А	$P+jQ$ , МВА	$I$ , А	$P+jQ$ , МВА
17	вимкнено	$6,30e^{-j1.7^\circ}$	$5,88e^{-j10.2^\circ}$	0	1447	$13,58+j7,44$	94	$0,90+j0,50$
18	увімкнено	$6,10e^{-j6.5^\circ}$	$6,10e^{-j6.5^\circ}$	423	1007	$9,10+j6,35$	517	$5,29+j1,29$
19	вимкнено	$5,99e^{-j1.7^\circ}$	$6,24e^{-j9.7^\circ}$	0	1366	$13,56+j7,78$	99	$0,90+j0,50$
20	увімкнено	$6,11e^{-j6.5^\circ}$	$6,11e^{-j6.5^\circ}$	432	1243	$9,46+j9,55$	492	$4,97-j1,60$

У цьому випадку маємо такі навантаження трансформаторів після увімкнення вимикача ШЗВ:

$$U_{C1} < U_{C2} \quad T1 - 9,46+j9,55 = 13,44e^{j45^\circ} \text{ МВА};$$

$$T3 - 4,97 - j1,60 = 5,22e^{-j18^\circ} \text{ МВА},$$

$$U_{C1} > U_{C2} \quad T1 - 9,10+j6,35 = 11,10e^{j35^\circ} \text{ МВА};$$

$$T3 - 5,29+j1,29 = 5,45e^{j14^\circ} \text{ МВА}.$$

*Паралельна робота трансформаторів в системі електропостачання шахти*

Бачимо, що для цих співвідношень розподілу навантаження трансформатора Т1 суттєво зростає навантаження трансформатора Т3.

У табл. 8 наведено результати розрахунків для максимального навантаження мережі 6 кВ, коли навантаження трансформатора Т1 поділено між розподільними пристроями Р-1 та Р-2 у співвідношенні 80 % та 20 %.

Таблиця 8

**Режими роботи трансформаторів Т1 і Т2 за максимального початкового навантаження трансформатора Т1 і співвідношення навантажень розподільних пристроїв –  $S_{P1} = 0,8S_{T1}$ ,  $S_{P2} = 0,2S_{T1}$**

№ з/п	Стан вимикача ШЗВ	Напруга на шинах С1, РП Р2 $U_{C1}$ , кВ	Напруга на шинах С2, РП Р2 $U_{C2}$ , кВ	Струм ШЗВ $I_{ШЗВ}$ , А	Навантаження трансформатора Т1		Навантаження трансформатора Т3	
					$I$ , А	$P+jQ$ , МВА	$I$ , А	$P+jQ$ , МВА
21	вимкнено	$6,15e^{-j1,7^\circ}$	$6,12e^{-j7,7^\circ}$	0	1396	13,50+j7,11	97	0,90+j0,50
22	увімкнено	$6,12e^{-j5,2^\circ}$	$6,12e^{-j5,2^\circ}$	294	1165	10,39+j7,38	376	3,99+j0,02
23	вимкнено	$6,31e^{-j1,7^\circ}$	$6,0e^{-j7,8^\circ}$	0	1422	13,50+j7,14	94	0,90+j0,50
24	увімкнено	$6,12e^{-j5,1^\circ}$	$6,12e^{-j5,1^\circ}$	311	1102	10,24+j6,13	405	4,12+j1,22
25	вимкнено	$6,0e^{-j1,7^\circ}$	$6,34e^{-j7,5^\circ}$	0	1346	13,49+j7,07	99	0,90+j0,50
26	увімкнено	$6,16e^{-j5,2^\circ}$	$6,16e^{-j5,2^\circ}$	342	1260	10,61+j9,27	389	3,78-j1,75

Для таких співвідношень розподілу навантаження трансформатора Т1 отримаємо:

$$U_{C1} < U_{C2} \quad T1 - 10,61+j9,27 = 14,09e^{j41^\circ} \text{ МВА};$$

$$T3 - 3,78 - j1,75 = 4,17e^{-j25^\circ} \text{ МВА},$$

$$U_{C1} > U_{C2} \quad T1 - 10,24+j6,13 = 11,94e^{j31^\circ} \text{ МВА};$$

$$T3 - 4,12+j1,22 = 4,30e^{j16^\circ} \text{ МВА}.$$

Порівняно з попереднім випадком розподілу навантаження трансформатора Т1 бачимо зниження навантаження трансформатора Т3.

**Висновки**

В аналізованій системі електропостачання шахти в межах можливих змін напруги на шинах розподільних пристроїв 6 кВ і робочих змін навантажень допускається паралельна робота трансформаторів Т1 і Т3. Після увімкнення на паралельну роботу трансформатор Т1 буде розвантажуватися, а трансформатор Т3 довантажуватися порівняно з їх розділеною роботою. Характер розподілу потужності між трансформаторами залежить від значень напруги на контактах шиноз'єднувального вимикача перед їх увімкненням на паралельну роботу. Максимальне навантаження трансформатора Т3 під час паралельної роботи не перевищує 87 % від його номінальної потужності.

Мінімальні значення струмів, що циркулюють між паралельно увімкненими трансформаторами, будуть за близьких значень модулів напруг на контактах вимикача перед його увімкненням. Рівень завантаження трансформатора Т3 під час паралельної роботи трансформаторів залежить від розподілу навантаження трансформатора Т1 між розподільними пристроями Р1 та Р2. Чим більшим буде відносне навантаження розподільного пристрою Р1, тим меншим буде додаткове навантаження трансформатора Т3.

**Список використаних джерел**

1. IEEE Std C57.153™-2015. IEEE Guide for Paralleling Regulating Transformers. 107 P.
2. Introduction to Paralleling of LTC Transformers by the Circulating Current Method, Tapchanger Control Application Note #11, Beckwith Electric Co., Inc., February 1998.
3. Harlow J. H. LTC Control and Transformer Paralleling. The Electric Power Engineering Handbook, CRC Press LLC, 2000, pp. 3-135–3-148.

4. Harlow J. H., *Electric Power Transformer Engineering, 2nd ed., CRC Press, 2007, Chap. 17,– Load-Tap-Change Control and Transformer Paralleling.*
5. *Loading Considerations when Paralleling Transformers. Ed Zientek, PE. Schneider Electric USA, Inc. October 2011. 17 P.*
6. Jauch E. T., *Factors in Choosing Transformer Paralleling Methods // Proc. of 2005/2006 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition Note, Beckwith Electric Co., Inc., July 2006. P. 1–6.*
7. Hampson B. *Power System Operation and Control Solutions Using IEC 61850. Proc. of 22nd Conference of the Electric Power Supply Industry. Kuala Lumpur, September 17–22, 2018. pp. 1–15.*
8. *Power design and analysis solution – DAKAR, www.dakar.eleks.com.*

#### References

1. *IEEE Std C57.153™-2015. IEEE Guide for Paralleling Regulating Transformers. 107 P.*
2. *Introduction to Paralleling of LTC Transformers by the Circulating Current Method, Tapchanger Control Application Note #11, Beckwith Electric Co., Inc., February 1998.*
3. Harlow J. H. *LTC Control and Transformer Paralleling. The Electric Power Engineering Handbook, CRC Press LLC, 2000, pp. 3-135–3-148.*
4. Harlow J. H., *Electric Power Transformer Engineering, 2nd ed., CRC Press, 2007, Chap. 17. Load-Tap-Change Control and Transformer Paralleling.*
5. *Loading Considerations when Paralleling Transformers. Ed Zientek, PE. Schneider Electric USA, Inc. October 2011. 17 P.*
6. Jauch E. T., *Factors in Choosing Transformer Paralleling Methods // Proc. of 2005/2006 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition Note, Beckwith Electric Co., Inc., July 2006. P. 1–6.*
7. Hampson B. *Power System Operation and Control Solutions Using IEC 61850. Proc. of 22nd Conference of the Electric Power Supply Industry. Kuala Lumpur, September 17–22, 2018. pp. 1–15.*
8. *Power design and analysis solution – DAKAR, www.dakar.eleks.com.*

**Y. Varetsky**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electric Power Engineering and Control Systems,  
e-mail: j.varetsky@gmail.com

**V. Konoval**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electric Power Engineering and Control Systems,  
e-mail: konoval.volodymyr@gmail.com

## PARALLEL OPERATION OF TRANSFORMERS WITHIN THE POWER SUPPLY SYSTEM OF A MINE

© Varetsky Y., Konoval V., 2020

Connecting transformers in parallel requires a few of important requirements. During operation of the industrial supply power systems, there are sometimes situations when it becomes desirable to operate of parallel transformers, the characteristics of which do not quite correspond to such a procedure. When transformers are connected in parallel, any difference between their parameters causes the load to be redistributed between them compared to the previous operating mode they had been operating in isolation. The paper deals with the problem of different capacity transformers paralleling within the mine power supply system, and also analyzes the impact of the power supply system configuration and connection diagram of electric consumers on the load distribution between the transformers.

According to the IEEE Standard C57.153<sup>TM</sup>-2015, two or more transformers connected to common load buses should be considered as operating in parallel. All types of load, as well as capacitor banks, shunt reactors, or power sources can be connected to those buses. The primary windings of the transformers can be connected to common buses or buses that receive power from different lines.

The IEEE Standard also describes general requirements to the paralleling transformers -general paralleling application (GPA) – when two or more regulated transformers are connected in parallel to the common source buses:

- transformer ratios should be the same.
- relative impedances of transformers should be the same and should have the same ratio of the reactance to the equivalent resistance of the windings.
- transformers should have the same polarity of the secondary windings.
- three-phase transformers should have the same phase sequence.
- there should be no phase shift between the voltages of the secondary windings of the transformers.

Obviously, under actual operating conditions, it is almost impossible to meet the described requirements due to possible differences in characteristics of the transformers and configurations of the electrical networks. The problem of parallel operation of transformers under the following conditions is of particular practical interest:

- power supply of transformer primary windings from different power lines.
- difference of relative impedances of parallel transformers under change of transformer ratios.

In this case, the parallel operation of transformers should meet the requirements of voltage control on the load buses and minimize the circulating current due to inappropriate transformer ratios. Also, these conditions should be provided regardless of the power system configuration changes.

A lot of studies are dedicated to the problem of paralleling power transformers and their control. But the authors did not find the studies concerning the impact of the power supply system configuration and the loads connection layout on loading the paralleled transformers.

The paper discusses paralleling transformers in the existing mine power supply system, having a complex circuit configuration of connecting the loads to substation buses using current limiting reactors. Modeling of the power supply system operating conditions has been carried out on the platform of the DAKAR software.

Through simulation results it can be concluded, that in the analysed mine power supply system within the operating voltage limits at the buses of the 6 kV switchgears and the operating load changes, it is feasible paralleling transformers T1 and T3. Under the parallel operation, transformer T1 will be unloaded and transformer T3 will be more loaded compared to their separate operation. The nature of the load sharing between the transformers depends on the voltage moduli on the contacts of the busbar switch before switching it on. The maximum load of the transformer T3 under the parallel operation does not exceed 87% of its rated capacity.

The minimum values of circulating currents between transformers operating in parallel will in case of close value of voltage moduli at the contacts of the bus circuit breaker before switching it on. The load of the transformer T3 under the paralleling transformers depends on the load sharing between the switchgears P1 and P2 of the transformer T1. The greater the relative load of the switchgear P1, the lower the additional load on the transformer T3.

*Keywords: power supply system, paralleling transformers, modeling, operating mode, active and reactive loads, voltage.*

І. Р. Гавдьо

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електромехатроніки та комп’ютеризованих електромеханічних систем,  
fireballua402@gmail.com

## ОЦІНКА СТІЙКОСТІ ДО РОЗМАГНІЧУВАННЯ ДВИГУНА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ ЗІ ЗБУДЖЕННЯМ ВІД ПОСТІЙНИХ МАГНІТІВ

<https://doi.org/10.23939/sepes2020.01.036>

© Гавдьо І. Р., 2020

Двигуни постійного струму зі збудженням від постійних магнітів (ДПС ПМ) успішно замінюють аналогічні двигуни з електромагнітним збудженням, оскільки мають вищий коефіцієнт корисної дії та меншу масу на одиницю потужності. Небезпека розмагнічування магнітів є однією з головних перешкод, яких треба уникнути в процесі проектування та експлуатації ДПС ПМ. Розмагнічувальна дія реакції якоря може призвести до розмагнічування постійних магнітів і до втрати працездатності двигуна, що й зумовлює актуальність досліджень. Метою статті є наближена оцінка стійкості до розмагнічування ДПС ПМ на основі спрощеної лінійної моделі. Стійкість до розмагнічування ДПС ПМ розглядається на прикладі поширеної дво полюсної конструкції з радіально намагніченими магнітами. Показано, що для визначення положення робочої точки на діаграмі магніту ДПС ПМ графічним способом необхідно знати параметри магніту та магнітопроводу ДПС ПМ, а також визначити реакцію якоря  $F_a$ . Розглянуто три складові магніторушійної сили (МРС) якоря. Зроблено висновок, що доцільно враховувати найбільш несприятливий випадок реакції якоря двигуна, коли вона приймається еквівалентною її поперечній складовій. Для оцінки стійкості до розмагнічування ДПС ПМ під час проектування, коли ще не розраховані потоки розсіяння магніту та характеристика намагнічування машини, використано заступну схему магнітного кола. Схема містить  $n = 3$  вузли і  $m = 5$  віток, намагнічувальні сили магніту  $F_m$  і реакції якоря  $F_a$ . На схемі наведено магнітні опори:  $R_m$  – постійного магніту;  $R_\delta$  – повітряного проміжку;  $R_{cm}$  – сталі магнітопроводу;  $R_{\sigma m}$  – розсіяння магніту;  $R_{\sigma a}$  – розсіяння якоря. Заступну схему описано системою лінійних рівнянь, складених за законами Кірхгофа. Знайдено розв’язок системи відносно невідомого потоку постійного магніту  $\Phi_m$ . Характеристику розмагнічування магніту  $B$  (H) наведено у вигляді рівняння прямої. Отримано остаточну формулу для максимально допустимої величини реакції якоря  $F_{amax}$ , яка не призведе до втрати постійним магнітом магнітних властивостей. Цією формулою доцільно скористатися на початковому етапі проектування ДПС ПМ.

*Ключові слова:* двигун постійного струму, збудження від постійних магнітів, реакція якоря, розмагнічувальна дія, параметри магніту, параметри магнітного кола.

### Постановка проблеми

ДПС ПМ успішно замінюють двигуни постійного струму із електромагнітним збудженням, оскільки мають низку переваг порівняно з ними: високий коефіцієнт корисної дії внаслідок відсутності втрат на збудження та меншу масу на одиницю потужності. Цей тип двигунів застосовують в автомобілях, побутовій техніці, переносному електроінструменті [1]. В окремих випадках, наприклад, в автомобільних стартерах, великі пускові струми спричиняють значну розмагнічувальну дію реакції якоря, що ускладнює застосування ДПС ПМ [2]. Небезпека розмагнічування магнітів є однією з головних перешкод, яких треба уникнути в процесі проектування і експлуатації ДПС ПМ.

### Актуальність досліджень

Під час проектування ДПС ПМ необхідно враховувати розмагнічувальну дію реакції якоря, яка може призвести до розмагнічування постійних магнітів, а отже, до втрати працездатності двигуна, чим зумовлена актуальність досліджень.

### Мета та завдання статті

Метою статті є оцінювання стійкості до розмагнічування ДПС ПМ на основі спрощеної лінійної моделі. В статті вирішуються такі завдання: складено спрощену заступну схему магнітного кола ДПС ПМ двополусної конструкції з радіальними магнітами; наведено систему рівнянь, які її описують; виведено вираз для максимального значення реакції якоря, яка не призводить до втрати магнітних властивостей постійних магнітів.

### Аналіз останніх досліджень

У [2] проаналізовано стійкість до розмагнічування взірців ДПС ПМ, які використовувалися як двигуни – стартери. Розрахунки виконано на основі поєднання польових методів і методів теорії кіл. Результати показали, що допустима величина струму якоря, який не спричиняє розмагнічування магнітів, є практично пропорційною до їх довжини у напрямі намагнічування.

Рівняння, які використовуються під час проектування двигуна з нерухомим трифазним якорем із обмотками керування та ротором з постійними магнітами, викладено в [3]. Автором на основі лінійної фізичної моделі виведено формулу для максимального значення реакції якоря, яка не призводить до незворотних втрат магнітних властивостей постійного магніту.

Аналіз стійкості до розмагнічування ДПС ПМ на основі колових методів [4] або методів поля [1] дає змогу отримати достовірні результати, однак є трудомістким. Тому, на наш погляд, на початковому етапі проектування ДПС ПМ для наближених розрахунків доцільно використовувати результати, отримані з використанням спрощеної лінійної моделі.

### Виклад основного матеріалу

Стійкість до розмагнічування ДПС ПМ оцінимо на прикладі поширеної двополусної конструкції з радіально намагніченими магнітами (рис. 1), де  $\delta$  – повітряний проміжок;  $h_m$  – довжина (товщина) магніту у напрямі намагнічування.

Розглянемо визначення положення робочої точки на діаграмі магніту ДПС ПМ (рис. 2) в осях  $B$ - $H$  за умови, що магніт має прямолінійну характеристику розмагнічування (справедливо для більшості сучасних матеріалів). Для визначення положення робочої точки на діаграмі магніту графічним способом виконують такі побудови [5, 6]:

а) характеризують розмагнічування магніту 1 за величинами залишкової індукції  $B_r$  та коерцитивної сили  $H_c$ ;

б) проводять пряму провідності потоків розсіяння 2 під кутом  $\alpha_\sigma$ , який визначається за формулою  $\operatorname{tg} \alpha_\sigma = L_\sigma (2 h_m / S_m) = \lambda_\sigma$ , де  $L_\sigma$  – повна магнітна провідність полів розсіяння магніту;  $\lambda_\sigma$  – зведена магнітна провідність полів розсіяння;  $S_m$  – площа нейтрального перетину магніту;

в) від ординат прямої 1 віднімають відповідні ординати прямої 2 і отримують пряму 3 – залежність індукції у повітряному проміжку  $B_\delta$  від напруженості поля  $H$  на полюсах магніту;

г) характеристику намагнічування машини  $\Phi_\delta = f(F)$  перераховують в координатах  $B_\delta = f(H)$  і будують на діаграмі (крива 4); робоча точка А з врахуванням потоків розсіяння та спаду магнітної напруги на феромагнітних ділянках магнітопроводу визначається перетином прямої 3 із кривою 4;

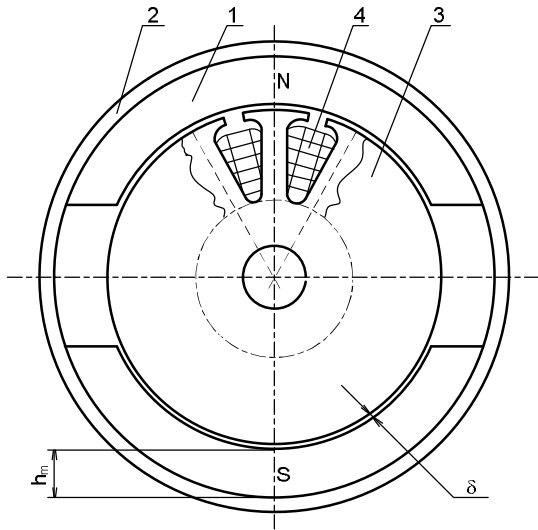


Рис. 1. Ескіз двигуна постійного струму з радіально намагніченими магнітами:  
1 – постійний магніт; 2 – феромагнітне ядро статора; 3 – якір; 4 – обмотка якоря

магнітного кола поперечна МРС якоря  $F_{aq}$  завжди спричиняє послаблення поля машини, а поздовжня та комутаційна МРС  $F_{ad}$  і  $F_k$  в електродвигунах малої потужності підсилюють його.

Отже, сумарна МРС якоря мікродвигуна у випадку навантаження становитиме [7]:

$$F_a = F_{aq} - F_{ad} - F_k \tag{1}$$

Поздовжня складова МРС якоря

$$F_{ad} = b_d A, \tag{2}$$

де  $b_d = (0,15...0,3) 10^{-3}$ , м – можливе самовільне зміщення щіток з геометричної нейтралі внаслідок механічних причин і неточності встановлення. Величина поздовжньої складової МРС якоря  $F_d$  є незначною і нею можна знехтувати.

Поздовжня комутаційна МРС якоря  $F_k$  у машинах малої потужності виникає внаслідок зміщення нейтральної точки обмотки з геометричної нейтралі в умовах сповільненої комутації струму в короткозамкнених секціях, і є в мікродвигунах намагнічувальною стосовно поля полюсів. Знехтуємо величиною  $F_k$ , яка зазвичай підсилює поле полюсів, і аналітичні вирази для її розрахунку є достатньо складними.

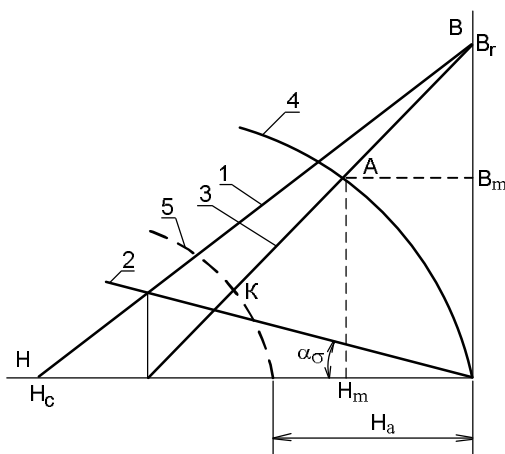


Рис. 2. Робоча діаграма магніту

д) для визначення положення робочої точки, яка характеризує стан магніту при дії розмагнічувальної реакції якоря  $F_a$ , необхідно точки кривої намагнічування 4 змістити вліво від початку координат на відрізок, який відповідає величині  $H_a = F_a / 2 h_m$ ; перетин зміщеної кривої намагнічування 5 з прямою 3 визначає робочу точку магніту К.

Отже, для визначення положення робочої точки на діаграмі магніту необхідно знати параметри матеріалу магніту ( $B_r$  та  $H_c$ ), розміри магніту та магнітопроводу ДПС ПМ для побудови прямої провідності потоків розсіяння та характеристики намагнічування, а також визначити реакцію якоря  $F_a$ .

В умовах роботи колекторного мікродвигуна під навантаженням на магнітне поле повітряного проміжку суттєво впливає реакція якоря, яка може проявлятися у вигляді трьох складових МРС якоря: поперечної, поздовжньої та комутаційної. Відомо, що у випадку насичення

Припустимо, що  $F_a \approx F_{aq}$ , тобто розглянемо найбільш несприятливий випадок реакції якоря для електродвигуна.

На рис. 3 показано розгорнутими структури якоря та постійні магніти у випадку розташування щіток по поперечній осі  $q$  на геометричній нейтралі. Тоді реакція якоря є поперечною – вісь поля якоря збігається з поперечною віссю  $q$  машини. За умови достатньо великої кількості провідників на полюсній поділці намагнічуюча сила розподіленої обмотки якоря має форму, показану на рис. 3.

Намагнічувальна сила поперечної реакції якоря, яка припадає на один проміжок, на віддалі  $x$  від осі  $d$  становитиме

$$F_{aqx} = \pm x A, \tag{3}$$



де  $A = (I_a N / (2a \pi D_a))$  – лінійне навантаження якоря;  $I_a$  – струм якоря;  $N$ ,  $a$  – кількість провідників та паралельних гілок якоря відповідно;  $D_a$  – зовнішній діаметр якоря.

Максимальна намагнічувальна сила реакції якоря, яка діє на край постійного магніту, становитиме

$$F_{amax} = \pm (b_p / 2) A. \quad (4)$$

Для оцінювання стійкості до розмагнічування ДПС ПМ під час проектування, коли ще не розраховані потоки розсіяння магніту та характеристика намагнічування машини, використаємо заступну схему магнітного кола [8], наведену на рис. 4. Схема містить  $n = 3$  вузли і  $m = 5$  віток, намагнічувальні сили магніту  $F_m$  і реакції якоря  $F_a$ .

На схемі наведено такі магнітні опори:  $R_m$  – постійного магніту;  $R_\delta$  – повітряного проміжку;  $R_{cm}$  – сталі магнітопроводу;  $R_{\sigma m}$  – розсіяння магніту;  $R_{\sigma a}$  – розсіяння якоря. Невідомими є магнітні потоки:  $\Phi_m$  – постійного магніту;  $\Phi_\delta$  – повітряного проміжку;  $\Phi_a$  – якоря;  $\Phi_{\sigma m}$  – розсіяння магніту;  $\Phi_{\sigma a}$  – розсіяння якоря.

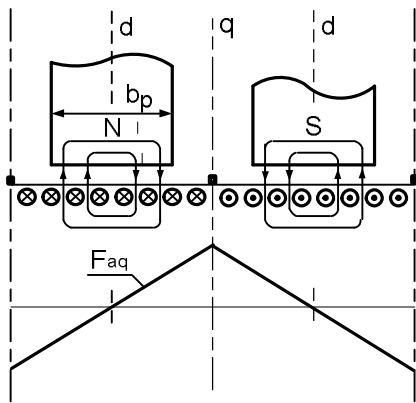


Рис. 3. Реакція якоря в ДПС ПМ

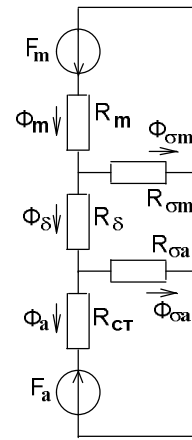


Рис. 4. Заступна схема магнітного кола ДПС ПМ

Складена за законами Кірхгофа система лінійних рівнянь, яка описує заступну схему магнітного кола, має вигляд:

$$\Phi_m = \Phi_\delta + \Phi_{\sigma m}; \quad (5a)$$

$$\Phi_\delta = \Phi_a + \Phi_{\sigma a}; \quad (5б)$$

$$F_m = R_m \Phi_m + R_{\sigma m} \Phi_{\sigma m}; \quad (5в)$$

$$0 = R_\delta \Phi_\delta + R_{\sigma a} \Phi_{\sigma a} - R_{\sigma m} \Phi_{\sigma m}; \quad (5г)$$

$$- F_a = R_{cm} \Phi_a - R_{\sigma a} \Phi_{\sigma a}. \quad (5д)$$

Виразивши з (5a) і (5б) потоки  $\Phi_{\sigma m}$  і  $\Phi_{\sigma a}$  і підставивши їх в (5в)–(5д), отримаємо:

$$F_m = R_m \Phi_m + R_{\sigma m} (\Phi_m - \Phi_\delta);$$

$$0 = R_\delta \Phi_\delta + R_{\sigma a} (\Phi_\delta - \Phi_a) - R_{\sigma m} (\Phi_m - \Phi_\delta); \quad (6)$$

$$- F_a = R_{cm} \Phi_a - R_{\sigma a} (\Phi_\delta - \Phi_a).$$

Знайдемо розв'язок системи (6) стосовно невідомого магнітного потоку  $\Phi_m$ ; для спрощення допустимо, що  $R_{\sigma a} / (R_{\sigma a} + R_{cm}) \approx 1$ , тобто знехтуємо величиною  $R_{cm}$  порівняно з  $R_{\sigma a}$ ; позначимо  $R_\delta + R_{cm} = k_\mu R_\delta$ , де  $k_\mu = (R_\delta + R_{cm}) / R_\delta$  – коефіцієнт насичення сталі.

У результаті отримуємо

$$\Phi_m = (F_m \zeta_m - F_a) / (R_m \zeta_m + k_\mu R_\delta), \quad (7)$$

де

$$\zeta_m = 1 + (k_\mu R_\delta / R_{\sigma m}). \quad (8)$$

Перетворимо (7) так, щоби виразити величину розмагнічуючої реакції якоря  $F_a$  через відомі параметри магніту та параметри магнітного кола ДПС ПМ, якими наближено можна задатися на початковій стадії проектування.

Запишемо рівняння прямої розмагнічування магніту у вигляді

$$B_m = B_r - H_m (B_r / H_c). \quad (9)$$

Врахуємо, що  $B_r / H_c = \mu_a = \mu_0 \mu_m$ , де  $\mu_m$ ,  $\mu_a$  – відносна та абсолютна магнітні проникності магніту;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн / м.

Тоді (9) подамо у вигляді

$$B_m = B_r - \mu_0 \mu_m H_m. \quad (10)$$

Для магнітних опорів  $R_\delta$ ,  $R_m$  та магнітного потоку  $\Phi_m$  запишемо співвідношення

$$\Phi_m = S_m B_m; \quad (11)$$

$$R_m = 2 h_m H_c / S_m B_r; \quad (12)$$

$$R_\delta = 2 \delta k_\delta / \mu_0 S_\delta, \quad (13)$$

де  $k_\delta$  – коефіцієнт Картера;  $S_\delta$  – площа повітряного проміжку під магнітом.

Враховуючи (10) – (13), за виразом (7) отримуємо значення напруженості поля у магніті  $H_m$

$$H_m = [\mu_m H_c 2 \delta k_\delta (S_m / S_\delta) + F_a] / [2 h_m \xi_m + 2 \delta k_\delta \mu_m (S_m / S_\delta)]. \quad (14)$$

Нехай напруженість поля у постійному магніті досягає свого критичного значення  $H_{mкр}$ . Введемо коефіцієнт запасу  $k_{зан} = H_{mкр} / H_c \approx (0,7 - 0,75)$ , який враховує неточності розрахунку.

За (14) отримуємо остаточний вираз для максимально допустимої величини реакції якоря  $F_{amax}$ , яка не призведе до втрати постійним магнітом магнітних властивостей

$$F_{amax} \leq 2 h_m \xi_m k_{зан} H_c - 2 \delta k_\delta \mu_m (1 - k_{зан}) H_c (S_m / S_\delta). \quad (15)$$

Формулою (15) можна скористатися на початку проектування ДПС ПМ, коли відомі параметри матеріалу магнітів ( $H_c$ ,  $B_r$ ), лінійне навантаження  $A$ , діаметр і довжина пакета якоря ( $D_a$ ,  $l_\delta$ ), прийняті розміри магніту  $h_m$  та  $b_p$ , величина повітряного проміжку  $\delta$  і коефіцієнт Картера  $k_\delta$ . Необхідно наближено розрахувати  $R_{\sigma m}$  та прийняти коефіцієнт насичення  $k_\mu$ , щоб за (8) розрахувати  $\xi_m$ . Для вибраного матеріалу магніту стійкість магнітів до розмагнічування, як впливає з (15), залежить передусім від довжини магніту у напрямі намагнічування  $h_m$ .

### Висновки

Отриманий вираз для максимального значення реакції якоря, яка не призводить до втрати магнітних властивостей постійних магнітів, може бути використаний під час проектування ДПС ПМ.

### Перспективи подальших досліджень

Надалі необхідно дослідити стійкість до розмагнічування ДПС ПМ із використанням математичної моделі цього типу двигуна на основі теорії електричних та магнітних кіл.

### Список використаних літературних джерел

1. Jacek F. Gieras. *Permanent magnet motor technology* / Jacek F. Gieras // *Design and applications*. CRC Press Taylor and Francis Group. London, New York, 2010.
2. Dudzikowski I. *Silniki komutatorowe wzbudzone magnesami trwałymi*. / I. Dudzikowski // *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej*, No. 58, *Studia i Materiały* № 25, 2005.
3. Бельй П. Н. *Уравнения для проектирования встраиваемых магнитоэлектрических двигателей дискового типа* / П. Н. Бельй // *Технічна електродинаміка*. 2005, № 6, с. 53–56.
4. Maliar V. *Mathematical model of permanent magnets direct current motor* / V. Maliar, I. Havdo // *Computational Problems of Electrical Engineering*. Львів, 2015, No. 1, Vol. 5, p. 33–36.
5. Тазов Г. В. *Автоматизированное проектирование электрических машин малой мощности* / Тазов Г. В., Хрущев В. В. Л.: Энергоатомиздат, 1991. 336 с.

6. Jacek F. Gieras. *Projektowanie silnikow produ stalego malej mocy o magnesach trwalych wspomagane maszyna cyfrowa* / Jacek F. Gieras, G. Frydrychowicz, W. Jozefowicz // *Przeglad elektrotechniczny R. LIV Z. 4/1978*.

7. Лифанов В. А. *Расчет электрических машин малой мощности: учеб. пособ.* / В. А. Лифанов, Г. В. Помогаев, Н. П. Ермолин. Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 2008. 127 с.

8. Jacek F. Gieras. *Calculation of the steady state performance for small commutator permanent magnet DC motors: classical and finite element approaches* / Jacek F. Gieras, Mitchell Wind // *IEEE Transactions on magnetic, Vol. 28, No. 5, September 1992*.

### References

1. Jacek F. Gieras. *Permanent magnet motor technology.* / Jacek F. Gieras // *Design and applications. CRC Press Taylor and Francis Group. London, New York, 2010*.

2. Dudzikowski. I. *Silniki komutatorowe wzbudzane magnesami trwalymi* / I. Dudzikowski // *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej, No. 58, Studia i Materiały No. 25, 2005*.

3. Belyi P. N. *Uravnenia dla proektirovaniya vstraivaemykh magnitoelektricheskikh dvigatelej diskovoho tipa* / P. N. Belyi // *Techniczna elektrodynamika. 2005, No. 6, p. 53–56*.

4. Maliar V. *Mathematical model of permanent magnets direct current motor* / V. Maliar, I. Havdo // *Computational Problems of Electrical Engineering. Lviv, 2015, No. 1, Vol. 5, p. 33–36*.

5. Tazov H. V. *Avtomatizirovannoe proektirovanie elektricheskikh mashyn maloj moshchnosti* / Tazov H. V., Chrushchev V. V. L.: Enerhoatomizdat, 1991. 336 p.

6. Jacek F. Gieras. *Projektowanie silnikow produ stalego malej mocy o magnesach trwalych wspomagane maszyna cyfrowa* / Jacek F. Gieras, G. Frydrychowicz, W. Jozefowicz // *Przeglad elektrotechniczny R. LIV Z. 4/1978*.

7. Lifanov V. A. *Rasczet elektricheskikh mashyn maloj moshchnosti: uczebnoe posobie* / V. A. Lifanov, H. V. Pomohaev, N. P. Ermolin // *Czeljabinsk: Izd-vo JuUrHU, 2008. 127 p*.

8. Jacek F. Gieras. *Calculation of the steady state performance for small commutator permanent magnet DC motors: classical and finite element approaches* / Jacek F. Gieras, Mitchell Wind // *IEEE Transactions on magnetic, Vol. 28, No. 5, September 1992*.

I. Havdo

Lviv Polytechnic National University,

Department of Electromechanics and Computerized Electromechanical Systems,

fireballua402@gmail.com

### FIRMNESS TO DEMAGNETIZATION EFFECT OF PERMANENT MAGNET D.C. MOTOR ESTIMATION

@ Havdo I., 2020

Permanent magnet direct current (PMDC) motors nowadays successfully replace analogical motors with electromagnetic excitation. PMDC have a higher output-input ratio and less mass on unit of power. In the process of planning and exploitation of PMDC motors it is necessary to prevent the danger of demagnetization effect of permanent magnets. The demagnetizing action of armature reaction can result in demagnetization effect of permanent magnets and to the loss of capacity to the PMDC. These factor ground research actuality. The aim of the article is a rough estimate of firmness to demagnetization effect of PMDC motor on the basis of the simplified linear model. Firmness to demagnetization effect of PMDC motor is examined on the example of widespread bipolar construction with the magnets which magnetized in radial direction. Position-finding of operating point is considered on a diagram to the magnet of PMDC motor with the use of graphic method. For this realization it is necessary to know parameters to the magnet and magnetic core of PMDC motor and also to define the reaction of anchor  $F_a$ . It is considered three components of magnetomotive force (MMF) of armature. It is necessary to take into account the most unfavorable case of reaction of armature of PMDC motor, when this reaction is accepted by equivalent it to the cross component. For the estimation of firmness to

demagnetization effect of PMDC motor the equivalent circuit of magnetic core is used. On this stage of planning to the PMDC motor the yet not expected leakage fluxes of the magnet and saturation characteristic of motor. An equivalent circuit contains MMF of the magnet  $F_m$  and reactions of armature  $F_a$  and magnetic resistance. An equivalent circuit is described by the system of linear equations that is made after the Kirchhoff's circuit laws. The decision of the system is found in relation to unknown magnetic flux of permanent magnet  $\Phi_m$ . Demagnetization curve of the magnet  $B(H)$  is presented as equation of line. The final formula is got for the maximally possible value of reaction of armature  $F_{amax}$ , that will not result in the loss of magnetic properties a permanent magnet. This formula it is expedient to use on the initial stage of planning of PMDC motor.

*Key words: permanent magnet d. c. motor, armature reaction, demagnetizing effect, parameters of permanent magnet, parameters of magnetic circuit,.*

**О. В. Макаrchук**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електромехатроніки та комп’ютеризованих електромеханічних систем,  
oleksandr.v.makarchuk @ lpnu.ua

**Б. І. Крохмальний**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електромехатроніки та комп’ютеризованих електромеханічних систем,  
krohbog@gmail.com

**В. Г. Гайдук**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електромехатроніки та комп’ютеризованих електромеханічних систем,  
profcomlp@ukr.net

## ОСОБЛИВОСТІ ПРОЕКТУВАННЯ ІНДУКЦІЙНОГО ВОДОНАГРІВАЧА

<https://doi.org/10.23939/sepes2020.01.043>

© Макаrchук О. В., Крохмальний Б. І., Гайдук В. Г., 2020

Розглянуто принцип дії, конструкцію та особливості процесу проектування електронагрівача рідини індукційного типу, що відрізняється від існуючих пристроїв аналогічного призначення високими рівнями надійності та захисту від ураження електричним струмом, добрими техніко-економічними показниками.

Метою дослідження обрано розроблення методики проектування індукційного водонагрівача оригінальної конструкції та перевірка достовірності цієї методики. Методи дослідження, які застосовуються для досягнення поставленої мети, поєднують переваги аналітичних підходів та числового симуляційного моделювання. Так, проектний розрахунок та аналіз технічних показників здійснено на підставі класичної електротехніки та теорії електричних машин змінного струму, а уточнення проектних рішень, пов’язаних із перебігом електромагнітних процесів – за методом скінченних елементів.

Розроблений алгоритм проектування містить етап синтезу конструкції та математичну модель для розрахунку динамічних електромагнітних процесів у нагрівачі. Вона враховує двовимірний просторовий розподіл магнітного поля, насичення магнітопроводу та втрати від вихрових струмів у ньому, ефект витіснення струму в нагрівальному елементі. Ця модель ґрунтується на рівняннях Максвелла у квазістационарному наближенні, а також містить низку співвідношень, що пов’язують між собою колові (інтегральні) та польові (розподілені) показники. Її можна віднести до класу колопольових або комбінованих моделей.

Стаття містить опис конструкції та приклад розрахунку індукційного водонагрівача потужністю 4,8 кВт, коефіцієнт віддачі якого перевищує 95%. Порівняно результати розрахунку номінальних показників цього нагрівача, отримані з використанням аналітичних методів та FEM-аналізу.

Проведенні дослідження дають право стверджувати, що застосування пропонуваної методики проектування гарантує відповідність проекту вимогам технічного завдання й не потребуватиме виконання дорогівартісних етапів виготовлення фізичних макетів та проведення їх експериментальних випробувань.

*Ключові слова: індукційний водонагрівач, електронагрівач рідини, трансформатор з короткозамкненим витком, поверхневий ефект, вихрові струми, FEM-аналіз.*

### Вступ

Нагрівання рідин, передусім води – процес, який поширений у промисловості та житлово-комунальному господарстві. Виконання його з використанням електронагрівальних пристроїв у багатьох випадках має беззаперечні вигоди [1]. Це підтверджується даними [2], які також свідчать, що в різних країнах світу від 10 % до 40 % споживаної електроенергії в непромисловому секторі витрачається саме на нагрівання води, а з погляду охорони довкілля та екологічної безпеки цей спосіб поза конкуренцією.

### Аналіз останніх досліджень

Серед всієї гами електронагрівальних пристроїв індукційні водонагрівачі (ІВН) мають низку переваг порівняно з традиційними, наприклад, трубчастими електронагрівачами або ТЕН-ами [3], а саме:

- високий рівень захисту від ураження електричним струмом;
- перевищення температури нагрівального елемента температури рідини є порівняно незначним ( $< 20\text{--}30\text{ }^{\circ}\text{C}$ ) [4], що практично виключає можливість виникнення пожежі;
- невибагливість до виду теплоносія (вода, антифриз, олива та ін.);
- порівняно менша схильність до утворення накипу;
- високі техніко-економічні показники (коефіцієнт потужності  $>0,97$ ; коефіцієнт корисної дії  $>0,98$ ) [5];

Вищезазначені властивості та переваги ІВН зумовлюють актуальність досліджень в напрямках пошуку нових та удосконалення існуючих конструкцій таких нагрівачів, створення нових методів їх проектування.

Сьогодні найпоширенішою є конструкція ІВН трансформаторного типу, в якому вторинна обмотка представляє собою доволі складну систему труб, виготовлених з електропровідного матеріалу, в середині яких знаходиться теплоносій (рис. 1).

Такий тип ІВН, на нашу думку, має низку недоліків, зокрема потреба у зварних сполученнях, через які проходить струм значної величини. Ці з'єднання повинні забезпечувати герметичність системи, до того ж є постійно навантаженими як в механічному, так і в тепловому аспектах. Дотримання вимог до якості цих з'єднань потребує використання відповідного обладнання, матеріалів та кваліфікованого персоналу.

Нагрівач, запропонований у [7], крім конструкційних особливостей, таких як наявність нагрівальних елементів двох типів, один з яких керамічний, засобів для формування турбулентності потоку теплоносія тощо, потребує застосування спеціальних матеріалів, наприклад, струмопровідної кераміки, фторомістких пластиків. Всі ці обставини, беззаперечно, не сприятимуть здешевленню його виготовлення.

### Методи дослідження

Методи дослідження, які застосовують для розв'язання задач синтезу та аналізу подібних пристроїв, вважають традиційними для електромеханіки. Аналітичні підходи використовують для розроблення конструкції ІВН та аналізу її технічних показників [4], FEM-аналіз – для уточнення

проектних рішень, пов'язаних з перебігом електромагнітних та теплових процесів [8], і, нарешті, фізичні, експериментальні дослідження застосовують для остаточної верифікації використаних методик та перевірки працездатності проекту загалом [9].

### Особливості методики проектування

Запропонована конструкція ІВН відрізняється своєю простотою і надійністю. Процес перетворення енергії відбувається в трансформаторі, в якому первинна обмотка підключена до джерела напруги промислової частоти, а вторинна є короткозамкненою (к.з.). Ця обмотка являє собою порожнистий виток, виготовлений з матеріалу з підвищеним значенням питомого електричного опору. Електричні втрати, які виділяються в такому к.з. витку, безпосередньо нагрівають рідину, що циркулює в його внутрішньому об'ємі.

Пустоти між осердям трансформатора, витками первинної обмотки та к.з. витком заповнені теплопровідним компаундом, що зменшуватиме тепलोперепад між активними частинами нагрівача. Зовні весь пристрій теплоізолюваний від довкілля.

Загальний вигляд та внутрішню будову ІВН зображено на рис. 2.

**Метою** пропонованого дослідження є:

- розроблення методики проектування ІВН запропонованої конструкції;
- перевірка достовірності цієї методики.

Процес проектування ІВН, переважно, повторює проектування трансформатора, однак має низку особливостей, зумовлених його конструкцією та режимом роботи. Мета проектування полягатиме у створенні трансформатора, який передбачає довготривалу роботу в режимі к.з. та матиме прийнятні техніко-економічні показники з урахуванням практично повної його теплоізоляції з довкіллям. Ці вимоги вносять зміни у підходи до вибору електромагнітних навантажень та матеріалів, до визначення розмірів вторинної обмотки та її індуктивного опору розсіювання, до способу розрахунку втрат у вторинному колі.

Так, на початку етапу визначення розмірів осердя магнітопроводу пропонуємо допустиму величину магнітної індукції в ньому знизити принаймні вдвічі порівняно з традиційними рекомендаціями та вибрати його з діапазону 0,55÷0,75 Тл.

Вторинну обмотку такого ІВН рекомендуємо виконувати з електропровідного матеріалу з підвищеним питомим електричним опором.

Для наближеного оцінювання величини активного опору вторинної обмотки, що забезпечуватиме заданий рівень втрат енергії в ній, пропонуємо використати вираз

$$R_2 \approx \frac{U_1^2}{P_2 w_1^2}, \quad (1)$$

де  $U_1$ ,  $w_1$  – напруга живлення та кількість витків первинної обмотки трансформатора;  $P_2$  – активна потужність електричних втрат у вторинній обмотці (є заданою величиною).



Рис. 1. Індукційний водонагрівач трансформаторного типу (запозичене з [6])

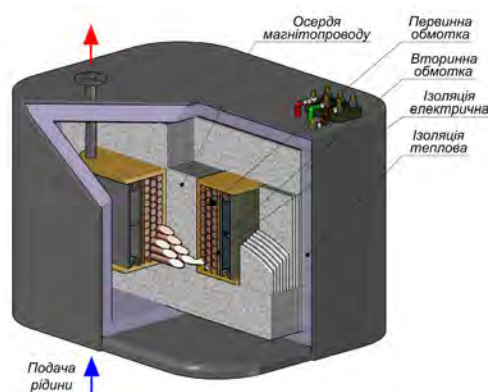


Рис. 2. Загальний вигляд водонагрівача

Після визначення  $R_2$ , задаючись товщиною стінки порожнистого витка вторинної обмотки  $t_s$  та його висотою  $h_2$  (з конструкційних міркувань), можна легко знайти середню довжину витка  $l_{w2}$ , площу повного поперечного перерізу  $q_2$  та ширину  $c_2$  витка за такою сукупністю співвідношень

$$\begin{aligned} l_{w2} &= 2(a + b + \pi(\delta_{w1} + c_1 + \delta_{w12} + 0,5c_2)); \\ q_2 &= 2(c_2 + h_2 - 2t_s)t_s; \quad c_2 = \rho_{m2} \frac{w_2 l_{w2}}{2R_2 t_s} - h_2 + 2t_s, \end{aligned} \quad (2)$$

де  $a, b$  – розміри центрального стрижня трансформатора (рис. 3);  $w_2$  – кількість витків вторинної обмотки ( $w_2 = 1$ );  $\rho_{m2}$  – питомий електричний опір матеріалу вторинної обмотки;  $\delta_{w1}, \delta_{w12}, c_1$  – розміри, зрозумілі з (рис. 3)

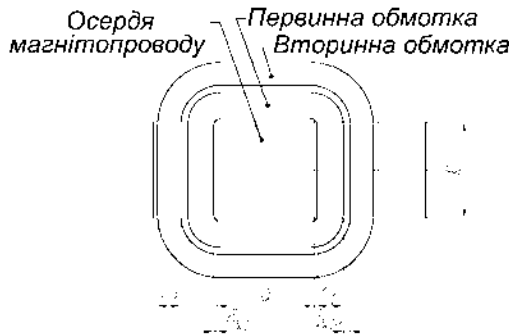


Рис. 3. До визначення розмірів вторинної обмотки

Для розрахунку індуктивного опору короткого замикання такого трансформатора пропонуємо використати формулу

$$X_z = \frac{4 \cdot 10^{-6} f \cdot \delta_{s12} U_1 (w_1 l_{w1} I_1 + w_2 l_{w2} I_2)}{e_w l_\sigma I_1}, \quad (3)$$

де  $e_w$  – ЕРС, що припадає на один виток трансформатора;  $f$  – частота напруги живлення;  $I_1, I_2$  – струми первинної та вторинної обмоток, відповідно;  $l_{w1}, l_{w2}, l_\sigma$  – середні довжини витка первинної та вторинної обмоток й силової лінії поля розсіювання в стрижні та ярмі

трансформатора, відповідно;  $\delta_{s12} = \delta_{w1} + \frac{c_1 + c_2}{3}$  – зведена величина проміжку між обмотками для потоку розсіювання.

Розрахунок параметрів заступної схеми з послідовним контуром намагнічування дозволить визначити решту режимних величин трансформатора. Позначимо повні опори трансформатора традиційно  $\dot{Z}_1 = R_1 + jX_{\sigma 1}$ ;  $\dot{Z}_m = R_m + jX_m$ ;  $\dot{Z}_2 = R_2 + jX_{\sigma 2}$ , де  $X_{\sigma 1} = X_{\sigma 2} = 0,5X_z$ . Тоді споживана і корисна потужність трансформатора та його коефіцієнт корисної дії визначатиметься як

$$P_1 = |\dot{I}_1|^2 \operatorname{Re} \left( \dot{Z}_1 + \frac{\dot{Z}_m \dot{Z}_2'}{\dot{Z}_m + \dot{Z}_2'} \right); \quad P_2 = |\dot{I}_2'|^2 R_2'; \quad \eta = \frac{P_2}{P_1}, \quad (4)$$

де

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1 (\dot{Z}_m + \dot{Z}_2')}{\dot{Z}_1 \dot{Z}_m + \dot{Z}_1 \dot{Z}_2' + \dot{Z}_m \dot{Z}_2'}; \quad \dot{I}_2' = \frac{\dot{U}_1 - \dot{Z}_1 \dot{I}_1}{\dot{Z}_2'} - \text{струми первинної і зведеної вторинної обмоток.}$$

### ФЕМ-модель нагрівача та порівняння результатів

З метою перевірки запропонованої методики первинного проектування ІВН та для уточнення його проектних параметрів побудовано математичну модель для розрахунку динамічних режимів трансформатора з к.з витком. Модель враховує двовимірний просторовий розподіл магнітного поля, насичення магнітопроводу, втрати від вихрових струмів в осерді, ефект витіснення струму у



вторинному колі. Ця модель ґрунтується на рівняннях Максвелла у квазістаціонарному наближенні, а також містить низку співвідношень, що пов'язують між собою колові (інтегральні) та польові (розподілені) показники. Її можна віднести до класу колопольових або комбінованих моделей.

Визначальним рівнянням цієї моделі є

$$\nabla^2 \bar{A} = \sigma \nabla U + \sigma \frac{\partial \bar{A}}{\partial t}, \quad (5)$$

де  $\nabla$  – диференційний оператор Гамільтона, для декартової системи координат він набуває виду  $\nabla = \bar{i} \frac{\partial}{\partial x} + \bar{j} \frac{\partial}{\partial y} + \bar{k} \frac{\partial}{\partial z}$ ;  $\bar{A}$  – векторний магнітний потенціал;  $U$  – скалярний електричний потенціал;

$\sigma$  – матриця питомої електричної провідності середовища.

Поле вектора густини струму визначається за формулою

$$\bar{J} = \sigma \left( -\nabla U - \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} \right). \quad (6)$$

Рівняння електричної рівноваги фігурують у коловому вигляді

$$\begin{aligned} \frac{d\psi_1}{dt} + R_1 i_1 - u_1 &= 0; & \frac{d\psi_2}{dt} + R_2 i_2 &= 0; \\ \psi_1 &= f_1 [i_1, i_2]; & \psi_2 &= f_2 [i_1, i_2], \end{aligned} \quad (7)$$

де  $\psi_1, \psi_2$  – повні потокозчеплення первинної та вторинної обмоток, відповідно. Вони знаходяться безпосереднім інтегруванням поля індукцій або векторного потенціалу, обмеженого площею перетину відповідної обмотки,

$$\psi_{1(2)} = \sum_{j=1}^J w_{1(2)j} \Phi_j = b \sum_{j=1}^J w_{1(2)j} \int_l \bar{B} \bar{n} d\bar{l} = b \sum_{j=1}^J w_{1(2)j} \sum_{m=1}^M (B_{xm} \cos \alpha_m + B_{ym} \sin \alpha_m) \Delta l_m, \quad (8)$$

де  $\bar{B}, \bar{n}$  – вектор магнітної індукції та одиничний вектор (орт) нормалі до елементарної ділянки  $d\bar{l}$ , відповідно;  $w_{1(2)j}, \Phi_j$  – кількість витків відповідної обмотки, що належить області інтегрування та магнітний потік, що зчеплюється з цією областю;  $j = \overline{1, J}$  – кількість областей інтегрування;  $B_{xm}, B_{ym}$  – проекції вектора  $\bar{B}$  на осі координатної системи в околі ділянки інтегрування  $\Delta l_m$ ;  $\alpha_m$  – кут нахилу нормалі  $\bar{n}$  до додатного напрямку осі  $X$  системи координат;  $m = \overline{1, M}$  – кількість ділянок інтегрування;

Потокозчеплення вважають додатним, якщо знак скалярного добутку  $\bar{B} \bar{n}$  додатний і напрям нормалі  $\bar{n}$  збігається з додатним напрямом магнітного потоку.

Зв'язок між струмами  $i_1, i_2$  та відповідними векторами густин струмів встановлено формулою

$$i_{1(2)} = \int_S \bar{J} dS = \iint_S J_z [x, y] dx dy = \sum_{e=1}^E \frac{S^{[e]}}{K} \sum_{k=1}^K J_{zk}^{[e]}, \quad (9)$$

де  $e = \overline{1, E}$  – поточний номер скінченного елемента (СЕ);  $k = \overline{1, K}$  – поточний номер вузла СЕ;  $S^{[e]}$  – площа СЕ з номером  $[e]$ ;  $J_{zk}^{[e]}$  – вузлове значення  $z$ -проекції вектора густини струму.

Маючи поле вектора густини струму, втрати потужності в струмопровідних областях трансформатора знаходимо як

$$P_{ec} = \sigma^{-1} b \int_S |\vec{J}|^2 dS = \sigma^{-1} \sum_{e=1}^E \left( \frac{S^{[e]} b}{K} \sum_{k=1}^K |J_k|^2 \right), \quad (10)$$

де  $dS$  – площа елементарної області;  $S^{[e]} b$  – об'єм  $e$ -го СЕ площею  $S^{[e]}$  та довжиною  $b$ .

Розроблену модель застосовано для розрахунку номінального режиму трансформатора ІВН. Розміри його осердя  $280 \times 175 \times 85$  мм. Осердя виготовлено з електротехнічної сталі марки типу 2411 ГОСТ 21427.2-83. Первинна обмотка виконана з мідного провідника розмірами  $1,6 \times 5,0$  мм і має 180 витків, вторинна — з нержавійної сталі AISI 304.

Рівень дискретизації розрахункової області зображено на рис. 4.

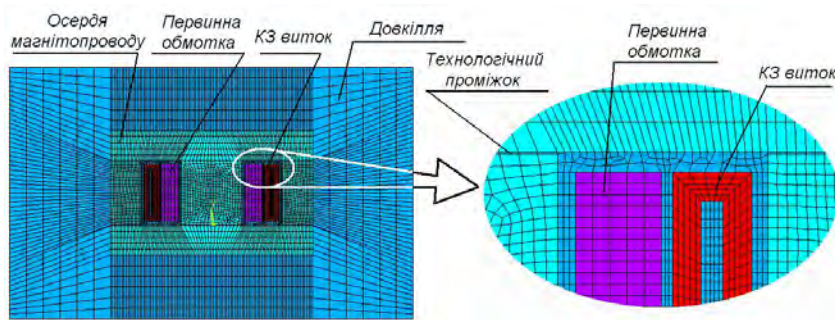


Рис. 1. Розрахункова область

Результати обчислень у вигляді растрових зображень поля вектора магнітної індукції для моменту часу  $t = 0.073$  с, від початку перехідного процесу, показано на рис. 2, а, а розподіл модуля вектора густини струму – на рис. 2, б.

У таблиці порівняно розрахункові значення номінальних показників ІВН, отриманих на підставі розробленої методики первинного проектування та з використанням вищезгаданої математичної моделі.

Часові залежності напруги, струмів та потужностей показано на рис. 3.

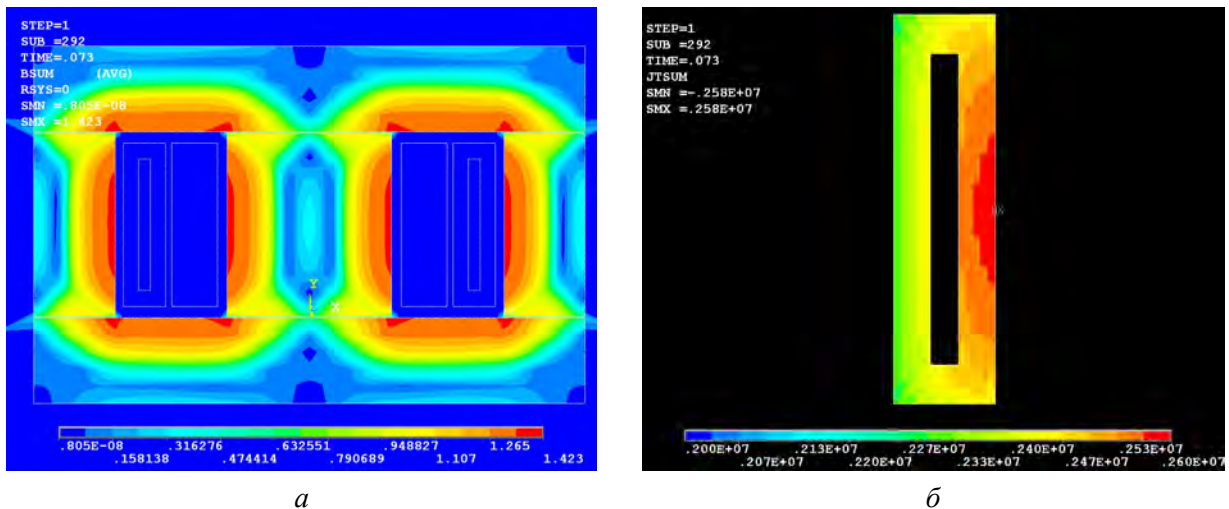


Рис. 2. Просторовий розподіл миттєвих значень:

а – модуля вектора магнітної індукції; б – модуля вектора густини струму

**Порівняння номінальних показників ІВН**

Назва показника	Аналітична методика	FEM-аналіз	Розбіжність, %
напруга живлення, В	230		
частота напруги, Гц	50		
повна споживана потужність, ВА	4946	5261	5,9
коефіцієнт потужності	0,988	0,972	1,6
струм первинної обмотки, А	21,50	23,23	7,4
струм вторинної обмотки, А	3847	3852	0,13
корисна активна потужність, Вт	4759	4884	2,6
коефіцієнт корисної дії	0,974	0,955	2,0

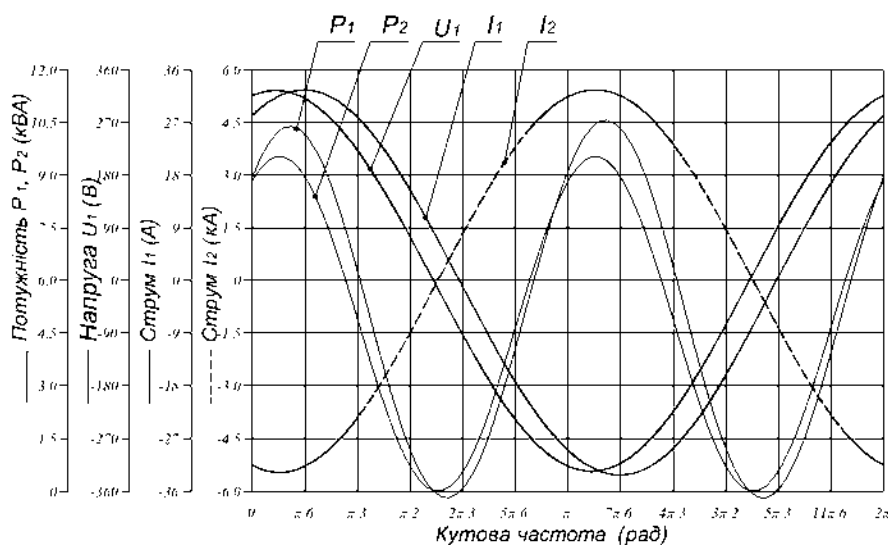


Рис. 3. Залежності від  $\omega t$  напруги живлення, струмів та потужностей

**Висновки**

Застосовуючи принцип безпосереднього нагрівання рідини втратами потужності у вторинній обмотці трансформатора, вдалося створити високонадійний ІВН. Можливість його автономної роботи, практично повна відсутність потреби у періодичному технічному обслуговуванні та невисока вартість виготовлення робить такий нагрівач конкурентноспроможним для застосування в складі систем опалення та гарячого водопостачання.

Запропоновані способи розрахунку параметрів заступної схеми дали змогу створити адекватну методику первинного проектування запропонованого ІВН.

Створена польова модель цього нагрівача враховує найважливіші чинники, що визначально впливають на перебіг процесів у ІВН у взаємозв'язку, а саме: двовимірний просторовий розподіл магнітного поля, насичення магнітопроводу, ефект витіснення струму у вторинному колі та втрати в осерді трансформатора.

Застосування розробленої методики проектування ІВН гарантує відповідність проекту вимогам технічного завдання й не потребуватиме виконання дороговартісних етапів виготовлення фізичних макетів та проведення їх експериментальних випробувань.

**Список літератури**

1. Gustafson, M. W., Baylor J. S., Epstein G.: Direct water heater load control – estimating program effectiveness using an engineering model. *IEEE Transactions on Power Systems*, 8(1), 1993, pp. 137–143.
2. Goh C. H. K., Apt J. Consumer strategies for controlling electric water heaters under dynamic pricing. *Carnegie Mellon Electricity Industry Center, Pittsburgh, PA, Working Paper CEIC-04-02, 2004, pp. 1–8.*

3. Левшин Г. Е., Левшин А. Г. Индукционный электромагнитный нагреватель жидкостей. *Ползуновский вестник*, № 1, 2015, с. 26–30.
4. Хмелев В. Н., Барсуков Р. В., Ильченко, Е. В. Особенности проектирования водонагревателя индукционного типа. *Южно-Сибирский научный вестник*, № 2, 2014, с. 82–85.
5. Оболенский Н. В., Миронов Е.Б, Красиков С. Б. Результаты исследований по выявлению наиболее энергосберегающей конструкции электрического нагревателя воды // *Вестник ФГОУВПО “Московский государственный агроинженерный университет им. ВП Горячкина”*. 3(54), 2012, с. 27–29.
6. Кувалдин А. Б., Абдрашитов В. М. Разработка и опыт эксплуатации индукционных нагревателей жидкостей трансформаторного типа. *Промышленный электрообогрев и электроотопление*, № 1, 2012, с. 56–59.
7. US Pat. 4,563,571. Electric water heating device with decreased mineral scale. Koga R.; Takahashi Y. Matsushita Electric Industrial Company, Limited, Japan. 07.01.1986.
8. Boadi A., Tsuchida Y., Todaka T., Enokizono M. Designing of suitable construction of high-frequency induction heating coil by using finite-element method. *IEEE Transactions on Magnetics*, 41(10), 2005, pp. 4048–4050.
9. Healy W. M., Lutz J. D., Lekov A. B. Variability in Energy Factor Test Results for Residential Electric Water Heaters. *HVAC&R Research*, 9(4), 2003, pp. 435–449.

### References

1. Gustafson, M. W., Baylor J. S., Epstein G. Direct water heater load control – estimating program effectiveness using an engineering model. *IEEE Transactions on Power Systems*, 8(1), 1993, pp. 137–143.
2. Goh C. H. K., Apt J. Consumer strategies for controlling electric water heaters under dynamic pricing. *Carnegie Mellon Electricity Industry Center, Pittsburgh, PA, Working Paper CEIC-04-02*, 2004, pp. 1–8.
3. Levshin G. E., Levshin A. G. Indukcionnyj jelektromagnitnyj nagrevatel' zhidkostej. *Polzunovskij vestnik*, #1, 2015, s. 26–30.
4. Hmelev V. N., Barsukov R. V., Il'chenko, E. V. Osobennosti proektirovanija vodonagrevatelja indukcionnogo tipa. *Juzhno-Sibirskij nauchnyj vestnik*, #2, 2014, s. 82–85.
5. Obolenskij N. V., Mironov E. B., Krasikov S. B. Rezul'taty issledovanij po vyjavleniju naibolee jenergosberegajushhej konstrukcii jelektricheskogo nagrevatelja vody. *Vestnik FGOUVPO “Moskovskij gosudarstvennyj agroinzhenernyj universitet im. VP Gorjachkina”*. 3(54), 2012, s. 27–29.
6. Kuvaldin A. B., Abdrashitov V. M. Razrabotka i opyt jekspluatacii indukcionnyh nagrevatelej zhidkostej transformatornogo tipa. *Promyshlennyj jelektroobogrev i jelektrootoplenie*, #1, 2012, s. 56–59.
7. US Pat. 4,563,571. Electric water heating device with decreased mineral scale. Koga R.; Takahashi Y. Matsushita Electric Industrial Company, Limited, Japan. 07.01.1986.
8. Boadi A., Tsuchida Y., Todaka T., Enokizono M. Designing of suitable construction of high-frequency induction heating coil by using finite-element method. *IEEE Transactions on Magnetics*, 41(10), 2005, pp. 4048–4050.
9. Healy W. M., Lutz J. D., Lekov A. B. Variability in Energy Factor Test Results for Residential Electric Water Heaters. *HVAC&R Research*, 9(4), 2003, pp. 435–449.

**O. Makarchuk**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems  
oleksandr.v.makarchuk @ lpnu.ua

**B. Krokhmalnyi**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems  
krohbog@gmail.com

**V. Haiduk**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems  
profcomlp@ukr.net

## **SPECIFICS DESIGNING INDUCTION WATER HEATER**

© Makarchuk O., Krokhmalnyi B., Haiduk V., 2020

The principle of action is being considered, design and features of the design process of the electric heater of the induction type fluid, which differs from the existing devices of similar purpose with high levels of reliability and protection against electric shock, good technical and economic indicators are considered.

The research methodology has developed a technique for designing an induction water heater of the original design and to check the accuracy of these methods. The research methods used to achieve this goal combine the advantages of analytical approaches and numerical simulation. Therefore, the design calculation and analysis of technical indicators are based on classical electrical engineering and theory of electric machines AC, and the refinement of design decisions related to the course of electromagnetic processes - using the finite element method.

The design algorithm developed includes a design synthesis step and a mathematical model for the calculation of dynamic electromagnetic processes in a heater. It takes into account the two-dimensional spatial distribution of the magnetic field, the saturation of the magnetic circuit and the loss from eddy currents in it, the effect of displacement of current in the heating element. This model is based on the Maxwell equations in a quasi-stationary approximation, and also contains a series of correlations that relate circular (integral) and field (distributed) indices. It can be attributed to the class of circle-field or combined models.

The article describes the design and an example of calculating an induction water heater with a power of 4.8 kW, the efficiency of which exceeds 95 %. The results of the calculation of the nominal values of this heater obtained using analytical methods and FEM analysis are compared.

The conducted researches give the right to state that the application of the proposed design methodology guarantees the compliance of the project with the requirements of the technical specification and will not require the implementation of costly stages of the manufacture of physical models and their experimental testing.

*Keywords: induction water heater, fluid heater, transformer with short circuit, surface effect, eddy currents, FEM analysis.*

UDK 681.5.01

**Y. Marushchak,**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems,  
yaroslav.y.marushchak@lpnu.ua,

**V. Moroz**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems,  
volodymyr.i.moroz@lpnu.ua

**V. Tsyapa**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems,  
volodymyr.b.tsiapa@lpnu.ua

**I. Holovach**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems,  
ihor.r.holovach@lpnu.ua

**I. Chupylo**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems,  
iqorchupylo@ukr.net

## **INFLUENCE ANALYSIS OF UNSTABLE ZEROES AND POLES ON THE STABILITY OF THE FEEDBACK SYSTEMS**

<https://doi.org/10.23939/sepes2020.01.052>

© *Marushchak Y., Moroz V., Tsyapa V., Holovac I., Chupylo I., 2020*

**According to the theory of automatic control, there should be no behavior's difference between an object given by a set of transfer functions, which are respectively interconnected, and a real object, corresponding to such a theoretical structure with given transfer functions. Accordingly, a generalized analysis of the Otto Smith hypothesis regarding the stability indices in automatic control systems with unstable zeros and poles of second-order transfer functions is carried out. Due to the fact that the behavior of most technical objects can be described by a second-order transfer function, the main accent is placed on the second-order transfer function with a denominator with unstable zeros and poles. In the article, both the apparatus of transfer functions and the structural models of the appropriate level were used for the description, which made it possible to make their description evident. A generalized description of a second order automatic control system with negative feedback is made. For**

such a system, theoretical stability criteria have been formed with respect to its parameters on the basis of necessary and sufficient conditions of stability.

On the basis of the common description of the second-order transfer function, the study of automatic control systems with different variants of placement on the complex plane of unstable zeros and poles of the open system's transfer function was performed. The presentation of the material is accompanied by numerous examples, for which cases of transfer functions with both real poles and a pair of complex conjugated poles are considered. The case of both open system and feedback system is considered for each example given in the article. Both cases are illustrated in each example by bode plots and a step response.

The researches carried out in the article are illustrated by bode plots and step responses, which for each example are obtained using mathematical applications MATLAB (with the library Control System Toolbox) and Mathcad. According to the results of our research, O. Smith's conclusions about the difference in the behavior of real physical systems with unstable zeros and poles and theoretically obtained models with similar transfer functions are confirmed.

*Keywords: control systems, poles and zeros of transfer function, transfer function.*

### **Introduction**

The classical theory of automatic control does not imply a difference in behavior between an idealized mathematical model or structure and a real automatic control system. This means that, in theory, there should be no difference in behavior between an object given by a set of transfer functions, which are respectively interconnected, and a real object that corresponds to such a theoretical structure with given transfer functions. This situation is consistent with the classic case where all zeros and poles of the transfer function of an existing system lie in the left complex half-plane, that is, the whole system and each of its elements are stable.

Well-known specialist in the theory of automatic control Otto Smith once suggested that an automatic control system with the same unstable ("right") zeros and poles that are shrinking, may in fact have behavior that is different from the theoretically predicted [1]. This means that such a real system will be unstable, although theoretically, compensation for these unstable zeros and poles should occur. This hypothesis of Smith in the known literature has not been investigated due to the apparent obviousness. The mathematical foundations of the theory of automatic control have been discussed in many sources [2–6], but the question of differences in the behavior of the mathematical model and the real object is not emphasized. The analysis of the behavior of systems with zeros and poles in the right complex half-plane can be found in [6, 7], but the authors also do not consider the problems of physical implementation and, accordingly, ensuring stability in such systems.

### **Problem**

Thus, the goal of the research proposed in the article is to test, including by computer simulation, the influence of unstable roots on the performance of the system. Given that mathematical applications are of great help in solving the problems of automatic control theory [8], the authors have relied, in particular, on the capabilities of Mathcad and MATLAB (with the Control System Toolbox library) [8-10].

### **Fundamentals**

The systems without feedback are being considered, which are described by transfer functions with unstable zeros and / or unstable poles, i.e., transfer functions of the form

$$G_p(s) = \frac{(s + s_{1z})(s + s_{2z}) \dots (s - s_{iz}) \dots (s + s_{mz})}{(s + s_{1p})(s + s_{2p}) \dots (s - s_{ip}) \dots (s + s_{np})}$$

Such a function may have one unstable zero, or one unstable pole, or one unstable zero and one unstable pole. The concept of equivalent zero is introduced, that is, in the denominator of the transfer function of a closed system there is a term equal to zero of the numerator, which is multiplied by the coefficient of rigid feedback. This term characterizes the action, in particular, of the unstable zero, on the necessary condition of stability of a closed system, or the action of a stable zero on the necessary condition of stability of the system in the presence in the transfer function of the open system of an unstable pole.

Considering that the behavior of many real technical systems with sufficient accuracy can be approximated by the second-order transfer function, in the first approximation we will consider its generalized transfer function:

$$G_z(s) = \frac{s - z_1}{(s - p_1)(s - p_2)},$$

where  $z_1$  – transfer function's zero;  $p_1, p_2$  – second order transfer function's poles.

Accordingly, the structure of a feedback system with feedback value  $K$  is shown in Fig. 1, and its transfer function will look like

$$G_z(s) = \frac{\frac{s - z_1}{(s - p_1)(s - p_2)}}{1 + K \cdot \frac{s - z_1}{(s - p_1)(s - p_2)}} = \frac{s - z_1}{s^2 + (K - (p_1 + p_2)) \cdot s + (p_1 p_2 - K \cdot z_1)}$$

Accordingly, the required stability conditions for a second-order system will look like this:

- 1)  $p_1 p_2 > K \cdot z_1$ ;
- 2)  $(p_1 + p_2) < K$ .

Schematic diagram for a second function denominator corresponding to the transfer function shown above is shown in Fig. 2.

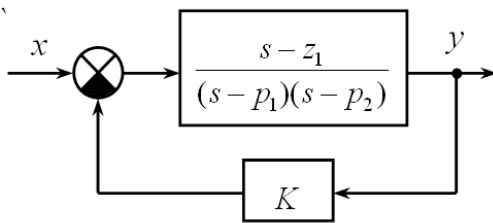


Fig. 1. A variant of the second-order structural model

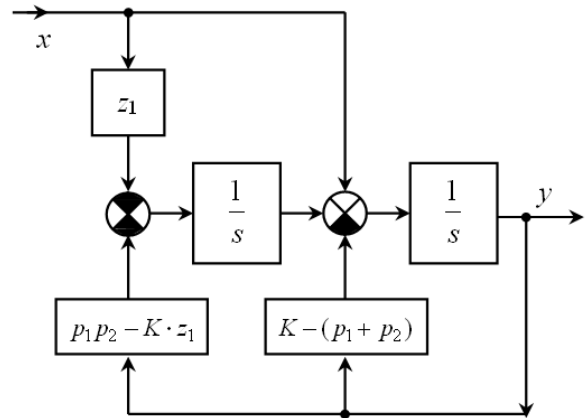


Fig. 2. Structural diagram of the second-order transfer function

Let us illustrate by simple examples the above.

**Example 1**

Let us have an open-loop system (its characteristics are shown in Fig. 3)

$$G_p(s) = \frac{s - z_1}{(s - p_1)(s - p_2)} = \frac{s - 3}{(s + 1)(s + 4)},$$

де  $z_1 = 3$  – transfer function's zero;  $p_1 = -1, p_2 = -4$  – second order transfer function's poles.

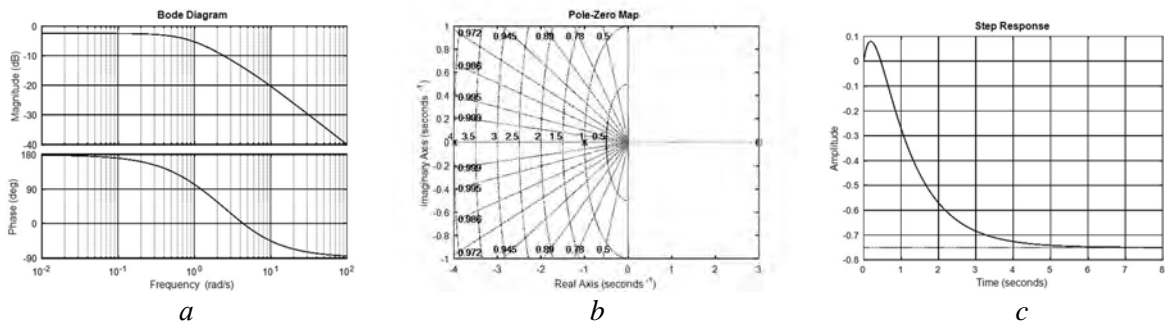


Fig. 3. Frequency response (a), zeros (x) / poles (o) (b) and step response (c) for open transfer function



The transfer function of such a unity feedback system will look like

$$G(s) = \frac{s - z_1}{1 + \frac{s - z_1}{(s - p_1)(s - p_2)}} = \frac{s - 3}{s^2 + 6s + 1}$$

and will be stable (see Fig. 4), because the necessary and sufficient condition is fulfilled.

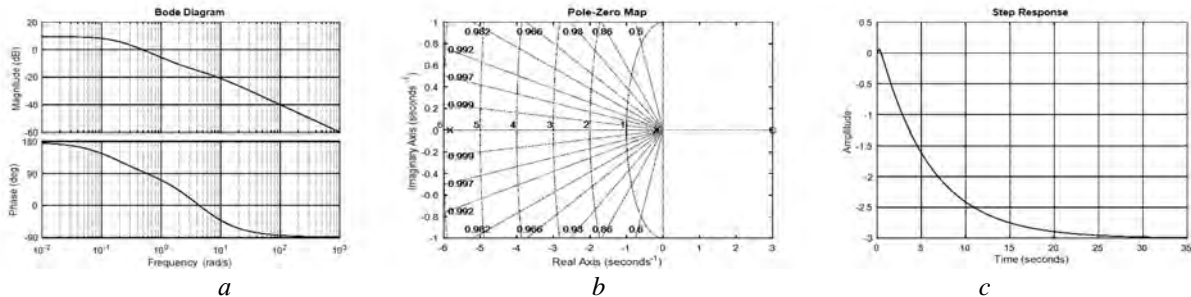


Fig. 4. Bode plots (a), zeros (x)/poles (o) (b), and transition function (c) for a closed transfer function

### Example 2

Now let's change the system parameters from the previous example to get this open-loop system transfer function

$$G_p(s) = \frac{s - z_1}{(s - p_1)(s - p_2)} = \frac{s - 3}{(s + 1)(s + 2)}$$

де  $z_1 = 3$  – transfer function's zero;  $p_1 = -1, p_2 = -2$  – second order transfer function's poles.

Its characteristics are illustrated in Fig. 5.

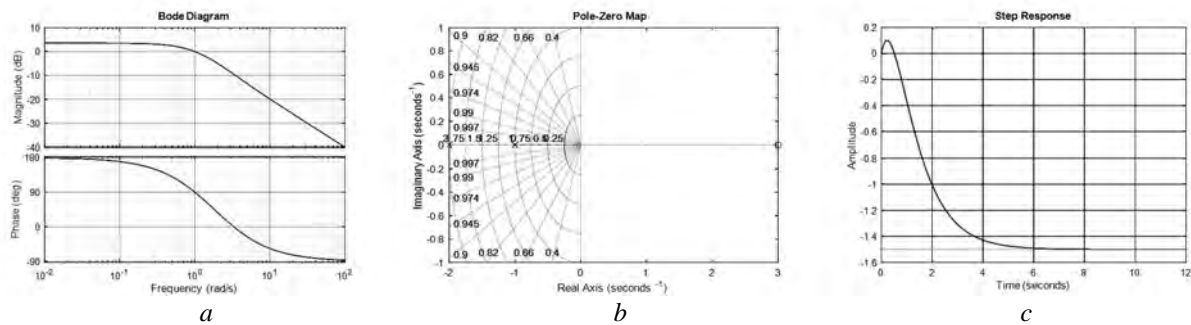


Fig. 5. Frequency response (a), zeros (x) / poles (o) (b) and step response (c) for open transfer function

Unity feedback systems will in this case be described by such a transfer function:

$$G(s) = \frac{s - z_1}{1 + \frac{s - z_1}{(s - p_1)(s - p_2)}} = \frac{s - 3}{s^2 + 4s - 1}$$

The resulting system will be unstable (see Fig. 6) because the necessary stability condition is not fulfilled.

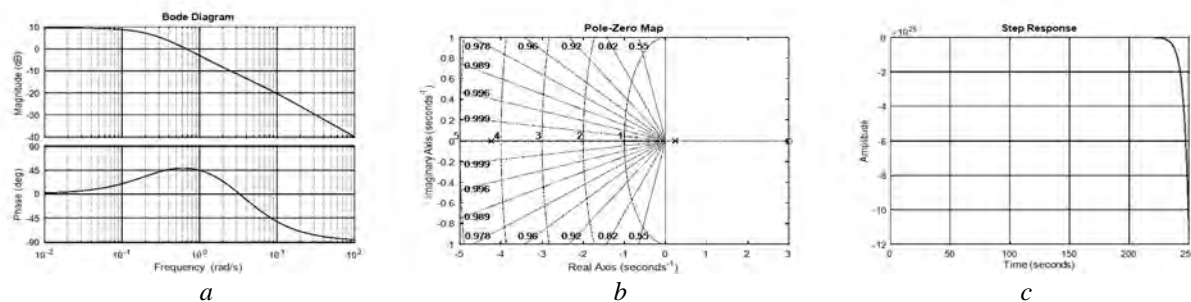


Fig. 6. Bode plots (a), zeros (x)/poles (o) (b), and transition function (c) for a closed transfer function

Thus, the open-loop system of example 1 with unstable zero and stable poles, provided that its feedback may be stable, and may be unstable depending on the value of unstable zero.

**Example 3**

We show that a system with stable zero and unstable pole (see Fig. 7) can again be either stable or unstable in the case of its closure loop depending on the value of stable zero, e.g.,

$$G_p(s) = \frac{s - z_1}{(s - p_1)(s - p_2)} = \frac{s + 3}{(s - 1)(s + 4)}$$

де  $z_1 = -3$  – transfer function's zero;  $p_1 = 1, p_2 = -4$  – second order transfer function's poles.

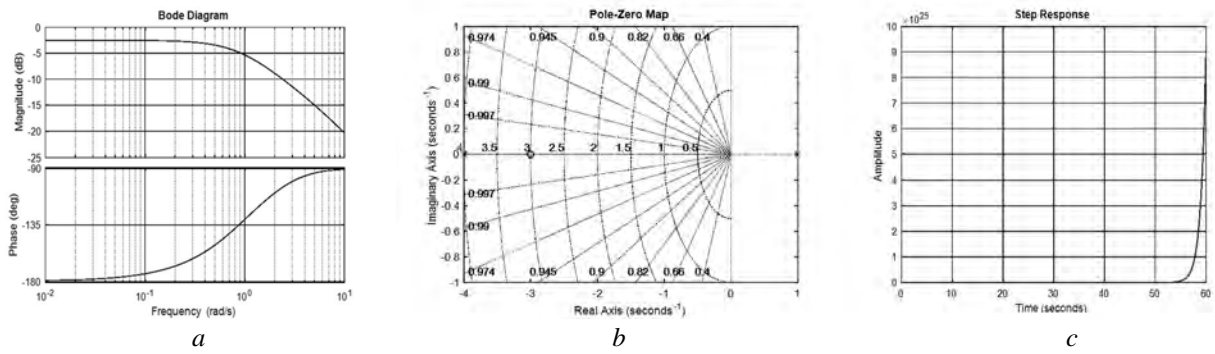


Fig. 7. Frequency response (a), zeros (x) / poles (o) (b) and step response (c) for open transfer function

Then a unity feedback system will have a transfer function

$$G(s) = \frac{s - z_1}{(s - p_1)(s - p_2)} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s - z_1}{(s - p_1)(s - p_2)}} = \frac{s + 3}{s^2 + 4s - 1}$$

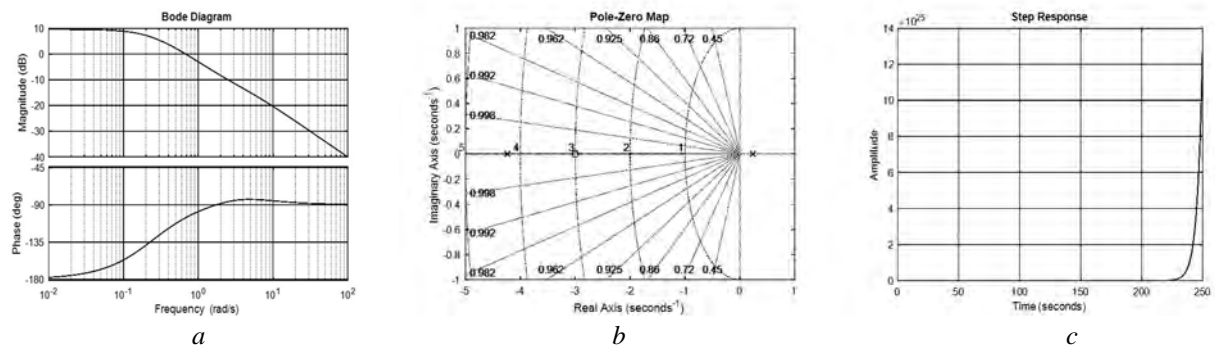


Fig. 8. Bode plots (a), zeros (x)/poles (o) (b), and transition function (c) for a closed transfer function

This unity feedback system is unstable (see Fig. 8).

**Example 4**

Consider the transfer function of an open-loop system with the following parameters:

$$G_p(s) = \frac{s - z_1}{(s - p_1)(s - p_2)} = \frac{s + 3}{(s + 1)(s - 4)}$$

де  $z_1 = -3$  – transfer function's zero;  $p_1 = -1, p_2 = 4$  – second order transfer function's poles.

*Influence analysis of unstable zeroes and poles on the stability of the Feedback Systems*

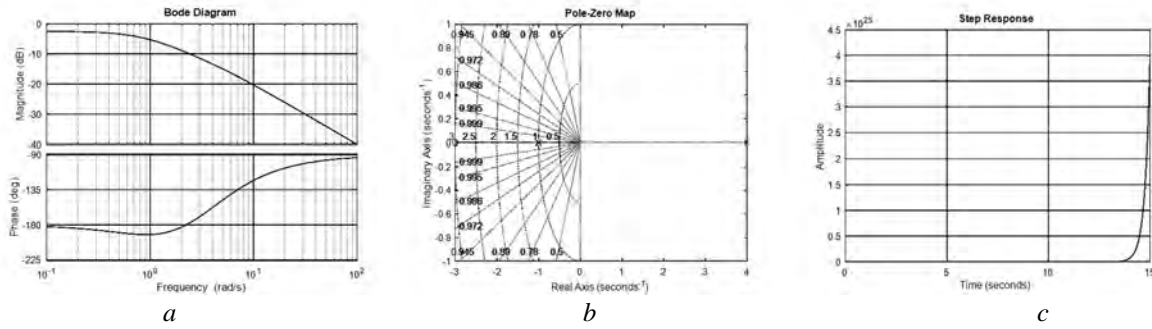


Fig. 9. Frequency response (a), zeros (x) / poles (o) (b) and step response (c) for open transfer function

Then the closed-loop system with unity feedback is also unstable due to no fulfillment of the necessary stability condition (see Fig. 10):

$$G(s) = \frac{s - z_1}{(s - p_1)(s - p_2)} = \frac{s + 3}{s^2 - 2s - 1} .$$

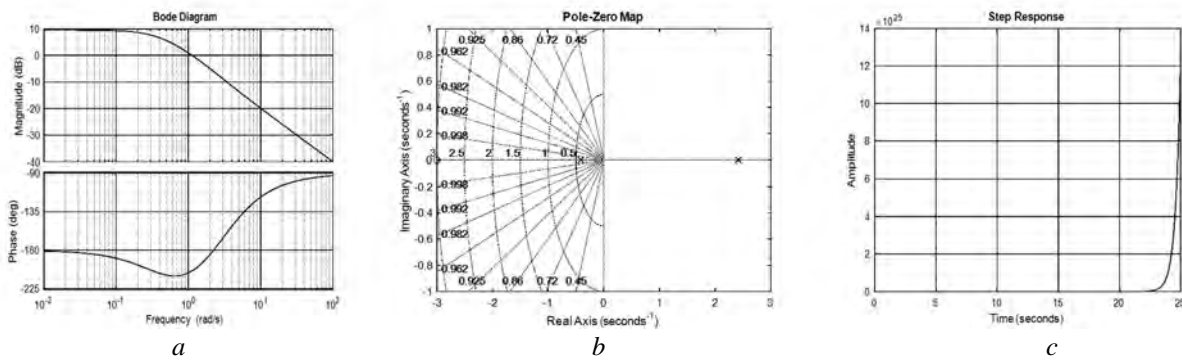


Fig. 10. Bode plots (a), zeros (x)/poles (o) (b), and transition function (c) for a closed transfer function

**Example 5**

In the case of stable zero  $s - z_1 = 4s + 5$  provided  $p_1 = -1, p_2 = 4$  (see the characteristics of such a system in Fig. 11) we obtain the following transfer function of the open-loop system

$$G_p(s) = \frac{s - z_1}{(s - p_1)(s - p_2)} = \frac{4s + 5}{(s + 1)(s - 4)} .$$

It corresponds to the transfer function of a stable closed-loop system (see its characteristics in Fig. 12):

$$G(s) = \frac{4s + 5}{s^2 + s + 1} .$$

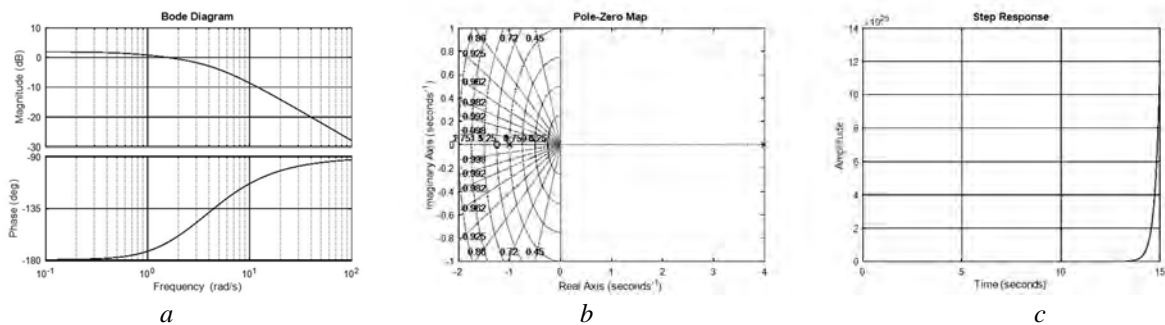


Fig. 11. Frequency response (a), zeros (x) / poles (o) (b) and step response (c) for open transfer function

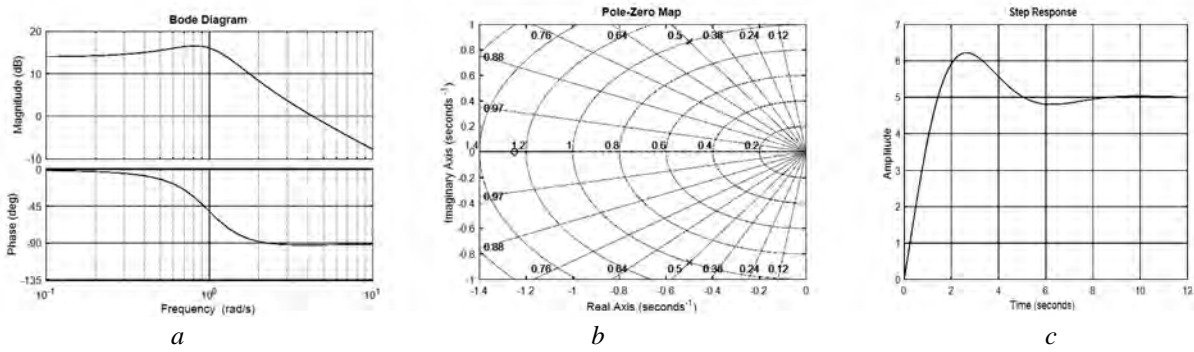


Fig. 12. Bode plots (a), zeros (x)/poles (o) (b), and step response (c) for a closed transfer function

**Example 6**

It is just as easy to show that an open-loop system with an unstable zero and an unstable pole will always be unstable when closed. Let

$$G_p(s) = \frac{s - z_1}{(s - p_1)(s - p_2)} = \frac{s - 3}{(s - 1)(s + 4)}$$

де  $z_1 = 3$  – transfer function's zero;  $p_1 = 1, p_2 = -4$  – second order transfer function's poles.

It is obvious that such a system is unstable (see its characteristics in Fig. 13).

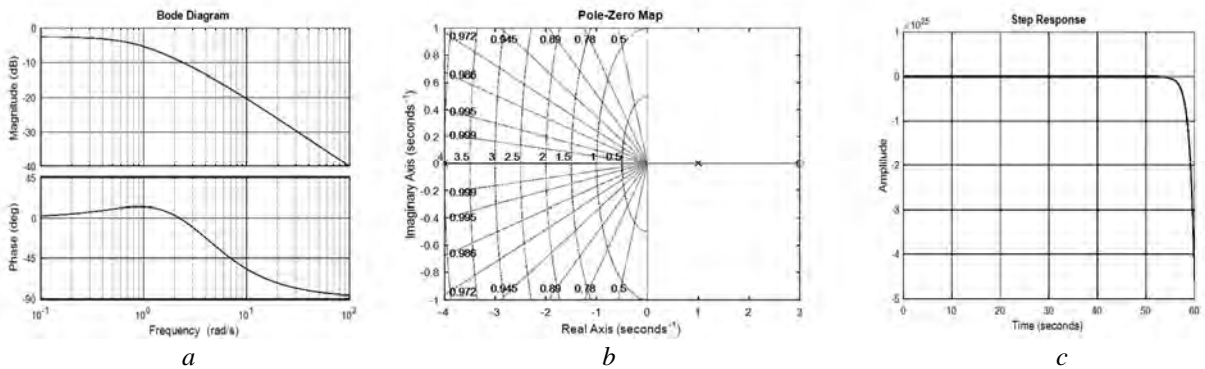


Fig. 13. Frequency response (a), zeros (x)/poles (o) (b) and step response (c) for open transfer function

The closed-loop transfer function will look like

$$G(s) = \frac{s - z_1}{1 + \frac{(s - p_1)(s - p_2)}{s - z_1}} = \frac{s - 3}{s^2 + 4s - 7}$$

The closed-loop system obtained is also unstable (see its characteristics in Fig. 14).

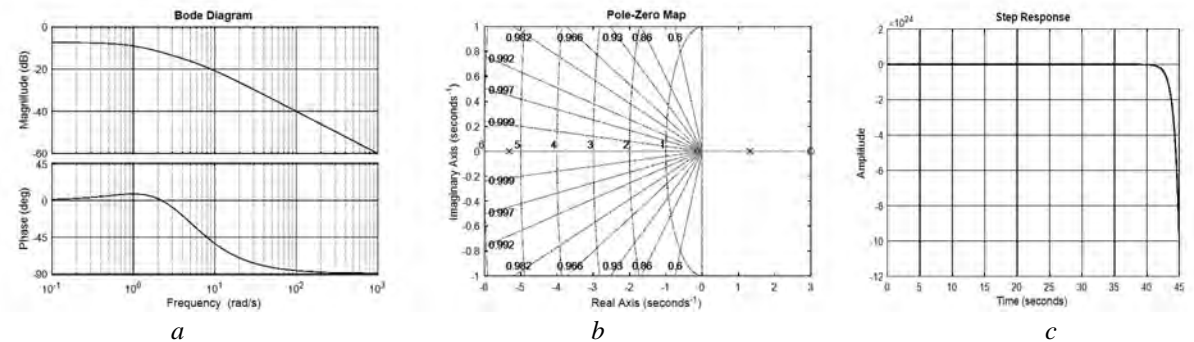


Fig. 14. Bode plots (a), zeros (x)/poles (o) (b), and step response (c) for a closed transfer function

In the case of

$$G_p(s) = \frac{s - z_1}{(s - p_1)(s - p_2)} = \frac{s - 3}{(s + 1)(s - 4)},$$

where  $z_1 = 3$  – transfer function's zero;  $p_1 = -1, p_2 = 4$  – second order transfer function's poles.

The characteristics of such a system are shown in Fig. 15.

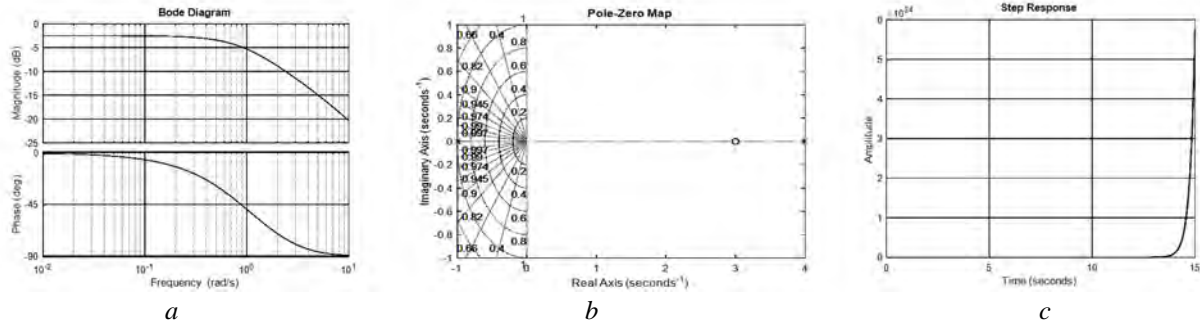


Fig. 15. Frequency response (a), zeros (x) / poles (o) (b) and step response (c) for open transfer function

The closed system is described by a transfer function and will be unstable (see its characteristics in Fig. 16):

$$G(s) = \frac{s - 3}{s^2 - 2s - 7}.$$

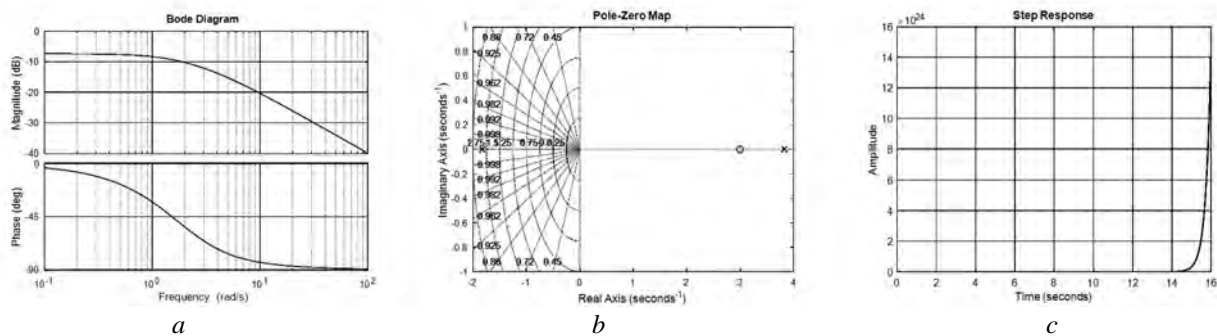


Fig. 16. Bode plots (a), zeros (x)/poles (o) (b), and step response (c) for a closed transfer function

In the next step, let us consider a more complex case – the case of complex conjugated roots. If we consider the second-order dynamic block, and this block is the most used to describe any dynamic process, then only complex-connected poles (denominator roots) can be in the transfer function. Complex-conjugate zeros cannot be based on the known Heaviside decomposition theorem for a correct fractional-rational function.

### Example 7

For example, let a characteristic polynomial have the form  $H(s) = 2s^2 + 3s + 4 \vee 2s^2 + 3s + 4 = 0$ . Then

$$S_{1p} = \frac{-3 + \sqrt{9 - 32}}{4} = \frac{-3 + j\sqrt{23}}{4}, S_{2p} = \frac{-3 - \sqrt{9 - 32}}{4} = \frac{-3 - j\sqrt{23}}{4},$$

and their product is  $H(s) = \left(s - \frac{-3 + j\sqrt{23}}{4}\right) \left(s - \frac{-3 - j\sqrt{23}}{4}\right) = 2s^2 + 3s + 4$ .

In the example shown, the poles are pairwise stable. In the case where the roots of the transfer function of a dynamical system, which are a pair of stable complex-coupled poles and unstable zero, the

required condition of stability of the closed system will be determined by the equivalent unstable zero, and this condition will coincide with the variant with real roots.

If we have a pair of unstable poles, then again the necessary condition of stability of the closed system will be determined by the value of equivalent unstable or stable zero.

**Example 8**

For example,

$$G_p(s) = \frac{4s - 1}{2s^2 - 3s + 4} \text{ i } G(s) = \frac{4s - 1}{2s^2 + (4K - 3) \cdot s + (4 - K)},$$

feedback system is stable in region  $3/4 < K < 4$  and is unstable for  $K > 4$ .

Similarly, in the case of stable zero

$$G_p(s) = \frac{4s + 1}{2s^2 - 3s + 4} \text{ i } G(s) = \frac{4s + 1}{2s^2 + (4K - 3) \cdot s + (K + 4)},$$

a closed-loop system is stable for all values of  $K > 3/4$ .

The open-loop system with the same unstable zero and pole is formally stable, but in fact such a system is open-loop and closed-loop unstable. For example, consider the serial connection of an object (plant) to a transfer function

$$W(s) = \frac{1}{s - 1}$$

and controller

$$W_{contr}(s) = \frac{s - 1}{s + 1}.$$

The structural models of the blocks corresponding to the transfer functions shown above are shown in Fig. 17.

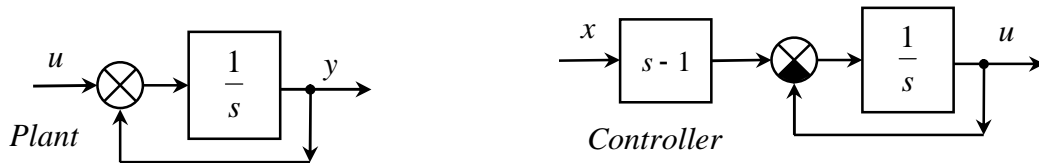


Fig. 17. Blocks' structure models

The consistent connection of these units corresponds to the structure shown in Fig. 18, where  $x$  – input signal;  $u$  – controlling signal,  $y$  – output signal.

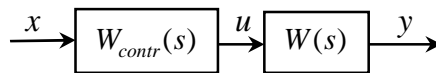


Fig. 18. Connection of blocks

The corresponding differential equations are of the form:

$$u = \frac{s - 1}{s + 1} \cdot x;$$

$$y = \frac{1}{s - 1} \cdot u,$$

Where  $\dot{u} + u = \dot{x} - x$ ,  $\dot{y} - y = u$ .

Now substitute  $u$  in the first equation and get

$$\dot{y} - \dot{y} + \dot{y} - y = \dot{x} - x \text{ a} \dot{b} \dot{c} \quad \dot{y} - y = \dot{x} - x.$$

Such a differential equation is unstable because its solution has the form

$$y(t) = C_1 e^t + C_2 e^{-t},$$

and this solution increases with increasing  $t$ , even under infinitesimal initial conditions  $y(0) = \varepsilon$  i  $\dot{y}(0) = 0$ .

Note that these values are included in expressions for  $C_1 = \frac{y(0) + \dot{y}(0)}{2}$  and  $C_2 = \frac{y(0) - \dot{y}(0)}{2}$ .

This contradiction arose from the reduction of the common zero and the pole  $s = 1$ , which is inadmissible in this case. This means that the same unstable zeros and poles cannot be reduced.

The inadmissibility of reducing the same unstable zeros and poles is also explained physically. If we have a system in which a link with an unstable pole precedes a link with an unstable zero, then when the input to this system any signal in the first link oscillations occur, and the second link will form these oscillations for the rest of the system. If a block that has a unstable zero precedes a unstable pole, then vibrations will also cause internal system noise. As for the same stable zeros and poles, the operation of reducing them does not lead to absurd conclusions. If we summarize this for real physical systems, then this generalization can be reduced to two positions:

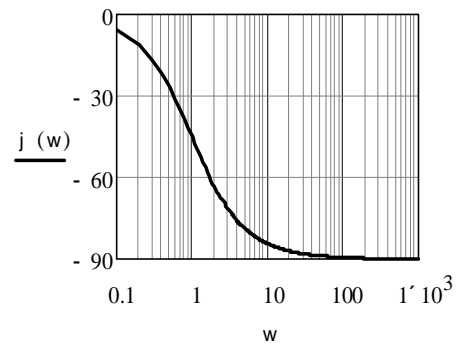
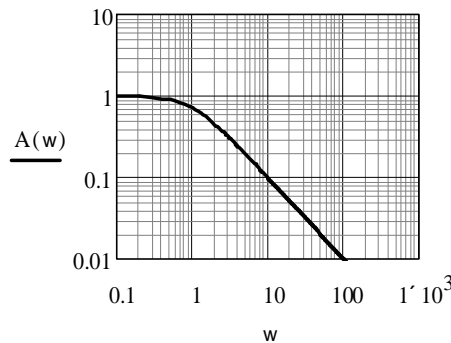
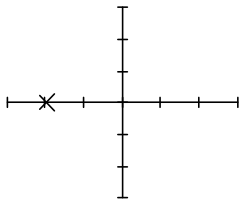
1. In physical systems, it is not possible to completely compensate for the time constants due to measurement errors and subsequent technical implementation. Therefore, such compensation is always made with some previously unknown error.

2. Noise and interference (power line, FM-radio or mobile signaling etc.) in expressions for  $C_1 = \frac{y(0)+\dot{y}(0)}{2}$  ;  $C_2 = \frac{y(0)-\dot{y}(0)}{2}$  produce the value of the constants different, which makes it impossible to fully compensate for the components with different signs.

Now, given the fact that the problem of an unstable zero or pole is identified by its location on a complex plane, let us analyze the following variants:

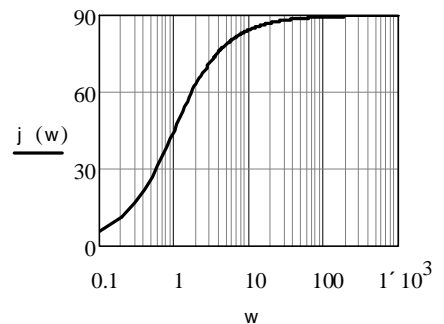
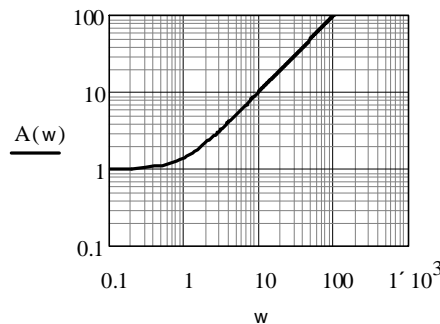
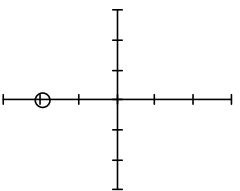
- the pole in the left half plane causes a lag in the phase (from  $0^\circ$  to  $-90^\circ$ ) and decrease the gain at high frequencies;

$$W(s) := \frac{1}{s + 1}$$



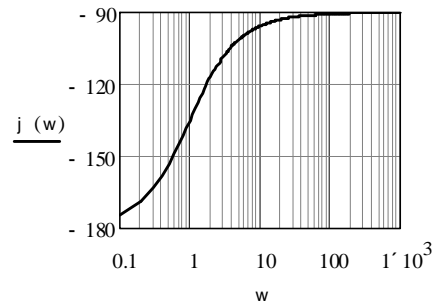
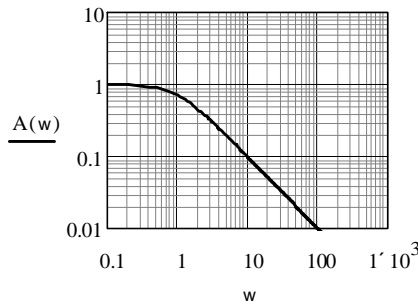
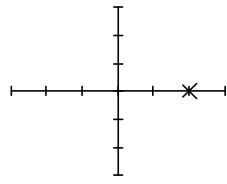
- zero in the left half plane leads to a phase advance (from  $0^\circ$  to  $90^\circ$ ) and increase the gain at high frequencies;

$$W(s) := s + 1$$



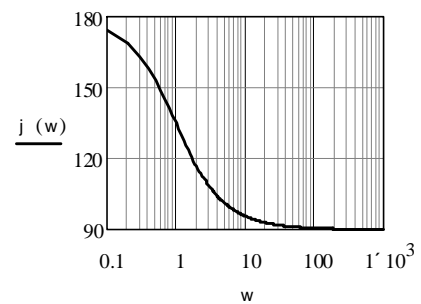
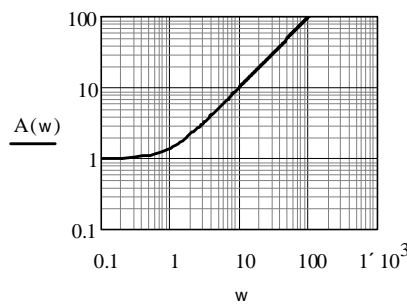
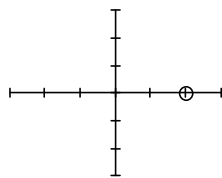
- the pole in the right half plane provides a virtual phase lead (from  $-180^\circ$  to  $-90^\circ$ ) and reducing the high-frequency gain; if a stable pole in the system corresponds to an unstable pole, then the phase delay will be zero. This is a very appreciated block, but because it is unstable, it can be suitable either in pulse systems or in coordinate trajectory systems by changing the position of the poles;

$$\underline{W}(s) := \frac{1}{s - 1}$$

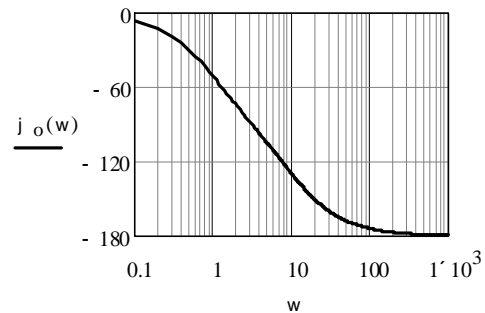
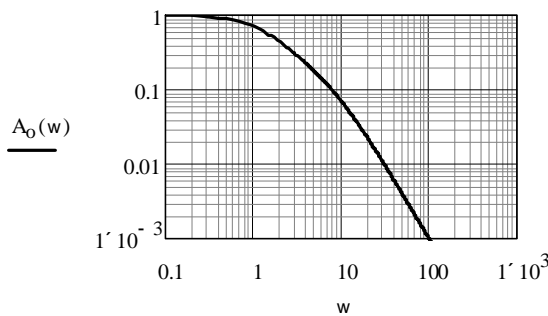


- Zero in the right half plane gives a virtual phase lag (from  $180^\circ$  to  $90^\circ$ ) and increase the gain at high frequencies. These two factors are undesirable, so the presence of such a block should be avoided wherever possible.

$$\underline{W}(s) := s - 1$$

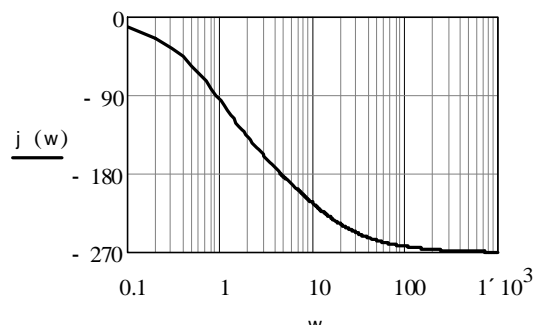
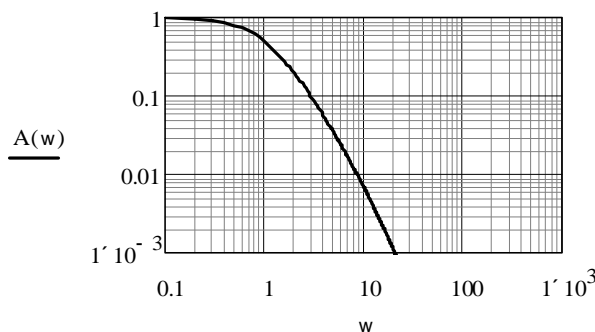


We illustrate the effects of the mentioned blocks with unstable poles and zeros on the appearance of logarithmic and phase frequency characteristics. Take for example the system described by the second-order transfer function  $W_o(s) = \frac{1}{(s+1)(0.1s+1)}$  with corresponding amplitude and phase frequency characteristics (see below bode plots).



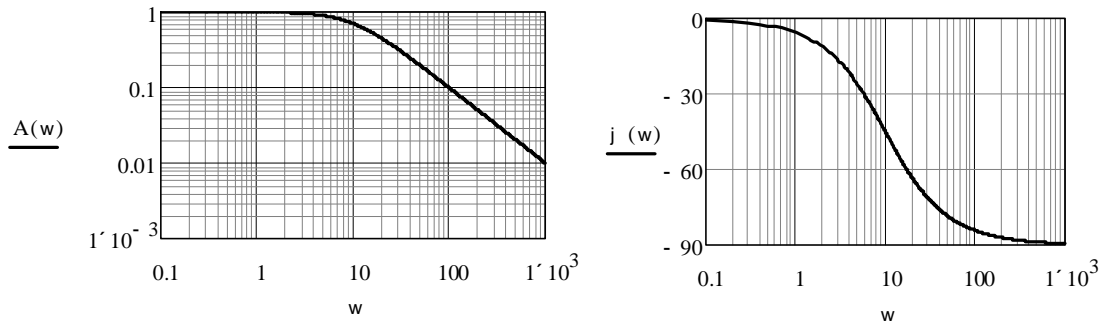
Accordingly, we obtain the resulting frequency characteristics (in form of bode plots):

- Pole in the left complex half plane.

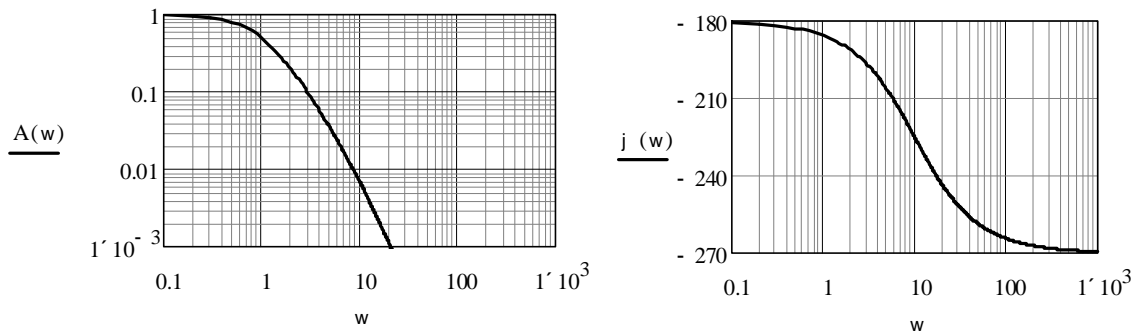




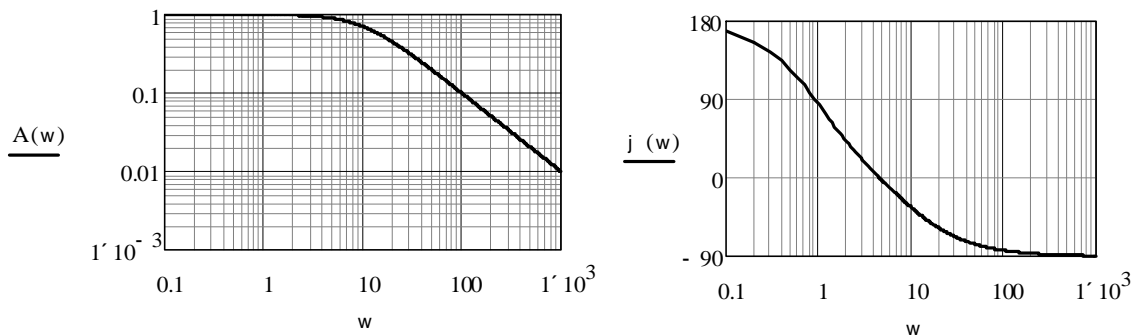
- Zero in the left complex half plane.



- Pole in the right half complex plane.



- Zero in the right half complex plane.



When analyzing the obtained phase frequency characteristics, it should be taken into account that the angle function used by mathematical programs works correctly only in the range from  $-180^\circ$  to  $+180^\circ$ .

**An analysis of the research results** has shown that the use of apparently obvious mathematical transformations of transfer functions without taking into account the physical nature of the processes in the automatic control systems can lead to unexpected results, in particular, to the instability of a real closed system, although from the point of view of control theory compensation for unstable zeros / poles should occur. A comparative analysis of the above frequency characteristics makes it possible to confirm that the earlier declarations about the location of zeros and poles are correct.

### Conclusions

Studies have shown that it is necessary to take into account the peculiarities of the mathematical apparatus of the automatic control theory, because it provides an idealized approach to the analysis and synthesis of automatic control systems. In the case of traditional transfer functions with zeros and poles, there are no problems in the left complex half-plane, since such objects are stable. In the case of unstable

zeros and poles, different real results are possible, which are related to the nature of transients in blocks with unstable poles.

### Perspective for further research

This article begins the direction of researches on the formation and analysis of characteristic equations coefficients of feedback dynamic systems with unstable zeros and poles of the open system in terms of preserving the required stability condition of  $n$ -order dynamic systems.

### References

1. Otto J. M. Smith. *Feedback Control Systems*. – McGraw-Hill Book Company, Inc. New York, Toronto, London, 1958.
2. Transfer Functions, Poles and Zeros [https://www.maplesoft.com/content/Engineering-Fundamentals/10/MapleDocument\\_10/Transfer%20Functions,%20Poles%20and%20Zeros.pdf](https://www.maplesoft.com/content/Engineering-Fundamentals/10/MapleDocument_10/Transfer%20Functions,%20Poles%20and%20Zeros.pdf).
3. Understanding Poles and Zeros. [Massachusetts Institute of Technology Department of Mechanical Engineering]. Part 2.14 – Analysis and Design of Feedback Control Systems – <http://web.mit.edu/2.14/www/Handouts/PoleZero.pdf>.
4. John J. D’Azzo, Constantine H. Houpis, Stuart N. Sheldon. *Linear Control System Analysis and Design with MATLAB. Fifth Edition, Revised and Expanded*. Copyright © 2003 by Marcel Dekker, Inc. – New York, Basel [ISBN: 0-8247-4038-6].
5. W. Bolton. *Control Systems*. – Elsevier, 2002. [ISBN: 9780750654616].
6. Karl J. Aström, Richard M. Murray. *Feedback Systems. An Introduction for Scientists and Engineers*. – Princeton University Press, 2009 [ISBN-10: 0-691-13576-2].
7. Shlomo Engelberg. *A Mathematical Introduction to Control Theory*. Copyright © 2005 Imperial College Press [ISBN 1-86094-570-8].
8. Richard C. Dorf, Robert H. Bishop. *Modern Control Systems. Twelfth Edition*. – Prentice Hall, Copyright © 2011 [ISBN-10:0-13-602458-0].
9. MATLAB: The Language of Technical Computing, User's Guide. The MathWorks, Inc., <https://www.mathworks.com/help/index.html>.
10. Control System Toolbox. Design and analyze control systems. The MathWorks, Inc. – <https://www.mathworks.com/help/control/index.html>.

**Я. Ю. Марущак**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електромехатроніки та комп’ютеризованих електромеханічних систем,  
[yaroslav.y.marushchak@lpnu.ua](mailto:yaroslav.y.marushchak@lpnu.ua)

**В. І. Мороз**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електромехатроніки та комп’ютеризованих електромеханічних систем  
[volodymyr.i.moroz@lpnu.ua](mailto:volodymyr.i.moroz@lpnu.ua)

**В. Б. Цяпа**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електромехатроніки та комп’ютеризованих електромеханічних систем  
[volodymyr.b.tsiapa@lpnu.ua](mailto:volodymyr.b.tsiapa@lpnu.ua)

**І. Р. Головач**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електромехатроніки та комп’ютеризованих електромеханічних систем  
[ihor.r.holovach@lpnu.ua](mailto:ihor.r.holovach@lpnu.ua)

**І. В. Чупило**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електромехатроніки та комп’ютеризованих електромеханічних систем  
iqorchupylo@ukr.net

**АНАЛІЗ ВПЛИВУ НЕСТІЙКИХ НУЛІВ І ПОЛЮСІВ НА СТІЙКІСТЬ ЗАМКНУТИХ СИСТЕМ,  
ПОВЕДІНКА ЯКИХ АПРОКСИМУЄТЬСЯ ПЕРЕДАВАЛЬНИМИ ФУНКЦІЯМИ  
ДРУГОГО ПОРЯДКУ**

© Марущак Я. Ю., Мороз В. І., Цяпа В. Б., Головач І. Р., Чупило І. В., 2020

З огляду на теорію автоматичного керування, не повинно бути різниці в поведінці між об'єктом, який задано набором передатних функцій, що відповідно поєднані між собою, так і реальним об'єктом, що відповідає такій теоретичній структурі зі заданими передавальними функціями. Відповідно до цього, проведено узагальнений аналіз гіпотези Отто Сміта стосовно показників стійкості в системах автоматичного керування з нестійкими нулями та полюсами передавальних функцій другого порядку. У зв'язку з тим, що поведінка більшості технічних об'єктів може бути описана передавальною функцією другого порядку, основний акцент зроблено саме на передатній функції зі знаменником (характеристичним рівнянням) другого порядку з нестійкими нулями і полюсами. У статті для опису використано як апарат передавальних функцій, так і структурні моделі відповідного рівня, що дало змогу зробити їхній опис наочним. Виконано узагальнений опис системи автоматичного керування другого порядку з від'ємним жорстким зворотним зв'язком. Для такої системи сформовано теоретичні критерії стійкості стосовно її параметрів на підставі необхідних і достатніх умов стійкості.

На підставі узагальненого опису передавальною функцією другого порядку виконано дослідження систем автоматичного керування з різними варіантами розміщення на комплексній площині нестійких нулів і полюсів передавальної функції розімкнутої системи. Виклад матеріалу супроводжується численними прикладами, для яких розглянуто випадки передавальних функцій як з дійсними полюсами, так і з парою комплексно-спряжених полюсів. Для кожного наведеного в статті прикладу розглянуто випадок як розімкнутої системи, так і замкнутої системи з одиничним зворотним зв'язком. Обидва випадки для кожного прикладу проілюстровано графіками логарифмічних амплітудно-частотних і фазо-частотних характеристик і перехідною функцією.

Проведені дослідження в статті проілюстровано графіками логарифмічних амплітудно-частотних і фазо-частотних характеристик і перехідних функцій, які для кожного прикладу отримані з використанням математичних застосунків MATLAB (разом з бібліотекою Control System Toolbox) і Mathcad. За результатами проведених досліджень підтверджено висновки О. Сміта про відмінність у поведінці реальних фізичних систем з нестійкими нулями і полюсами та теоретично отриманими моделями з аналогічними передавальними функціями.

*Ключові слова: нулі та полюси передавальних функцій, передавальні функції, системи автоматичного регулювання.*

**В. Мороз**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електромехатроніки та комп’ютеризованих електромеханічних систем,  
volodymyr.i.moroz@lpnu.ua

**В. Коновал**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електроенергетики та систем управління,  
konoval.volodymyr@gmail.com

## КОМП’ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМНИХ СТАБІЛІЗАТОРІВ ПОТУЖНОСТІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИЧНИХ СИСТЕМ

<https://doi.org/10.23939/sepes2020.01.066>

© Мороз В. І., Коновал В. С., 2020

Розглянуто структурні моделі системних стабілізаторів електроенергетичних мереж, які використовуються для поліпшення демпфування коливань потужності енергосистеми за допомогою регулювання збудження синхронних турбогенераторів електростанцій. Математичні та структурні моделі такого системного стабілізатора для різних порядків його передатної функції згідно з рекомендаціями IEEE запропоновано для реалізації у системах автоматичного проектування, зокрема, для системи комп’ютерного аналізу стійкості електроенергетичних мереж DAKAR.

Проаналізовано існуючі системні стабілізатори, що рекомендовані асоціацією IEEE для електроенергетичних систем, кожен з яких має застосування, пов’язане з наявною системою збудження турбогенератора. Наведено опис будови існуючих системних стабілізаторів. Для побудови їх моделі на підставі рекомендацій IEEE запропоновано використання перетворення структурної схеми системного стабілізатора до канонічної форми спостережності. Таке перетворення надає можливості для створення математичних моделей таких систем для кола збудження синхронного генератора у формі як структурної моделі, так і системи диференціальних рівнянь, що відповідає такій структурі. Для аналізу частотних і часових характеристик моделей системних стабілізаторів використано середовище MATLAB з бібліотекою Control System Toolbox, що дало змогу проаналізувати частотні та часові характеристики рекомендованих IEEE системних стабілізаторів та їхніх моделей, які одержано на підставі канонічної форми спостережності.

За рекомендаціями IEEE знаменник передатної функції системного стабілізатора може мати від першого до п’ятого порядку, що, відповідно, розширює коло використовуваних математичних моделей. Для їх аналізу на основі розгорнутої передатної функції системного стабілізатора створено узагальнені математичну і структурну моделі, які стали основою для розроблення відповідних моделей першого–п’ятого порядків. Для

кожної такої моделі відповідного порядку в статті показано як структурну схему, так і математичну модель як систему диференціальних рівнянь у формі Коші. Результати комп'ютерного моделювання підтвердили адекватність розроблених моделей і простоту їхнього використання.

**Ключові слова:** електроенергетичні системи, канонічна форма спостережності, комп'ютерне моделювання, системний стабілізатор потужності, структурне моделювання.

### Постановка проблеми

Системні стабілізатори (англ.: Power System Stabilizer – PSS) використовуються для поліпшення демпфування коливань енергосистеми за допомогою регулювання збудження синхронних генераторів електростанцій [1–7]. Вхідні змінні, які часто використовуються – це частота обертання вала, частота та активна потужність генератора. Системний стабілізатор здійснює позитивний вплив, демпфуючи коливання ротора генератора, які наявні у широкому діапазоні частот електроенергетичної системи. Це діапазон від низьких частот, які спричинені інерційностями механічних частин (типові значення містяться в діапазоні 0,1–1,0 Гц), до локальних режимів (типові частоти 1–2 Гц) і внутрішніх режимів (близько 2–3 Гц).

Низькочастотні хитання зазвичай називаються міжсистемними або міжрегіональними режимами, що зумовлені когерентними групами генераторів, які коливаються відносно інших груп у взаємопов'язаній системі. Ці режими присутні у всіх взаємозалежних системах, а демпфування є функцією потужності ліній зв'язку та рівнем завантаження. Відключення лінії пересилань і великі навантаження системи можуть призвести до погано демпфованих розхитувань. Застосовуючи стабілізатори у більшості енергоблоків, які беруть участь у режимах коливання потужності [1–7], управління PSS може загалом значно поліпшити демпфування хитань між зв'язаними енергетичними системами.

### Аналіз попередніх досліджень та публікацій

Моделі системних стабілізаторів, які досліджувалися в даній роботі, зазвичай відповідають моделям збудження, з діапазоном частотної характеристики, який окреслено в робочій області, тому наявність системних стабілізаторів можна не враховувати під час досліджень стійкості енергосистем, які зазвичай відбуваються на частотах понад 3 Гц. Параметри стабілізатора повинні відповідати типу вхідного сигналу, який вказано в моделі стабілізатора. Параметри для стабілізаторів з іншими вхідними сигналами можуть дуже відрізнитись, незважаючи на те, що мають схожі характеристики демпфування.

PSS можна встановити на синхронні машини, які працюють як синхронні компенсатори або машини, що працюють у режимі генератор/двигун (гідроакumuлююча станція). У таких випадках стабілізатор повинен мати змогу перемикатися між різними наборами параметрів залежно від режиму роботи в конкретний момент часу [1, 4–7].

### Модель стабілізатора енергосистеми типу PSS1A

На рис. 1 показано узагальнену модель системного стабілізатора PSS із одним вхідним сигналом. Узагальненими вхідними сигналами  $V_{SI}$  можуть бути: швидкість, частота чи потужність.

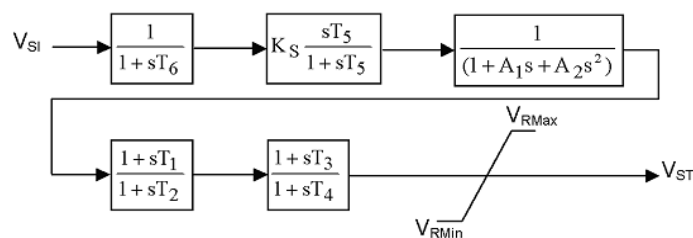


Рис. 1. Тип PSS1A – PSS з одним входом [1]

Постійну часу  $T_6$  можна використовувати для задання постійної часу перетворювача. Підсилення стабілізатора задається складовою  $K_5$ , а налагодження сигналу задається постійною часу  $T_5$ .

У наступному блоці коефіцієнти  $A_1$  і  $A_2$  дають змогу врахувати низькочастотні коливання від високочастотних фільтрів (які використовуються в деяких стабілізаторах). Якщо блок не використовують з цією метою, то за потреби його можна використати як допоміжний механізм для формування підсилення і фазових характеристик стабілізатора. Наступні два блоки дають змогу провести двоетапну компенсацію випередження-відставання, які задано постійними часу  $T_1 - T_4$ .

Вихідну потужність стабілізатора можна обмежити різними способами, не всі з яких показано на рис. 1. Ця модель пропонує лише прості обмеження вихідного сигналу стабілізатора,  $V_{RMAX}$  і  $V_{RMIN}$ . У деяких системах вихідний сигнал стабілізатора усувається, якщо напруга на виводах генератора виходить за межі вибраної області. В інших системах вихідний сигнал стабілізатора обмежений як функція напруги на виводах генератора.

### Модель стабілізатора енергосистеми типу PSS2B

Ця модель стабілізатора (рис. 2) призначена для представлення різних типів стабілізаторів із двома входами, які для отримання стабілізуючого сигналу зазвичай використовують комбінації потужності і швидкості або частоти.

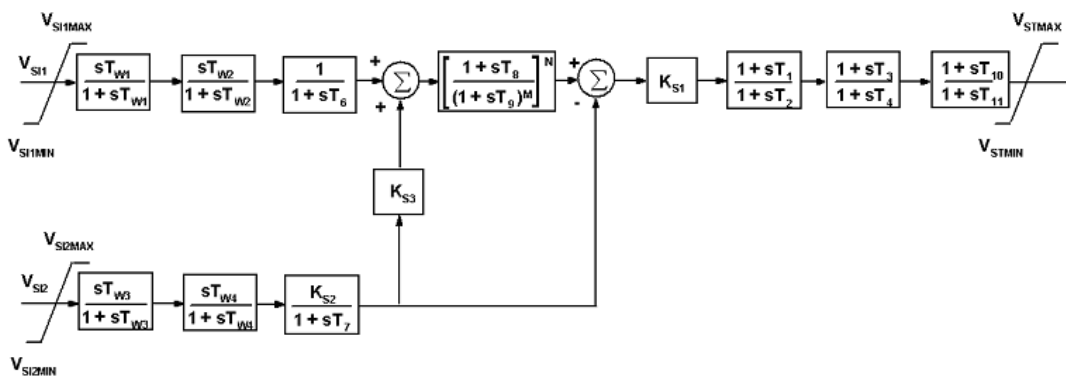


Рис. 2. Тип PSS2B – стабілізатор із двома входами [1]

Зокрема, цю модель можна використати для представлення двох різних типів стабілізаторів з двома входами [1, 3, 6]:

а) стабілізатори, які застосовують для стабілізації електричної потужності. З цією метою використовують швидкість або частоту вхідного сигналу для вироблення еквівалентного сигналу механічної потужності, щоб повний сигнал керування не залежав від змін механічної потужності;

б) стабілізатори, які використовують комбінацію швидкості (або частоти) і електричної потужності. У цих системах для отримання бажаної форми стабілізації сигналу зазвичай використовують швидкість безпосередньо (тобто, без компенсації випередження по фазі) і додають сигнал, пропорційний до електричної потужності;

в) стабілізатори, які використовують комбінацію частоти і електричної потужності. Ці системи для отримання бажаної форми стабілізації сигналу зазвичай використовують частоту безпосередньо (тобто, без компенсації випередження за фазою) і додають сигнал, який пропорційний до електричної потужності.

Незважаючи на те, що для цих двох типів стабілізаторів із двома входами використовують одну модель, параметри, за якими досягають еквівалентної стабілізуючої дії, будуть різними. Для кожного вхідного сигналу можуть бути представлені два варіанти налагодження сигналу ( $T_{W1} - T_{W4}$ ) разом з постійними часу перетворювача та інтегратора ( $T_6, T_7$ ). Для першого типу стабілізатора із двома входами  $K_{S3}$  зазвичай буде 1 і  $K_{S2}$  дорівнюватиме  $T_7/2H$ , де  $H$  – постійна інерції синхронної машини.  $V_{S1}$  зазвичай представлятиме швидкість або частоту, а  $V_{S2}$  – сигнал потужності.

Коефіцієнти  $M$  і  $N$  дають можливість представити характеристики фільтру “лінійного відстеження” чи простішого фільтра. Для моделювання всього частотного спектра використання фільтра “лінійного відстеження” такого фільтра, коефіцієнти  $M$  і  $N$  повинні допускати цілі числа до 5 і 4 відповідно. Типові значення  $M=5$ ,  $N=1$  або  $M=2$ ,  $N=4$  використовують кілька компаній-виробників. Фазова компенсація забезпечується двома блоками випередження-відставання або відставання-випередження ( $T_1 - T_4$ ). Варіанти обмеження вихідного сигналу схожі на описані для моделі PSS1A.

Для багатьох типів досліджень замість моделі PSS2B із двома входами можна використувати простішу модель PSS1A із одним входом.

Модель PSS2B, показана на рис. 2, – це дещо змінена модель PSS2A із методичних рекомендацій [4]. Для моделювання стабілізаторів, які мають третю функцію випередження-відставання, можна використати додатковий блок з постійною часу відставання  $T_{11}$  і постійною часу випередження  $T_{10}$ .

### Модель стабілізатора енергосистеми типу PSS3B

Модель PSS3B, показана на рис. 3, має подвійні входи електричної потужності ( $V_{S11} = P_E$ ) і відхилення кутової частоти ротора ( $V_{S12} = \Delta\omega$ ). Сигнали використовуються для отримання еквівалентного сигналу механічної потужності. При поєднанні цього сигналу з електричною потужністю утворюється сигнал, який пропорційний до прискорення. Постійні часу  $T_1$  і  $T_2$  враховують часові константи перетворювача, а постійні часу  $T_{W1} - T_{W3}$  враховують сталі часу електричних кіл навантаження, кутової швидкості ротора і отриманої механічної потужності відповідно. У цій моделі стабілізуючий сигнал  $V_{ST}$  є результатом векторного додавання оброблених сигналів електричної потужності та відхилення кутової частоти.

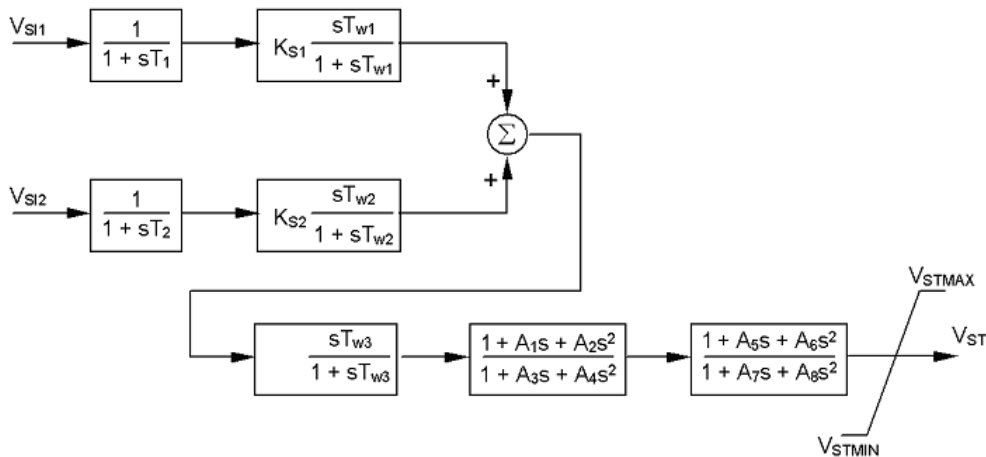


Рис. 3. Тип PSS3B – PSS з двома входами [1]

Бажаної амплітуди і фази стабілізуючого сигналу досягають узгодженням полярності та величини коефіцієнтів підсилення  $K_{S1}$  і  $K_{S2}$ . Фазова компенсація забезпечуються двома фільтрами  $A_1 - A_8$ . Максимально дозволений вплив стабілізуючого сигналу на АРН можна налаштувати за допомогою граничних значень  $V_{STMAX}$  та  $V_{STMIN}$ .

### Модель стабілізатора енергосистеми типу PSS4B

Модель PSS4B представляє структуру, яка базується на багаточастотному робочому діапазоні (рис. 4). Три окремі діапазони, які відповідно призначені для режимів низько-, середньо- і високо-частотних коливань, використовуються в цьому дельта-омега PSS (на вхід подається зміна швидкості).

Низькочастотний діапазон зазвичай пов'язаний зі загальним режимом енергосистеми, середньочастотний – із міжсистемними режимами, а високочастотний – із локальними режимами.

Кожен з трьох діапазонів складається з диференціального фільтра, підсилення та обмежувача. Їхні вихідні сигнали додаються і пропускаються через кінцевий обмежувач  $V_{STMIN}/V_{STMAX}$ , який дає в результаті вихідний сигнал PSS  $V_{ST}$ .

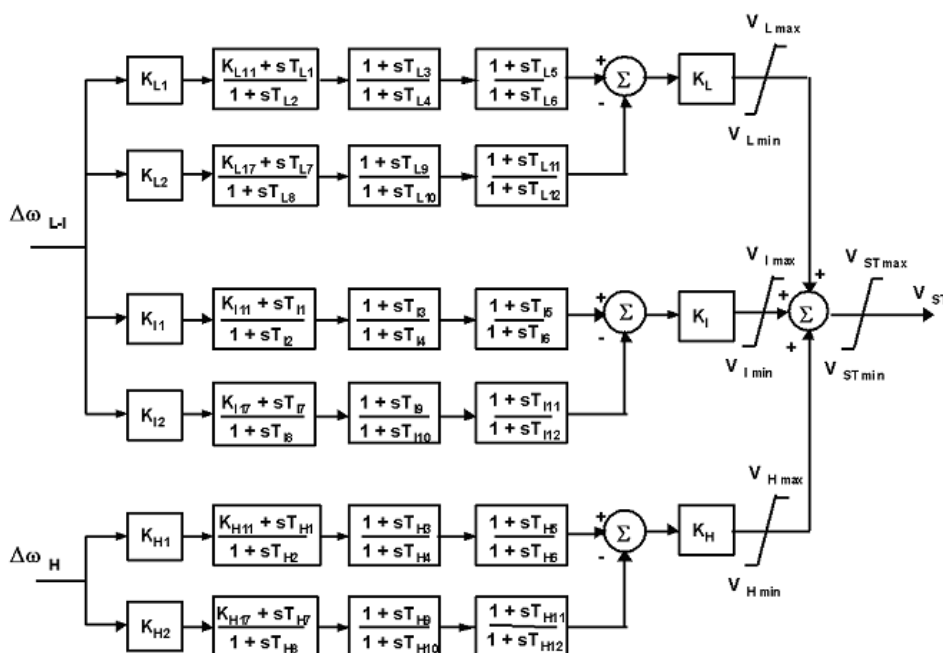


Рис. 4. Тип PSS4B – багатодіапазонний PSS [1]

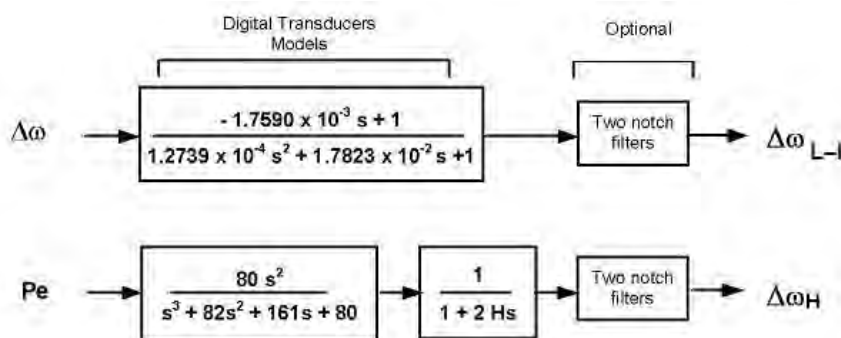


Рис. 5. Тип PSS4B – Перетворювачі відхилення швидкості багатодіапазонного PSS [1]

PSS4B вимірює відхилення швидкості ротора двома різними способами:  $\Delta\omega_{L-I}$  використовується для низькочастотного і середньочастотного діапазонів,  $\Delta\omega_H$  призначений для високочастотного діапазону. Модель, що еквівалентна цим двом перетворювачам швидкості, показано на рис. 5. Передатні функції вузькосмугових блокуючих (режекторних) фільтрів, які можна налаштувати  $N_i(s)$  і, що додатково використовуються для робочих режимів турбогенераторів, визначаються за формулою:

$$N_i(s) = \frac{s^2 + \omega_{ni}^2}{s^2 + B_{wi}s + \omega_{ni}^2},$$

де  $\omega_{ni}$  – частота фільтра, а  $B_{wi}$  – його 3-дБ смуга пропускання.

### Постановка задачі

Отже, задачею пропонується у статті досліджень є створення математичної моделі системного стабілізатора системи збудження потужного синхронного генератора для програмної реалізації у системах комп'ютерного моделювання динамічних процесів в електроенергетичних системах.



### Виклад основного матеріалу

Як було показано вище, згідно з рекомендаціями IEEE, передатна функція системного стабілізатора має вигляд  $\frac{1+T_1s}{(1+T_2s)^n}$ , де порядок  $n$  може набувати значень до 5 [1]. Частотні характеристики

таких системних стабілізаторів для рекомендованих IEEE параметрів  $T_1 = 0,16$  с і  $T_2 = 0,02$  с показано на рис. 6, а відповідні перехідні характеристики – на рис. 7 (результати отримано з використанням бібліотеки Control System Toolbox математичного застосунку MATLAB [11, 13]). На підставі частотних характеристик можна зауважити, що рекомендований IEEE типовий системний стабілізатор має невеликі форсуючі властивості з незначним фазовим випередженням, що повинно забезпечувати кращу стійкість замкненої електроенергетичної системи. У випадку другого та вищих порядків PSS отримують додаткові фільтруючі властивості, а це дає змогу зменшити вплив високочастотних збурень і завад, щоправда, при цьому зменшується фазове випередження та форсуючі властивості PSS.

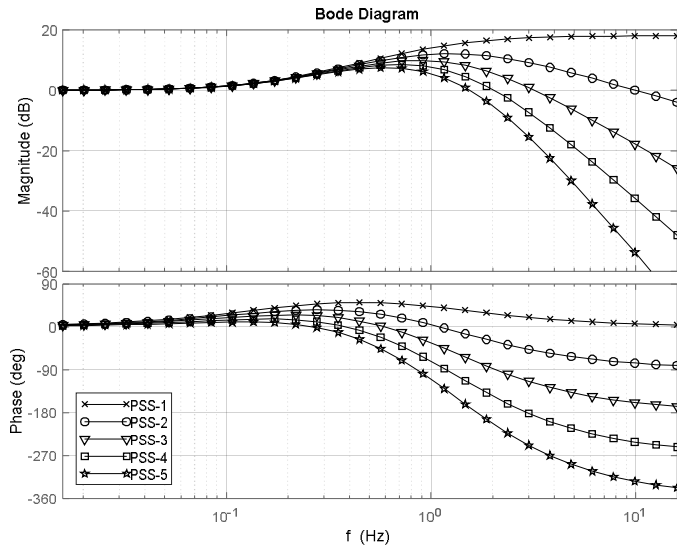


Рис. 6. Частотні характеристики системних стабілізаторів зі знаменниками 1–5 порядків

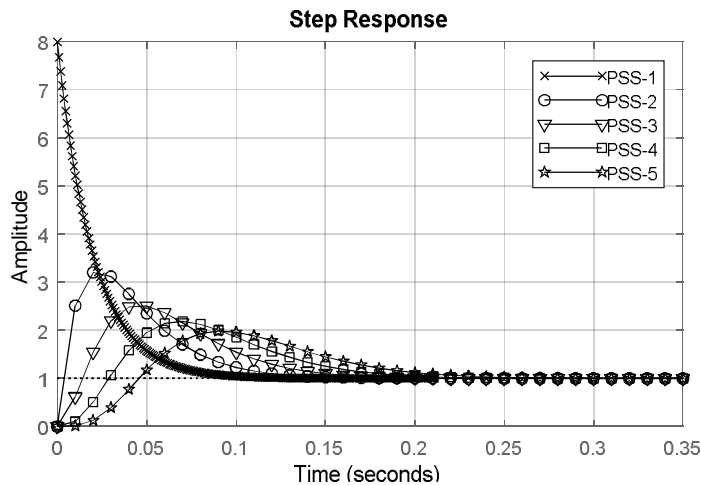


Рис. 7. Перехідні характеристики системних стабілізаторів зі знаменниками 1–5 порядків

У випадку необхідності формування моделей системних стабілізаторів зі знаменниками різного порядку як єдиного об'єкта комп'ютерної системи аналізу варто звернути увагу саме на апарат передатних функцій як найнаочніший і використаний в описах замкнених систем, наприклад [1, 2, 5]. Найпроблемнішим для користувача на етапі розроблення математичної моделі є перехід від передатної функції системи (як передбачено в рекомендаціях IEEE [1]) до її опису розгорнутою структурною моделлю чи системою звичайних диференціальних рівнянь, які далі розв'язують класичними числовими методами, що потребують запису такої системи у формі Коші.

Для створення математичної моделі, що, як вже згадувалося, запланована до використання в комп'ютерній системі аналізу стійкості електроенергетичних систем, запропоновано застосування опису системи в канонічній формі спостережності [8– 10], яка передбачає, що передатна функція

виду  $W(s) = \frac{b_{n-1}s^{n-1} + b_{n-2}s^{n-2} + \dots + b_1s + b_0}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_2s^2 + a_1s + a_0}$  описуватиметься структурною схемою рис. 8.

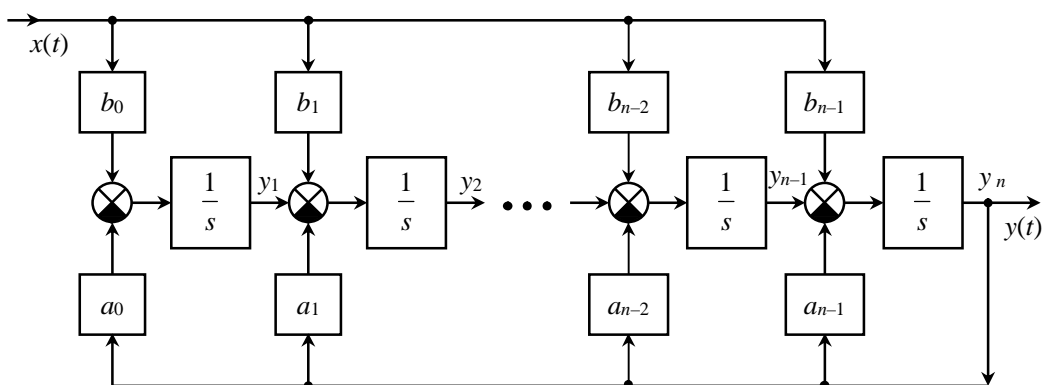


Рис. 8. Структурна схема канонічної форми спостережності

Такій структурній схемі відповідатиме система звичайних диференціальних рівнянь першого порядку, що записана у формі Коші, в якій використано позначення:  $x(t)$  – вхідний сигнал (збурення);  $y_1, \dots, y_n$  – проміжні змінні (змінні стану), і яка матиме вигляд:

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt} = b_0x(t) - a_0y_n = b_0x(t) - a_0y(t); \\ \frac{dy_2}{dt} = y_1 + b_1x(t) - a_1y_n = y_0 + b_1x(t) - a_1y(t); \\ \vdots \\ \frac{dy_{n-1}}{dt} = y_{n-2} + b_{n-2}x(t) - a_{n-2}y_n = y_{n-2} + b_{n-2}x(t) - a_{n-2}y(t); \\ \frac{dy_n}{dt} = \frac{dy(t)}{dt} = y_{n-1} + b_{n-1}x(t) - a_{n-1}y_n = y_{n-1} + b_{n-1}x(t) - a_{n-1}y(t). \end{cases}$$

Із застосуванням такого способу формування математичної моделі отримано низку математичних і структурних моделей системних стабілізаторів зі знаменниками від першого до п'ятого порядків, які сформовані згідно з рекомендаціями IEEE [1]. Процес формування таких моделей показано нижче.

Для  $n = 1$  передатна функція системного стабілізатора матиме вигляд:

$$W_{PSS1}(s) = \frac{T_1s + 1}{T_2s + 1} = \frac{b_1s + b_0}{s + a_0},$$

де коефіцієнти  $b_1 = T_1/T_2$ ;  $b_0 = 1/T_2$ ;  $a_0 = 1/T_2$ , а структурна модель PSS зі знаменником першого порядку, яка відповідає показаній вище передатній функції, зображена на рис. 9.

Відповідно, на підставі структурної моделі система рівнянь для вказаної передатної функції може бути записана так:

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt} = b_0 x_{bx} - a_0 y_{PSS}; \\ y_{PSS} = y_1 + b_1 x_{bx}. \end{cases}$$

Для  $n = 2$  передатна функція системного стабілізатора матиме вигляд:

$$W_{PSS2}(s) = \frac{T_1 s + 1}{(T_2 s + 1)^2} = \frac{b_1 s + b_0}{s^2 + a_1 s + a_0},$$

де коефіцієнти  $b_1 = T_1/T_2^2$ ;  $b_0 = 1/T_2^2$ ;  $a_0 = 1/T_2^2$ ;  $a_1 = 2/T_2$ , а структурна модель PSS зі знаменником другого порядку, яка відповідає показаній вище передатній функції, зображено на рис. 10.

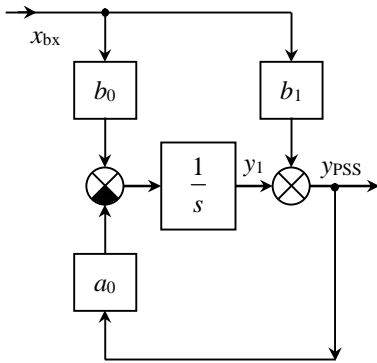


Рис. 9. Структурна модель системного стабілізатора першого порядку

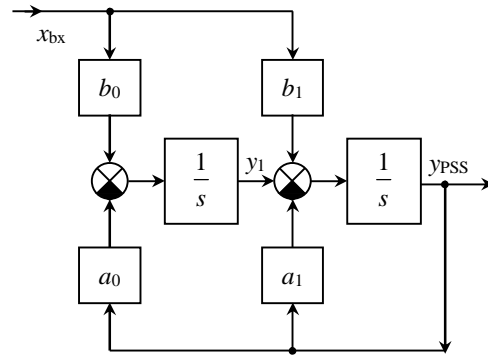


Рис. 10. Структурна модель системного стабілізатора другого порядку

Відповідно до структурної моделі систему диференціальних рівнянь у формі Коші можна записати так:

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt} = b_0 x_{bx} - a_0 y_{PSS}; \\ \frac{dy_{PSS}}{dt} = b_1 x_{bx} + y_1 - a_1 y_{PSS}. \end{cases}$$

Для  $n = 3$  передатна функція системного стабілізатора матиме вигляд:

$$W_{PSS3}(s) = \frac{T_1 s + 1}{(T_2 s + 1)^3} = \frac{b_1 s + b_0}{s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0},$$

де коефіцієнти  $b_1 = T_1/T_2^3$ ;  $b_0 = 1/T_2^3$ ;  $a_0 = 1/T_2^3$ ;  $a_1 = 3/T_2^2$ ;  $a_2 = 3/T_2$ , а структурну модель PSS зі знаменником третього порядку, яка відповідає показаній вище передатній функції, зображено на рис. 11.

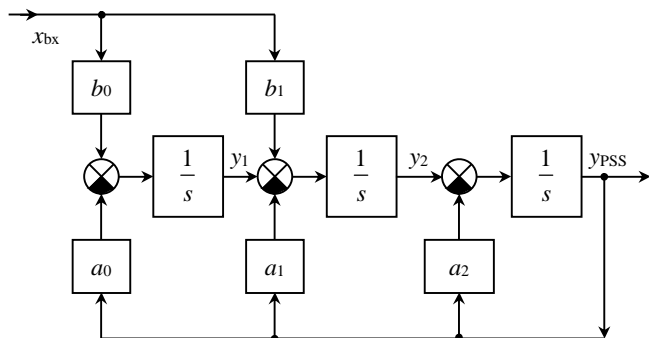


Рис. 11. Структурна модель системного стабілізатора третього порядку

Відповідно до такої структурної моделі систему диференціальних рівнянь у формі Коші можна записати так:

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt} = b_0 x_{bx} - a_0 y_{PSS} ; \\ \frac{dy_2}{dt} = y_1 + b_1 x_{bx} - a_1 y_{PSS} ; \\ \frac{dy_{PSS}}{dt} = y_2 - a_2 y_{PSS} . \end{cases}$$

Для  $n = 4$  передатна функція системного стабілізатора матиме вигляд:

$$W_{PSS4}(s) = \frac{T_1 s + 1}{(T_2 s + 1)^4} = \frac{b_1 s + b_0}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} ,$$

де коефіцієнти  $b_1 = T_1/T_2^4$ ;  $b_0 = 1/T_2^4$ ;  $a_0 = 1/T_2^4$ ;  $a_1 = 4/T_2^3$ ;  $a_2 = 6/T_2^2$ ;  $a_3 = 4/T_2$ , а структурна модель PSS зі знаменником четвертого порядку, яка відповідає цій передатній функції, показана на рис. 12.

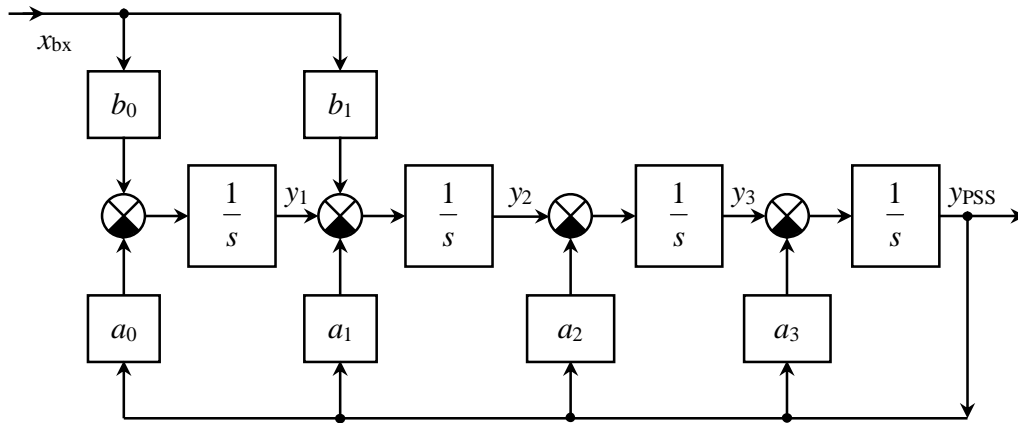


Рис. 12. Структурна модель системного стабілізатора четвертого порядку

Відповідно до цієї структурної моделі систему диференціальних рівнянь у формі Коші можна записати так:

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt} = b_0 x_{bx} - a_0 y_{PSS} ; \\ \frac{dy_2}{dt} = y_1 + b_1 x_{bx} - a_1 y_{PSS} ; \\ \frac{dy_3}{dt} = y_2 - a_2 y_{PSS} ; \\ \frac{dy_{PSS}}{dt} = y_3 - a_3 y_{PSS} . \end{cases}$$

Для  $n = 5$  передатна функція системного стабілізатора матиме вигляд:

$$W_{PSS5}(s) = \frac{T_1 s + 1}{(T_2 s + 1)^5} = \frac{b_1 s + b_0}{s^5 + a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} ,$$

де коефіцієнти

$$b_1 = T_1/T_2^5 ; b_0 = 1/T_2^5 ; a_0 = 1/T_2^5 ; a_1 = 5/T_2^4 ; a_2 = 10/T_2^3 ; a_3 = 10/T_2^2 ; a_4 = 5/T_2 ,$$

а структурну модель PSS зі знаменником п'ятого порядку, яка відповідає цій передатній функції, показано на рис. 13.

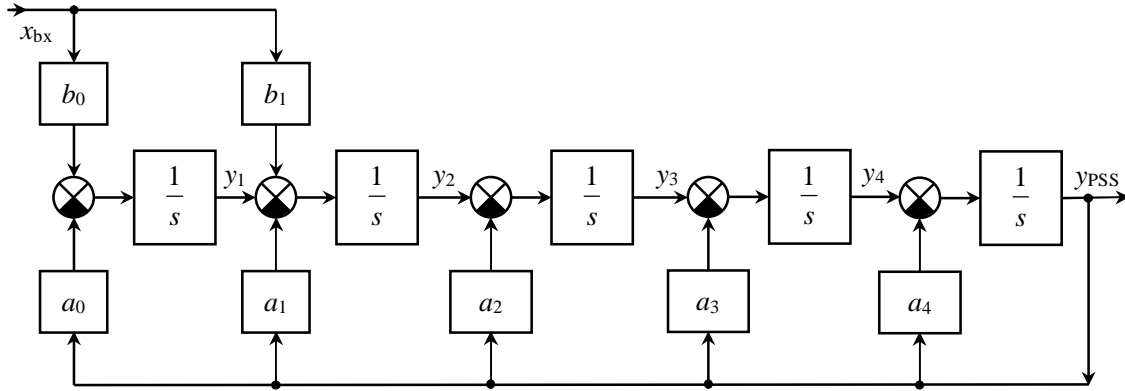


Рис. 13. Структурна схема моделі системного стабілізатора для  $n$ 'ятого порядку знаменника

Відповідно до цієї структурної моделі система диференціальних рівнянь у формі Коші може бути записана таким чином:

$$\begin{cases} \frac{dy_1}{dt} = b_0 x_{bx} - a_0 y_{PSS} ; \\ \frac{dy_2}{dt} = y_1 + b_1 x_{bx} - a_1 y_{PSS} ; \\ \frac{dy_3}{dt} = y_2 - a_2 y_{PSS} ; \\ \frac{dy_4}{dt} = y_3 - a_3 y_{PSS} ; \\ \frac{dy_{PSS}}{dt} = y_4 - a_4 y_{PSS} . \end{cases}$$

**Аналіз одержаних результатів** досліджень показав, що запропонований варіант створення математичних і структурних моделей з використанням канонічної форми спостережності забезпечує доволі просту методику синтезу моделі системного стабілізатора електроенергетичної мережі. Для перевірки проведено розрахунок перехідних характеристик одержаних математичних моделей 1–5 порядків з використанням вбудованих функцій MATLAB (застосовано функцію ode113) [11, 12] і результати виведено на графіки рис. 14. Порівняння з отриманими засобами бібліотеки MATLAB Control Systems Toolbox показали повну збіжність отриманих часових характеристик.

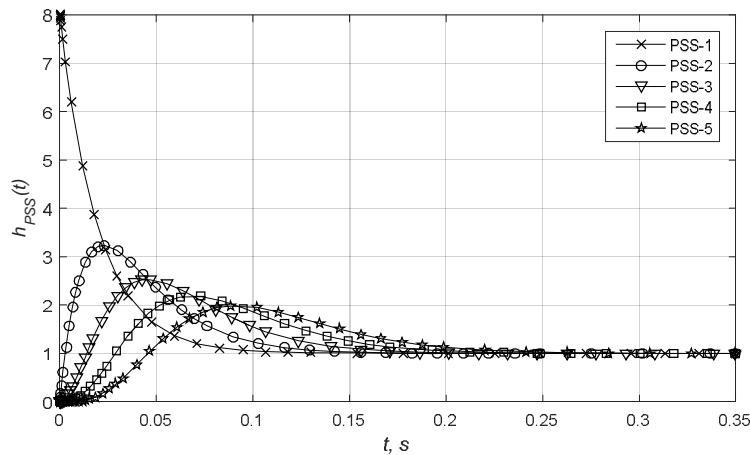


Рис. 14. Результати розрахунку перехідних характеристик одержаних моделей 1–5 порядків

### Висновки

Пропоновані математичні моделі системних стабілізаторів електроенергетичної системи на основі використання канонічної форми спостережності є простими в реалізації та дають змогу побудувати ефективні та прості в реалізації комп'ютерні моделі.

### Перспективи подальших досліджень

Використання канонічної форм спостережності дало змогу уникнути прямого диференціювання вхідного сигналу і сигналу збурення в комп'ютерних моделях. Використання даного способу реалізації обчислення похідних заплановано до використання в комп'ютерних моделях інших електротехнічних систем і в регуляторах цифрових систем керування.

### Список використаних джерел

1. *IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies*. IEEE Power Engineering Society, IEEE Std 421.5™ – 2005 (Revision of IEEE Std 421.5-1992). Approved 25 October 2005 IEEE-SA Standards Board.
2. Prabha Kundur. *Power System Stability and Control*. Power System Engineering Series. – McGraw-Hill, Inc. – 1994. – 1176 pp. – ISBN 0-07-035958-X.
3. G. Rogers. *Power System Oscillations*. Springer Science & Business Media, 2012.
4. M. Eslami, H. Shareef, A. Mohamed. *Application of artificial intelligent techniques in PSS design: a survey of the state-of-the-art methods*, *Przeglad Elektrotechniczny (Electr. Rev.)* 87 (4) (2011).
5. A. Stativa, M. Gavrilas, V. Stahie. *Optimal tuning and placement of power system stabilizer using particle swarm optimization algorithm*, in: *International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE) 2012*, IEEE, 2012, pp. 242–247.
6. A. Safari, *A PSO procedure for a coordinated tuning of power system stabilizers for multiple operating conditions*, *J. Appl. Res. Technol.* 11 (5) (2013) 665–673.
7. K.R. Padiyar, *Power System Dynamics*, BS Publications, 2008.
8. *State Space Models* (by Professor Zoran Gajic, Rutgers University Electrical and Computer Engineering Department) – <https://www.ece.rutgers.edu/~gajic/psfiles/canonicalforms.pdf> – 2018.
9. Zhang F. (2011) *Matrix Polynomials and Canonical Forms*. In: *Matrix Theory*. Universitext. Springer, New York, NY. [Print ISBN 978-1-4614-1098-0]
10. Z. Gajic. *Solutions Manual for Linear Dynamic Systems and Signals*. – 311 pages, Prentice Hall, Upper Saddle River, May 2003, [ISBN 0130191205].
11. MATLAB. – © 1994-2020 The MathWorks, Inc. – <https://www.mathworks.com/>
12. *Ode113 : Solve nonstiff differential equations – variable order method*. – [https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/ode113.html?s\\_tid=srchtitle](https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/ode113.html?s_tid=srchtitle)
13. *Control System Toolbox: Design and analyze control systems*. – <https://www.mathworks.com/help/control/index.html>

### References

1. *IEEE Recommended Practice for Excitation System Models for Power System Stability Studies*. IEEE Power Engineering Society, IEEE Std 421.5™ 2005 (Revision of IEEE Std 421.5-1992). Approved 25 October 2005 IEEE-SA Standards Board.
2. Prabha Kundur. *Power System Stability and Control*. Power System Engineering Series. – McGraw-Hill, Inc. 1994. 1176 pp. ISBN 0-07-035958-X.
3. G. Rogers. *Power System Oscillations*. Springer Science & Business Media, 2012.
4. Eslami M., Shareef H., Mohamed A.. *Application of artificial intelligent techniques in PSS design: a survey of the state-of-the-art methods*, *Przeglad Elektrotechniczny (Electr. Rev.)* 87 (4) (2011).

5. Stativa A., Gavrilas M., Stahie V. *Optimal tuning and placement of power system stabilizer using particle swarm optimization algorithm*, in: *International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering (EPE) 2012, IEEE, 2012, pp. 242–247.*
6. Safari A. *A PSO procedure for a coordinated tuning of power system stabilizers for multiple operating conditions*, *J. Appl. Res. Technol.* 11 (5) (2013) 665–673.
7. Padiyar K. R. *Power System Dynamics*, BS Publications, 2008.
8. *State Space Models (by Professor Zoran Gajic, Rutgers University Electrical and Computer Engineering Department)* – <https://www.ece.rutgers.edu/~gajic/psfiles/canonicalforms.pdf> – 2018.
9. Zhang F. (2011) *Matrix Polynomials and Canonical Forms. In: Matrix Theory. Universitext.* Springer, New York, NY. [Print ISBN 978-1-4614-1098-0]
10. Gajic Z. *Solutions Manual for Linear Dynamic Systems and Signals.* – 311 pages, Prentice Hall, Upper Saddle River, May 2003, [ISBN 0130191205].
11. MATLAB. – © 1994-2020 The MathWorks, Inc. – <https://www.mathworks.com/>
12. *Ode113: Solve nonstiff differential equations – variable order method.* – [https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/ode113.html?s\\_tid=srchtitle](https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/ode113.html?s_tid=srchtitle)
13. *Control System Toolbox: Design and analyze control systems.* – <https://www.mathworks.com/help/control/index.html>

**V. Moroz**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems,  
volodymyr.i.moroz@lpnu.ua

**V. Konoval**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electric Power Engineering and Control Systems,  
konoval.volodymyr@gmail.com

## **COMPUTER SIMULATION OF THE POWER SYSTEM STABILIZER**

© Moroz V., Konoval V., 2020

**Structural models of system stabilizers of power grids that are used to improve damping of power system oscillations by controlling the excitation of synchronous power plants turbogenerators are considered in the article. Mathematical and structural models of such a system stabilizer for various orders of its transfer function according to the IEEE recommendations are proposed for implementation in computer design systems, in particular, for the computer analysis system of the DAKAR power grids.**

**An analysis of the existing system stabilizers that recommended by the IEEE Association for Power Systems was perform. Each of which has an application that is appropriate to the existing excitation system of the turbine generator. The structures of the existing system stabilizers are reviewed. To build their model on the basis of IEEE recommendations, it is suggested to use a canonical form of observation for the transformation of the system stabilizer structural scheme. This transformation provides the possibility to create mathematical models of such systems for the excitation circuit of a synchronous generator, both in the form of a structural model and in the form of a system of differential equations corresponding to such a structure. MATLAB with Control System Toolbox library was used to analyze the frequency and**

step response characteristics of the system stabilizer models, which made it possible to analyze the frequency and time characteristics of the recommended IEEE system stabilizers and their models derived from the canonical observation form.

According to the recommendations of the IEEE, the denominator of the system stabilizer transfer function is from the first to the fifth order, which, accordingly, expands the range of used mathematical models. For their analysis, generalized mathematical and structural models were created on the basis of the developed transfer function of the system stabilizer, which became the basis for the development of the corresponding first- to fifth-order models. For each such model, the corresponding model order in the article shows both a structural diagram and a mathematical model in the form of a Cauchy differential system. The results of computer simulation confirmed the adequacy of the developed models and their easy using.

*Keywords: computer simulation, observer canonical form, power systems, power system stabilizer, structural modeling.*



Т. 2, № 1, 2020

УДК 623.41, 623.419

**Я. С. Паранчук**

Національний університет «Львівська політехніка»,  
кафедра електромехатроніки та комп'ютеризованих електромеханічних систем”,  
yparanchuk@yahoo.com

**П. М. Євдокімов**

Національна академія сухопутних військ імені гетьмана Петра Сагайдачного,  
кафедра електромеханіки та електроніки,  
evdokimov\_pavlo@ukr.net

**О. О. Кузнєцов**

Національна академія сухопутних військ імені гетьмана Петра Сагайдачного,  
кафедра електромеханіки та електроніки,  
oleksiy.kuznyetsov@ukr.net

## ШЛЯХИ УДОСКОНАЛЕННЯ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ НАВЕДЕННЯ ОЗБРОЄННЯ БОЙОВОЇ МАШИНИ БМ-21 НА ОСНОВІ НЕЧІТКОЇ ЛОГІКИ

<https://doi.org/10.23939/sepes2020.01.079>

© Паранчук Я. С., Євдокімов П. М., Кузнєцов О. О., 2020

Реактивні системи залпового вогню є важливим компонентом у забезпеченні вогневого потенціалу підрозділів. Їх мобільність та точність ураження цілей визначально впливають на результат бою. Існуюча система наведення пакета напрямних бойової машини БМ-21 є складною, багатоконтурною та інерційною електромеханічною системою, з наявними зазорами, люфтами та обмеженою пружністю деяких елементів механічної частини. Вона повинна забезпечувати необхідні показники динаміки та статички (швидкодію і точність позиціонування пакета напрямних), тобто реалізувати закон руху пакета напрямних без режимів дотягування, без перерегулювання і з мінімізацією часу позиціонування у задане положення. Електромеханічні системи наведення БМ-21 сьогодні повною мірою не відповідають вимогам за швидкодією та точністю наведення пакета напрямних.

Опрацьовано системотехнічні рішення для модернізації цієї системи, що полягають у заміні електромашинного підсилювача на силовий напівпровідниковий перетворювач та застосуванні триконтурної позиційної системи підпорядкованого регулювання кута наведення пакета напрямних. Використано лінійно-параболічний регулятор положення та нечіткий коректор, вхідними сигналами якого є похибка регулювання за кутом наведення озброєння та її похідна. Така система керування процесом наведення пакета напрямних відповідає вимогам щодо точності та показників динаміки

позиціонування, конструктивним особливостям кінематичної схеми механізму наведення та характеру зовнішніх впливів і параметричних змін системи.

Вибрано елементи силового електрообладнання, розроблено структурну схему позиційної електромеханічної системи підйомного механізму бойової машини. Обґрунтовано модель нечіткого керування. Запропоновано методика проектування нечіткого коректора на основі експериментально отриманих реакцій системи наведення на стрибкоподібні сигнали керування. Запропоновані рішення значною мірою надають системі наведення властивості інваріантності до параметричних і координатних збурень і, як наслідок, дають змогу реалізувати у процесі наведення оптимальний за швидкодією та точністю позиціонування закон руху пакета напрямних.

*Ключові слова: електромеханічна система наведення озброєння, нечіткий коректор, швидкодія, точність позиціонування, показники динаміки.*

### Постановка проблеми

Сучасні підходи до проектування електромеханічних систем передбачають максимально повну реалізацію вимог з боку об'єктів керування чи технологічних процесів. Важливого значення при їх реалізації набувають такі поняття, як інформатизація та комп'ютеризація процесів оперативного опрацювання інформації про стан об'єкта керування чи технологічних процесів і формування та реалізацію на основі цього адаптивного оптимального керування згідно з поставленими критеріями якості.

Реалізувати вказані підходи можна на основі використання сучасної системо- та схемотехніки, зокрема швидкодійних енергоефективних силових перетворювачів та мікропроцесорної техніки, а також новітніх методів теорії адаптивного оптимального керування складними процесами та об'єктами, що характеризуються нелінійністю, нестабільністю та невизначеністю параметричних та координатних збурень. До таких методів сьогодні, насамперед, потрібно віднести методи теорії нечіткого керування, позитивні властивості яких якнайкраще проявляються при керуванні складними об'єктами та процесами, які піддаються дії збурень із вказаними вище характеристиками.

На сучасному етапі значна увага приділяється проблемі удосконалення існуючих зразків військової техніки у напрямі підвищення їх тактико-технічних характеристик, надійності, поліпшення масогабаритних показників, зниження енергоспоживання тощо. Значною мірою перелічені вище показники визначаються властивостями системи автоматичного керування (САК), зокрема системами керування електроприводами різних механізмів зразків озброєння та військової техніки. До таких механізмів належать механізми наведення пакета напрямних реактивної системи залпового вогню БМ-21, у яких для механізмів горизонтального та вертикального наведення пакета напрямних використовують подібні за схемою та принципами керування електромеханічні системи за схемою «генератор-двигун». У них функції генератора виконує електромашинний підсилувач поперечного поля, а двигуном слугує двигун постійного струму з незалежним збудженням [1].

### Актуальність дослідження

Розроблення нових та модернізація існуючих зразків озброєння та військової техніки є пріоритетними завданнями з підтримання обороноздатності держави на належному рівні. Для комплексного поліпшення тактико-технічних характеристик зразків озброєння, що стоять на озброєні Збройних Сил України, одним з доцільних підходів є модернізація, оскільки це потребує відносно незначних фінансових витрат і може бути реалізовано за відносно короткі терміни порівняно з кардинально іншим підходом – проектуванням та виготовленням нових зразків озброєння та військової техніки.

### **Формування мети та завдань статті**

Метою дослідження є обґрунтування структурних та системно-технічних рішень для модернізації електромеханічної системи вертикального наведення пакета напрямних реактивної системи залпового вогню БМ-21.

### **Аналіз останніх досліджень і публікацій**

Зразки ракетно-артилерійського озброєння, що стоять на озброєні Збройних Сил України та надійшли у підрозділи у кінці минулого століття, сьогодні є фізично зношеними і морально застарілими. Їх тактико-технічні характеристики не відповідають сучасним вимогам для ведення мобільних військових дій. Одним з підходів для покращення такого стану є модернізація цих зразків озброєння (систем та елементів цих зразків), що впливають на тактико-технічні характеристики, надійність, енергоефективність тощо. Удосконалення, зокрема, повинно проводитись переведенням систем керування процесом наведення комплексу озброєння на сучасну елементну базу, відповідним осучасненням алгоритмічних, програмних та системотехнічних складових. Такий підхід не потребує значних фінансових затрат і може реалізовуватися у відносно короткі строки.

Так, у роботі [2] окреслюється комплекс основних заходів із проведення підконтрольної експлуатації озброєння та військової техніки в Збройних Силах України. У [3] обґрунтовуються правові норми, напрями та основні засади державного реформування у сфері створення та виробництва озброєння, військової і спеціальної техніки. У ньому зазначено про недосконалість колишніх стандартів, що регламентують питання створення оборонної продукції та визначаються організаційно-правові основи провадження діяльності із створення і виробництва озброєння, військової і спеціальної техніки. У роботах [4–8] проаналізовано сучасний стан і розглянуто перспективні напрями розвитку легкоброньованих машин, зокрема акцентується увага на розроблення рішень що спрямовані на підвищення їх мобільності та живучості в умовах ведення бойових дій.

### **Виклад основного матеріалу**

Сьогодні електромеханічні системи (ЕМС) наведення озброєння є морально застарілі, характеризуються низькою швидкістю та точністю наведення, мають значні масогабаритні показники, складні в обслуговуванні, а також з причини потрібного перетворення енергії мають низьку енергоефективність. Зважаючи на те, що значна інерційність під час наведення озброєння визначається саме електромашинним підсилювачем, найдієвішим рішенням для підвищення швидкодії є заміна електромашинного підсилювача на сучасний швидкодійний малогабаритний високонадійний, з низькими втратами потужності і відносно недорогий напівпровідниковий DC-DC перетворювач, наприклад, на широтно-імпульсний перетворювач (ШІП). Для підвищення точності позиціонування пакета напрямних та поліпшення показників динаміки процесу наведення доцільно використати позиційну структуру САК із певними типами структур регуляторів електричних та механічних координат ЕМС наведення озброєння. За таких рішень будуть покращені показники енергоефективності, масогабаритні показники, підвищена надійність роботи та розширені функціональні можливості САК з реалізації оптимальних траєкторій руху пакета напрямних у процесі наведення.

Реалізація оптимального закону руху пакета напрямних із зазначеними вище характеристиками на основі методів класичної теорії оптимального керування потребує наявності точного математичного опису електромеханічної системи надання руху пакета напрямних.

До цього необхідно зазначити, що існуюча кінематична схема механізмів вертикального чи горизонтального наведення пакета напрямних містить, як сказано вище, елементи з обмеженою жорсткістю торсіона та довгий вал. Виконаний аналіз показує, що таку систему необхідно розглядати як двомасову і з врахуванням зазорів у редукторі та з'єднанні «вал-шестерня». Не сталими є також деякі параметри двигуна, момент статичного навантаження змінюється від рівня завантаження пакета напрямних реактивними снарядами і від поточного положення (кута наведення),

останнє впливає також на значення моменту сухого тертя вала пакета напрямних тощо. Математично розрахувати чи вимірювати вказані координати (збурення і впливи) та параметри в процесі on line керування для адаптації системи до процесів їх флуктуації є неможливо.

Вказані вище фактори невизначеності і неточності значно ускладнюють отримання точного математичного опису кінематичної схеми механічної частини електромеханічної системи механізму наведення. Тому для реалізації оптимальних законів руху пакета напрямних в умовах відсутності точного математичного опису ЕМС, наявності в системі невизначеностей та неточностей, ефективним стане використання математичних засобів відображення нечіткості вхідної інформації на основі методів і підходів нечіткої логіки і на основі цього реалізувати нечітке керування процесом наведення пакета напрямних. За такого підходу математична модель на основі теорії нечітких множин буде адекватною до реальних процесів, що відбуваються в системі і як у результаті дасть змогу підвищити ефективність процесу керування механізмом наведення. Таке нечітке керування, як сказано вище, нечутливе до зміни параметрів системи і реалізує квазіоптимальне керування за обмеженої чи відсутньої інформації про систему [9] і широко застосовується на практиці, бо, крім цього, сьогодні немає проблем із реалізацією схемотехніки, зокрема з використанням додатків на базі спеціальних контролерів від Intel (fuzzy TESH) з використанням технології нечіткості [10, 11].

На рис.1 показано структурну схему двомасової позиційної електромеханічної системи наведення пакета напрямних з триконтурною системною підпорядкованого регулювання координат та нечітким коректором регулятора положення.

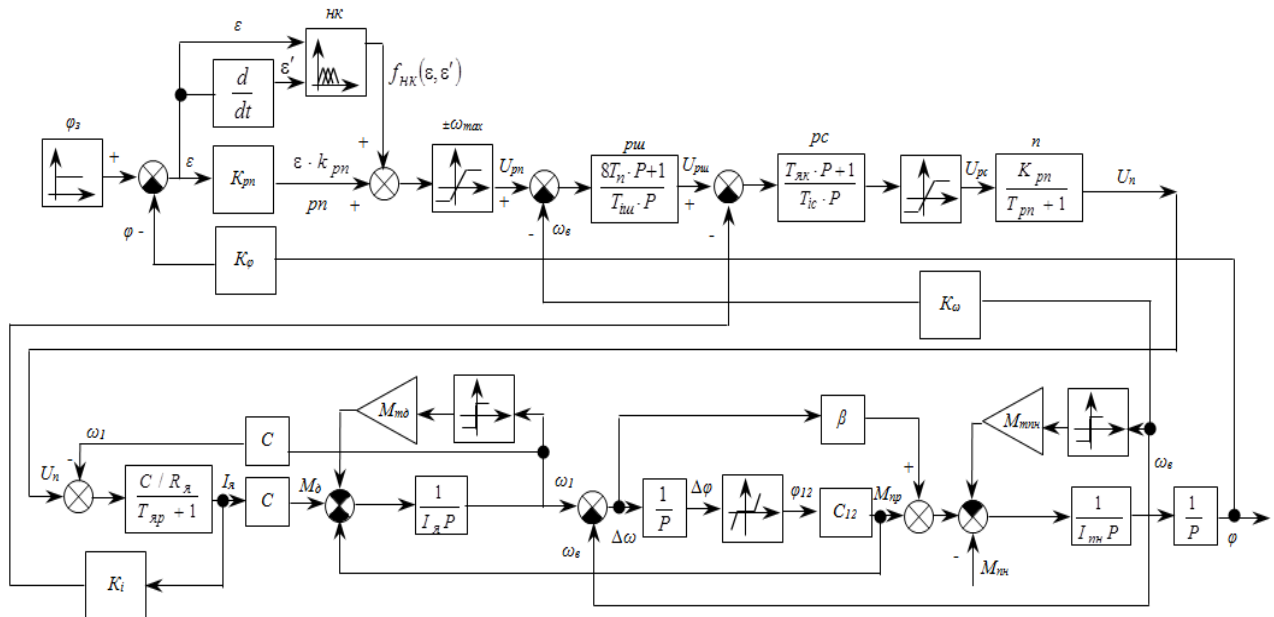


Рис. 1. Структурна схема двомасової позиційної ЕМС наведення пакета напрямних з триконтурною системою підпорядкованого регулювання координат та з нечітким коректором регулятора положення

Передавальний механізм наведення пакета напрямних складається з: планетарного редуктора, запобіжної муфти, муфти підйомного механізму, зубчастого сектора люльки та зрівноважувального механізму. Останній являє собою два однакові торсіони (набори сталевих пластин), пружні дії яких є зустрічно напрямлені. При наведенні пакета напрямних у вертикальній площині в діапазоні від  $\varphi=0 \dots 55^\circ$  їх стан змінюється. Це покращує процес демпфування пружних коливань у процесі наведення пакета напрямних на заданий кут, частково зрівноважує підйомну частину бойової машини і зменшує негативний вплив зазорів та люфтів на показники динаміки та статички наведення пакета напрямних.

Динаміка руху пакета напрямних відповідно до наведеної на рис. 1 структурної схеми описується системою диференціальних рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\omega_1}{dt} &= \frac{M_\delta - M_{12} - \beta(\omega_1 - \omega_\delta) - M_{m\delta}}{J_1}; \\ M_{12} &= \begin{cases} C_{12}(\Delta\varphi - \frac{\delta}{2}), \text{ якщо } \Delta\varphi \geq \frac{\delta}{2}; \\ 0, \text{ якщо } |\Delta\varphi| < \frac{\delta}{2}; \\ C_{12}(\Delta\varphi + \frac{\delta}{2}), \text{ якщо } \Delta\varphi - \frac{\delta}{2}, \end{cases} \\ \frac{d\Delta\varphi}{dt} &= (\omega_\delta - \omega_\varepsilon); \\ \frac{d\omega_\varepsilon}{dt} &= \frac{M_\delta - M_{nn} - M_{mnn}}{J_{nn}}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

де  $J_1$  – сумарний момент інерції обертових мас на валі приводного двигуна (ПД);  $\omega_1$  – кутова швидкість вала ПД (швидкість);  $M_{mnn}$  – момент сухого тертя в підшипниках пакета напрямних;  $J_{nn}$  – сумарний момент інерції пакета напрямних (ПН) і реактивних снарядів;  $M_{nn}$  – момент, що створюється ПН;  $\omega_\varepsilon$  – кутова швидкість переміщення пакета напрямних (швидкість);  $C_{12}$  – еквівалентний коефіцієнт жорсткості елементів трансмісії;  $\delta$  – еквівалентна величина люфту між зубами ведучої і ведомої шестерень;  $\beta$  – коефіцієнт в'язкого тертя;  $\varphi_{12}$  – кут скручування вала;  $\Delta\varphi$  – кутове розузгодження між вхідним і вихідним валами;  $M_\delta$  – рушійний момент (момент приводного двигуна).

Наявність зазорів у передачах робить залежність  $M_{12} = f(\Delta\varphi)$  нелінійною, що враховано у другому рівнянні системи (1).

Показники якості динаміки та статички процесу регулювання положення пакета напрямних визначають за поточним значенням похибки регулювання кута наведення  $\varepsilon = \varphi_3 - \varphi$ . Оскільки механізм наведення має значну інерцію, а також елементи з обмеженою жорсткістю і люфти, то вихідний сигнал нечіткого коректора потрібно формулювати із врахуванням похідної від похибки регулювання кута наведення пакета напрямних. Регулятори струму та швидкості вибрано пропорційно-інтегральними з налаштуванням на модульний і симетричний оптимуми відповідно. Щоб реалізувати основну вимогу – забезпечення високої точності регулювання, спроектована САК наведення пакета напрямних повинна забезпечувати аперіодичний характер перехідного процесу при обмеженні швидкості та струму в умовах несталості моменту інерції та зміни моменту навантаження на осі пакета напрямних.

Силовій електричній частині та системі керування ЕМС наведення ПН за схемою «широкоімпульсний перетворювач – двигун» відповідає така система диференціальних рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} \frac{di_a}{dt} &= \frac{(U_n - C\omega_1)/R_a - i_a}{T_a}; \\ \frac{dU_n}{dt} &= \frac{U_{ic} + (U_{pu} - K_i i_a) \cdot K_{pc} - U_n}{T_a}; \\ \frac{dU_{ic}}{dt} &= \frac{U_{pu} - K_i i_a}{T_{ic}}; \\ \frac{dU_{iu}}{dt} &= \frac{U_{pn} - K_\omega \omega_\varepsilon}{T_{iu}}; \\ U_{pu} &= (U_{pn} - K_\omega \omega_\varepsilon) K_{pu} + U_{iu}; \\ \text{якщо } |U_{pu}| &\geq U_{pu}^{\max}, \text{ то } U_{pu} = U_{pu}^{\max} \cdot \text{sign}(U_{pu}); \\ \varepsilon &= \varphi_3 - \varphi k_\varphi; \\ U_{pn} &= k_{pn} \varepsilon + f_{нк}(\varepsilon, \varepsilon'), \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

де  $f_{нк}(\varepsilon, \varepsilon')$  – залежність вхід/вихід нечіткого коректора (нк);  $K_{pn}$  – коефіцієнт регулятора положення (рп);  $K_{пу}, T_{иу}$  – коефіцієнти ПІ-регулятора швидкості двигуна відповідно;  $K_{рс}, T_{іс}$  – коефіцієнт ПІ-регулятора струму двигуна;  $U_n$  – вхідна напруга широтно-імпульсного перетворювача;  $T_я, R_я$  – стала часу та опір якорного кола двигуна відповідно;  $K_i, K_ω, K_φ$  – коефіцієнти зворотного зв'язку за струмом і швидкістю двигуна та за кутом наведення пакета напрямних відповідно;  $U_{пу}^{max}$  – рівень обмеження вихідного сигналу регулятора швидкості.

Проектування Fuzzy-коректора регулятора положення пропонується виконувати на основі опрацювання перехідних процесів позиціонування ПН на діючій бойовій машині БМ-21 при відпрацюванні одиничних сигналів керування переміщення пакета напрямних на різні кути наведення [12]. Приклад такої реакції при позицію ванні пакета напрямних на кут  $\varphi=55^\circ$  із проміжною зупинкою на куті  $\varphi=35^\circ$  показано на рис. 2.

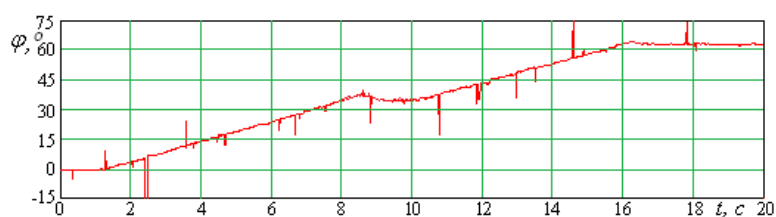


Рис. 2. Експериментальна часова залежність кута наведення  $\varphi(t)$  пакета напрямних бойової машини

База правил у такому разі складається на основі відхилення реальної реакції ЕМС наведення від бажаної. Метою використання паралельної корекції є наближення реакції спроектованої триконтурної позиційної системи до бажаної. Найбільш небажаними є часові ділянки реакції  $\varphi(t)$ , на яких значення кута наведення перевищують задане значення. Ці ділянки повинні бути усунуті дією коректуючого сигналу Fuzzy-коректора. Окрім перегулювання, реакція спроектованої позиційної електромеханічної системи наведення повинна характеризуватись меншим часом регулювання, без режимів реверсування та дотягування.

### Висновки

1. На основі проведеного аналізу літературних джерел, досвіду практичної експлуатації та отриманих результатів експериментальних досліджень обґрунтовано доцільність та розроблено системотехнічні і схемні рішення для удосконалення електромеханічної системи наведення пакета напрямних бойової машини.

2. Опрацьовано триконтурну структуру електромеханічної системи наведення озброєння, яка містить зовнішній контур регулювання положення (кута наведення) з нечітким коректором регулятора положення, що дасть змогу реалізувати оптимальний закон руху пакета напрямних з максимально можливою швидкодією і неколивним (аперіодичним) перехідним процесом за положення (кутом наведення), а також нульовою статичною похибкою позиціонування пакета напрямних без режиму дотягування.

3. Доцільність використання нечітких моделей керування в структурі ЕМС механізму наведення пакета напрямних впливає з особливостей характеру навантаження та кінематичної схеми механізму, зокрема дії параметричних і координаційних збурень, наявності нежорстких елементів, люфтів і зазорів в елементах кінематичної схеми, через що керування рухом пакета напрямних проходить в умовах невизначеності та неповної інформації про стан системи.

4. Обґрунтовано підхід для проектування нечіткого коректора, зокрема запропоновано виконувати синтез бази правил нечітких продукцій на основі опрацювання експериментально

отриманих реакцій  $\varphi(t)$  ЕМС при відпрацюванні детермінованих вхідних керуючих впливів на переміщення пакета напрямних.

### Перспективи подальших досліджень

Окрім дослідження ефективності опрацьованої позиційної ЕМС із нечітким коректором регулятора положення, автори вважають доцільним дослідити ефективність використання нечіткого регулятора положення, а також лінійно-параболічного регулятора положення, якому властивим є формування аперіодичного перехідного процесу позиціонування, що є вкрай актуально і властиво для передавальних механізмів із пружними елементами та зазорами, а також для позиційних ЕМС, у яких похідні задавального сигналу дорівнюють нулю. Доцільно також дослідити і ефективність використання для поставленої задачі і П-регулятора швидкості. Окреслені вище завдання буде покладено в основу подальших досліджень.

### Список використаних джерел

1. Боевая машина БМ-21. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. М.: Воениздат, 1982.
2. Про затвердження інструкції з організації проведення підконтрольної експлуатації озброєння та військової техніки у Збройних Силах України // Наказ МО України від 16.11.20185 р., № 578.
3. Проект Закону України про створення та виробництво озброєння, військової техніки і спеціальної техніки, реєстраційний № 7385 від 12.12.2017 р.
4. Галушко С. О. Перспективи розвитку легко броньованих легкових машин / С. О. Галушко // Український літературний портал, 31.08.2010р. [Електронний ресурс]. Режим доступу:<http://mil.in.ua>
5. Крайник Л. В. Аналіз розвитку сучасних бойових колісних машин / Л. В. Крайник, М. Г. Грубель, О. Д. Яльницький // Системи озброєння і військова техніка. – 2017. – № 1(49). – С. 126–131.
6. Александров С. С., Козлов С. П., Кузнецов Б.И. Автоматичне керування рухомими об'єктами і технологічними процесами. Харків: НТУ "ХПИ", 2002. 490 с.
7. Синтез Fuzzy регулятора для управління двомасовою електромеханічною системою / Т. Ю. Василець, О. О. Варфоломійєв, В. В. Томаш, О. О. Підлісний // Системи озброєння і військова техніка. 2017. № 1(49). С. 85–91.
8. Метод планування виходу у середній (капітальний) ремонт зразків зенітного ракетного озброєння при експлуатації за технічним станом / П. В. Опенько, І. І. Сачук, П. А. Дранник, О. В. Калита // Системи озброєння і військова техніка. 2017. № 1(49). С. 55–57.
9. AA Bature, Mustapha Muhammad, Auwalu M. Abdullahi. Design And Real Time Implementation Of Fuzzy Controller For DC Motor Position Control // International journal of scientific & technology research. Vol. 2, ISSUE 11, November 2013. P. 254–256.
10. Watanable H., and Dwtloff. Reconfigurable fuzzy logic processor: A full custom digital VLCI. in Int Workshop on Fuzzy Systems Application, Iiruka. Japan, Aug. 1998. Pp. 59–50.
11. Кузнецов Б. И., Никитина Т. Б., Коломиец В. В. Синтез электромеханических систем со сложными кинематическими цепями. – Харьков, УИПА, 2005. 512 с.
12. Paranchuk Y., Evdokimov P., Koziy V., Tsjara V. Matematical modelling and experimental determination of parameters of the guidance system of weaponry complex // Computational Problems of Electrical Engineering. 2018. Vol. 8, No. 2. С. 73–78.

### References

1. Boevaya mashyna BM-21. Tekhnicheskoe opysanye y unstruktsyya po ekspluatatsyyu. M.: Voenyzzdat, 1982.
2. Pro zatverdzhennya instruktsiyi z orhanizatsiyi provedennya pidkontrol'noyi ekspluatatsiyi ozbroyennya ta viys'kovoyi tekhniky u Zbroynnykh Sylakh Ukrayiny // Nakaz MO Ukrayiny vid 16.11.20185 r., No. 578.
3. Proekt Zakonu Ukrayiny pro stvorennya ta vyrobnytstvo ozbroyennya, viys'kovoyi tekhniky i spetsial'noyi tekhniky, reyestratsiynyy No. 7385 vid 12.12.2017 r.
4. Halushko S. O. Perspektyvy rozvytku lehko bron'ovanykh lehkovykh mashyn / S. O. Halushko // Ukrayins'kyi literaturnyy portal, 31.08.2010 r. [Elektronnyy resurs]. Rezhym dostupu:<http://mil.in.ua>

5. Kraynyk L. V. Analiz rozvytku suchasnykh boyovykh kolisnykh mashyn / L. V. Kraynyk, M. H. Hrabel', O. D. Yal'nyts'kyi // *Systemy ozbroynnya i viys'kova tekhnika*. 2017. No. 1(49). S. 126–131.
6. Aleksandrov Ye. Ye., Kozlov YE. P., Kuznyetsov B. I. Avtomatychno keruvannya rukhomymy ob'yektamy i tekhnolohichnymy protsesvmy. Kharkiv: NTU "KHPI", 2002. 490 s.
7. Syntez Fuzzy rehulyatora dlya upravlinnya dvomasovoyu elektromekhanichnoyu systemoyu / T. Yu. Vasylets', O. O. Varfolomiyev, V. V. Tomash, O. O. Pidlisnyy // *Systemy ozbroynnya i viys'kova tekhnika*. 2017. No. 1(49). S. 85–91.
8. Metod planuvannya vykhodu u seredniy (kapital'nyy) remont zrazkiv zenitnoho raketnoho ozbroynnya pry ekspluatatsiyi za tekhnichnym stanom / P. V. Open'ko, I. I. Sachuk, P. A. Drannyk, O. V. Kalyta // *Systemy ozbroynnya i viys'kova tekhnika*. 2017. No. 1(49). S. 55–57.
9. AA Bature, Mustapha Muhammad, Auwalu M. Abdullahi. Design And Real Time Implementation Of Fuzzy Controller For DC Motor Position Control // *International journal of scientific & technology research*. Volume 2, ISSUE 11, November 2013. P. 254–256.
10. Watanabe H., and Dwtloff. Reconfigurable fuzzy logic processor: A full custom digital VLCI. in *Int Workshop on Fuzzy Systems Application, Iiruka, Japan, Aug. 1998*. Pp. 59–50.
11. Kuznetsov B. Y., Nykytyna T. B., Kolomyets V.V. Syntez élektromekhanicheskyykh system so slozhnymy kynematycheskymy tsepyamy. Khar'kov, UYPA, 2005. 512 s.
12. Paranchuk Y., Evdokimov P., Koziy V., Tsjapa V. Mathematical modelling and experimental determination of parameters of the guidance system of weaponry complex // *Computational Problems of Electrical Engineering*. 2018. Vol. 8, No. 2. C. 73–78.

**Y. Paranchuk**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems,  
yparanchuk@yahoo.com

**P. Evdokimov**

Hetman Petro Sahaidachnyi National Army Academy,  
Department of Electromechanics and  
Department of Electromechanics and Electronics,  
evdokimov\_pavlo@ukr.net

**O. Kuznyetsov**

Hetman Petro Sahaidachnyi National Army Academy,  
Department of Electromechanics and Electronics,  
oleksiy.kuznyetsov@ukr.net

## WAYS OF THE BM-21 FIGHTING VEHICLE ARMING ELECTROMECHANICAL AIMING CONTROL SYSTEM IMPROVEMENTS ON THE BASIS OF FUZZY LOGIC

© Paranchuk Y., Evdokimov P., Kuznyetsov O., 2020

**Multiple rocket launchers are vital components in providing fire potential of combat units. Their mobility and target hitting accuracy determinatively impact the combat result. Existing guidance system of array of guides of a combat machine BM-21 is a complicated, inertial system with multiple feedbacks, characterized by back-lashes, gaps, and by limited elasticity of some elements of a mechanical part. It has to ensure required static and dynamic indices (i.e., speed of operation and accuracy of positioning of array of guides). That means a realization of a law of array of guides motion with no overshoots (no oscillations), minimizing a positioning time for a predefined position. Current electromechanical positioning system of BM-21 does not meet requirements of speed of operation, as well as of the accuracy of array of guides positioning.**



The paper elaborates the system solutions for the modernization of the abovementioned system. These are namely: replacement of the electromachine amplifier by the power semiconductor converter; utilizing a triple-feedback subordinate positioning control of a guidance angle of an array of guides. Linear-parabolic position controller and fuzzy corrector having a positioning angle error and its derivative as input parameters have been utilized. The proposed control system of the array of guides positioning meets the requirements for the positioning accuracy and dynamics, for structural features of the kinematic scheme, as well as for the nature of inner effects, and for parametric variations of the system.

The elements of power equipment have been selected; a block diagram of the positioning electromechanical system of a lifting mechanism of a combat machine has been developed. The model of a fuzzy control has been justified. The methodology of the fuzzy-corrector design based on the experimentally-obtained reactions of the system on the step inputs has been proposed. The proposed solutions (to a great extent) provide the properties of invariance to the parametric and coordinate disturbances of a designed system. Consequently, they enable the realization of optimal (in the sense of speed of operation and positioning accuracy) law of motion of array of guides while positioning.

*Keywords: electomechanical positioning system of the armament, fuzzy corrector, performance, positioning accuracy, indices of dynamics.*

УДК 621.313.823

**Б. М. Харчишин**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електромехатроніки та комп’ютеризованих електромеханічних систем,  
Bohdan.M.Kharchyshyn@lpnu.ua

**М. В. Хай**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електромехатроніки та комп’ютеризованих електромеханічних систем,  
mxaishk@gmail.com

**Б. Г. Бойчук**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра електромехатроніки та комп’ютеризованих електромеханічних систем,  
b\_boychuk@meta.ua

**М. М. Радович**

Національний університет “Львівська політехніка”,  
студент ЕЕ-22 (ІЕСК),  
Mykhailo.M.Radovych@lpnu.ua

## ОСНОВНІ КОНСТРУКТИВНІ СПІВВІДНОШЕННЯ ЛІНІЙНОГО ГЕНЕРАТОРА ІМПУЛЬСНОЇ ДІЇ

<https://doi.org/10.23939/sepes2020.01.088>

© Харчишин Б. М., Хай М. В., Бойчук Б. Г., Радович М. М., 2020

Проаналізовано види втраченої при артилерійському пострілі енергії з метою визначення можливості її повторного використання. Пропонується використати кінетичну енергію руху ствола і противідкотних пристроїв для генерування та акумулювання у вигляді електричної енергії для підвищення енергетичної незалежності підрозділу при виконанні бойової задачі.

Для цієї мети застосовано лінійний генератор імпульсної дії з гладким якорем магнітоелектричного збудження, структуру активної частини якого досліджено.

Застосовано принципи поділу структури електромеханічного перетворювача до лінійного генератора імпульсної дії, що дозволило оптимально використовувати активні матеріали.

Використано твердження, що при ненасиченому магнітопроводі магніторушійна сила постійного магніту прикладена в основному до немагнітного проміжку, тому за основний критерій проектування взято рівність висоти магніту величині, що складається з товщини обмоткового шару та технологічного проміжку між магнітом та

Обмоткою, а товщина активної зони дорівнює сумарній товщині спинок магнітопроводів статора і повзуна.

Встановлено оптимальні значення величини полюсної поділки для заданих значень внутрішнього та зовнішнього габаритного діаметрів проєктованого генератора.

Наведено основні співвідношення для визначення оптимальних значень ширини та висоти магніту, товщини спинок магнітопроводу статора та повзуна з урахуванням коефіцієнтів розсіяння та приведення площі магнітопроводу до середнього його діаметра, який враховує зменшення площі магнітопроводу через зменшення діаметра порівняно з внутрішнім діаметром магніту.

Подано співвідношення для визначення діаметра розточки повзуна.

**Ключові слова:** лінійний генератор; кільцевий постійний магніт; котушка; кільцева обмотка; повзун; товщина магнітопроводу повзуна; магнітопровід статора; індуктор.

### Вступ

У сучасних умовах ведення бойових дій за участю артилерійського озброєння актуальним стало збільшення енергетичної незалежності артпідрозділу. Тоді як кожен постріл супроводжується розсіюванням більшої частини енергії, доцільним є перетворення її на електричну з подальшим акумулюванням та зберіганням для потреб підрозділу при виконанні бойової задачі. Джерелом енергії, яка втрачається під час пострілу, є кінетична енергія лінійного руху ствола та противідкотних пристроїв, нагрівання ствола, дисипація порохових газів в атмосферу тощо [1, 2]. Перетворення першого з них розглянуто в цій статті.

### Аналіз останніх досліджень і постановка задачі.

Сучасний підхід до проєктування електричних машин базується на відомому співвідношенні

$$M = \frac{1}{2\pi} (\Phi_{\Sigma}) \times (I_{\Sigma}) \quad \text{або} \quad M = \frac{1}{2\pi} \times \left( \tilde{B}_{\delta} \times j \right) \times (S_{\varphi} \cdot S_M), \quad (1)$$

де  $M$  – електромагнітний момент;  $\Phi_{\Sigma}$  – сумарний магнітний потік;

$I_{\Sigma}$  – сумарний струм якоря;  $\tilde{B}_{\delta}$  – середня індукція у повітряному проміжку, Тл;  $j$  – ефективна густина струму у провідниках якоря, А/мм<sup>2</sup>;  $S_M$  – сумарна площа поперечного перетину провідників якоря, мм<sup>2</sup>;  $S_{\varphi}$  – сумарна площа полюсів (магнітів) індуктора ЕМП, м<sup>2</sup>.

Це дає змогу замість машинної сталі Арнольда застосовувати добуток  $\tilde{B}_{\delta} \times j$  із значно меншою варіацією. На рис. 1 показано структуру електромеханічного перетворювача в уніполярному його виконанні. Поділ структури дає змогу перейти до багатополісної структури і використати її переваги [3– 6] (рис. 2).

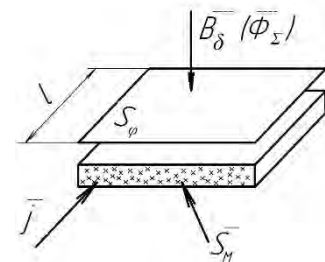


Рис. 1. Структура уніполярного електромеханічного перетворювача

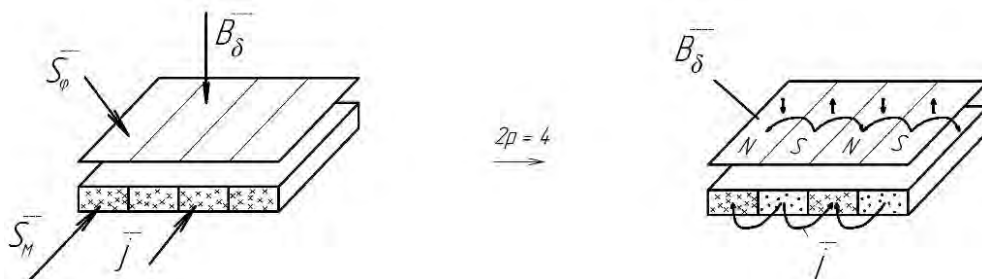


Рис. 2. Поділ структури на прикладі 4-полюсного перетворювача

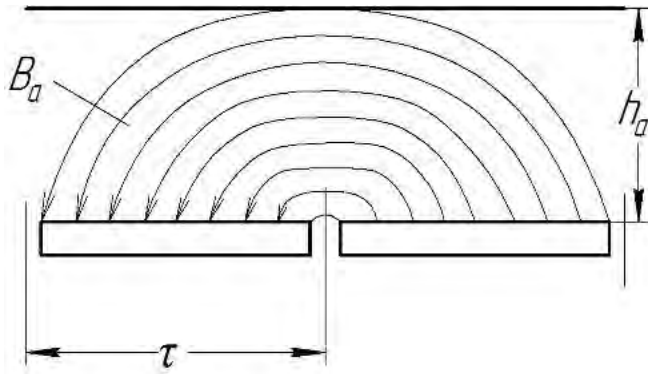


Рис. 3. Структура індуктора електромеханічного перетворювача

Зважаючи, що в таких конструкціях, як машина постійного струму, електронно-керований двигун, моментний двигун тощо ми можемо вибирати кількість пар полюсів на свій розсуд, виникає спокуса зменшення величини полюсної поділки  $\tau$ , тобто збільшення кількості пар полюсів  $p$  за заданого габариту задля зменшення товщини ярма  $h_a$  індуктора (рис. 3), довжини лобових частин, а, відповідно, і масо-габаритних показників.

Отже, перед авторами постала задача адаптувати відому конструкцію лінійної електричної машини [7, 8] до використання її в режимі генератора імпульсної дії артилерійської установки з використанням викладених вище принципів поділу структури електромеханічного перетворювача.

#### Завдання дослідження

Завданням цього дослідження є створення основних підходів будови та конструктивних співвідношень лінійних генераторів імпульсної дії.

#### Об'єкт досліджень

Об'єктом досліджень у цій статті є структура активної частини лінійного генератора імпульсної дії.

#### Виклад основного матеріалу.

Враховуючи, що за ненасиченого магнітопроводу магніторушійну силу постійного магніту прикладено в основному до немагнітного проміжку  $\Delta$ , прийmemo за основний критерій проектування рівність висоти магніту  $h_m$  величині  $\Delta$ , що складається з товщини обмоткового шару та технологічного проміжку  $\delta$  між магнітом та обмоткою ( $\Delta = h_p + \delta$ ).

Крім того, товщина активної зони дорівнює сумарній товщині спинок магнітопроводів статора  $h_{st}$  і повзуна  $h_p$

$$h_m + \Delta = h_{st} + h_p = \frac{D_z - D_v}{4}, \quad (2)$$

звідки

$$h_m = \frac{D_z - D_v}{8}, \quad (3)$$

де  $D_z$  і  $D_v$  – зовнішній та внутрішній габаритний діаметр лінійного генератора.

З досвіду проектування електричних машин з постійними магнітами [5] відомо, що задля уникнення значних потоків розсіяння потрібно ширину висококоерцитивного постійного магніту  $b_m$  вибирати не меншою за дві його висоти. Для зменшення частоти перемагнічування магнітопроводу статора полюсна поділка  $\tau$  та ширина магніту повинні бути збільшені  $b_m \geq 3,5 \cdot h_m$ .

Оптимальна величина полюсного перекриття (відносна ширина магніту виражена у полюсних поділках  $\tau$ )  $\alpha = b_m / \tau$  з тієї ж причини становить 0,75...0,85.

Товщина спинки магнітопроводу повзуна пропорційна до площі магніту і визначається за рівнянням

$$h_p = \frac{b_m}{2K_{pm}} \cdot K, \quad (4)$$

де  $K_{pm}$  – коефіцієнт, що враховує відношення магнітної індукції в магнітопроводі повзуна до індукції в магніті ( $K_{pm} \approx 2$ );  $K = \frac{D_v + 2h_p}{D_v + h_p}$  – коефіцієнт приведення площі магнітопроводу до середнього його діаметра, який враховує зменшення площі магнітопроводу через зменшення діаметра порівняно з внутрішнім діаметром магніту.

Отже,

$$h_p = \frac{b_m}{2K_{pm}} - \frac{D_v}{2} + \sqrt{\left(\frac{D_v}{2}\right)^2 + \left(\frac{b_m}{4}\right)^2}, \quad (5)$$

як додатний корінь відповідного квадратного рівняння.

Товщина спинки магнітопроводу статора  $h_{st}$  визначається із співвідношення площ перетину магнітопроводів статора і повзуна, через які проходить робочий і повний магнітні потоки відповідно

$$\frac{S_{st}}{S_p} = \frac{(D_z - h_{st}) \cdot h_{st}}{(D_v + h_p) \cdot h_p} = K_\sigma, \quad (6)$$

де  $K_\sigma$  – коефіцієнт розсіяння, що дорівнює відношенню потоків у магнітопроводах статора і повзуна (зазвичай  $K_\sigma \approx 0,9$ )

Отже,

$$h_{st} = \frac{D_z}{2} - \sqrt{\left(\frac{D_z}{2}\right)^2 - K_\sigma (D_v + h_p) \cdot h_p} \quad (7)$$

як менший корінь відповідного квадратного рівняння.

За визначеними величинами можна встановити діаметр розточки повзуна

$$d = D_v + 2(h_p + h_m) \quad (8)$$

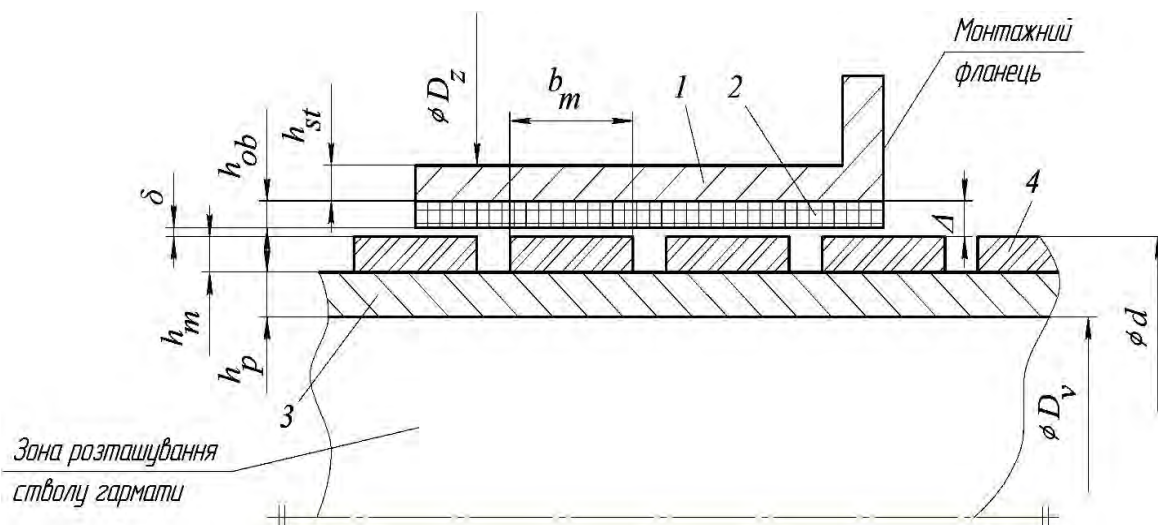


Рис. 4. Аксіальний переріз активної частини лінійного генератора

### Висновки

1. Обґрунтовано можливість повторного використання кінетичної енергії лінійного руху ствола гармати.
2. Запропоновано для цього використати лінійний генератор магнітоелектричного збудження з гладким порожнистим якорем циліндричного виконання.
3. Проведені дослідження дали змогу оптимально за критерієм максимуму потужності поділити структуру активної частини лінійного генератора і вивести основні конструктивні співвідношення для визначення основних його розмірів за заданими зовнішнім та внутрішнім габаритним діаметром.
4. Питання оцінки гальмівного зусилля генератора на відкотні частини та оцінки відібраної перетвореної і акумульованої потужності стане напрямом подальших досліджень.

### Список використаних джерел

1. Шабатура Ю. В. Підвищення бойових можливостей артилерійських підрозділів за рахунок застосування альтернативних джерел живлення / Ю. В. Шабатура, М. В. Баландин // Збірник наукових праць ЖВІ "Проблеми створення, випробування, застосування та експлуатації складних інформаційних систем". – 2017. № 14. С. 31–41.
2. Шабатура Ю. В. Комплексна система перетворення енергії, що розсіюється під час пострілу артилерійської гармати / Ю. В. Шабатура, М. В. Баландин // Матеріали всеукраїнської науково-технічної конференції "Актуальні проблеми проектування, виготовлення і експлуатації озброєння та військової техніки" 17–19 травня 2017 р.: збірник тез доповідей. Вінниця: ВНТУ. 2017. С. 336–339.
3. Pyrhönen Juha. Design of rotating electrical machines / Juha Pyrhönen, Tapani Jokinen, Valéria Hrabovcová ; translated by Hanna Niemelä. p. cm. Includes bibliographical references and index. ISBN 978-0-470-69516-6 (cloth) © 2008 John Wiley & Sons, Ltd. 512 p.
4. Boldea I. The electric generators handbook. Synchronous generators / I. Boldea, CRC/Taylor & Francis. 2006. 444 с.
5. Gieras J. F. Permanent magnet motor technology: design and applications / J. F. Gieras, Third edition. CRC Press. London, New York. 2010. 603 с.
6. Попічко В. В. Проектування електричних машин постійного струму: навч. посіб. для студ. вищ. навч. закл./Нац. ун-т "Львів. політехніка". Львів: Вид-во Нац. ун-ту "Львів. політехніка", 2004. 584 с.
7. Kharchyshyn V. Reduction of force ripples in linear motors / Bohdan Kharchyshyn, Mykhailo Khai, Volodymyr Moroz // Computational Problems of Electrical Engineering. 2014. Vol. 4. No. 1. P. 7–10.
8. Мороз В. І. Експериментальні дослідження динамічних властивостей лінійного двигуна з постійними магнітами / В. І. Мороз, П. А. Болкот, К. І. Снітков, Б. М. Харчишин // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія "Електротехніка та енергетика". 2013. № 2(15). С. 186–189.
9. Баландин М. В., Хай М. В., Харчишин Б. М., Цімко О. О. Лінійний генератор імпульсної дії. Заявка на видачу патенту на винахід. Реєстр. № a201901663 від 18.02.2019 р.

### References

1. Shabatura Yu. V. Pidvyshhennya bojovykh mozhlyvostej artylerijs'kykh pidrozdiliv za raxunok zastosuvannya al'ternatyvnykh dzherel zhyvlennya / Yu. V. Shabatura, M. V. Balandin // Zbirnyk naukovykh prac' ZhVI "Problemy stvorennya, vyprobuvannya, zastosuvannya ta ekspluatatsiyi skladnykh informacijnykh sy'stem". 2017. # 14. S. 31–41.
2. Shabatura Yu. V. Kompleksna sy'stema peretvorennya energiyi, shho rozsiyuyet'sya pid chas postrilu artylerijs'koyi garmaty / Yu. V. Shabatura, M. V. Balandin // Materialy vseukrayins'koyi nauково-technichnoyi konferenciyi "Aktual'ni problemy proektuvannya, vygotovlennya i ekspluatatsiyi ozbrojennya ta vijs'kovoyi texniky" 17–19 travnya 2017 r.: zbirnyk tez dopovidej. Vinnytsya: VNTU. 2017. S. 336–339.

3. Pyrhönen Juha. *Design of rotating electrical machines / Juha Pyrhönen, Tapani Jokinen, Valéria Hrabovcová ; translated by Hanna Niemelä. p. cm. Includes bibliographical references and index. ISBN 978-0-470-69516-6 (cloth) © 2008 John Wiley & Sons, Ltd. 512 p.*
4. Boldea I. *The electric generators handbook. Synchronous generators / I. Boldea, CRC/Taylor & Francis. 2006. 444 c.*
5. Gieras J. F. *Permanent magnet motor technology: design and applications / J. F. Gieras, Third edition. CRC Press. London, New York. 2010. 603 c.*
6. Попічко В. В. *Проектування електричних машин постійного струму: навч. посіб. для студ. вищ. навч. закл. / Нац. ун-т "Львів. політехніка". Львів: Вид-во Нац. ун-ту "Львів. політехніка", 2004. 584 с.*
7. Kharchyshyn B. *Reduction of force ripples in linear motors / Bohdan Kharchyshyn, Mykhailo Khai, Volodymyr Moroz // Computational Problems of Electrical Engineering. 2014. Vol. 4. No. 1. P. 7–10.*
8. Moroz V. I. *Eksperymental'ni doslidzhennya dy`namichny`x vlasty`vostej liniynogo dvy`guna z postijny`my` magnitamy` / V. I. Moroz, P. A. Bolkot, K. I. Snitkov, B. M. Xarchy`shy`n // Naukovi praci Donecz`kogo nacional`nogo texnichnogo universy`tetu. Seriya "Elektrotexnika ta energety`ka". 2013. #2(15). S. 186–189.*
9. Balandin M. V., Xaj M. V., Xarchy`shy`n B. M., Cimko O. O. *Linijny`j generator impul`snoyi diyi. Zayavka na vy`dachu patentu na vy`naxid. Reyestr. # a201901663 vid 18.02.2019 r.*

**B. Kharchyshyn,**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems  
Bohdan.M.Kharchyshyn@lpnu.ua

**M. Khaj,**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems  
mxai shk@gmail.com

**B. Boichuk**

Lviv Polytechnic National University,  
Department of Electromechatronics and Computerized Electromechanical Systems,  
b\_boychuk@meta.ua

**M. Radovych,**

Lviv Polytechnic National University,  
student EE-22 (IPECS),  
Mykhailo.M.Radovych@lpnu.ua

## BASIC CONSTRUCTIVE RATIOS IMPULSE LINEAR GENERATOR

© Kharchyshyn B., Khaj M., Boichuk B., Radovych M., 2020

The sources of energy lost in an artillery shot have been analyzed. It is proposed to use the anti-recoil devices energy of movement for generation, accumulation and storage in the form of electrical energy for the energy independence of the unit in course of a combat task.

For this purpose, a linear pulse generator with a smooth anchor of magnetoelectric excitation, the structure of the active part of which was investigated, was applied.

The principles of structure discretization of the electromechanical converter to the linear impulse generator were applied, which made it possible to optimally use the active materials.

The assertion is used that in the case of an unsaturated magnetic conductor, the magnetomotive force of a permanent magnet is applied mainly to the nonmagnetic gap, so the basic height criterion is

**the equality of the height of the magnet with the magnitude consisting of a winding layer thickness and the technological gap between the magnet and the surface, and the thickness of the core is equal to the total thickness of the stator's backs and slider cores.**

**The optimal values of the pole division rate for the specified values of the inner and outer diameters of the designed generator have been set.**

**The basic relations for determining the optimum values of the width and height of the magnet, the thickness of the stator core and the slider backs have been provided, taking into account the scattering coefficients and bringing the area of the magnetic core to its average diameter, which takes into account the reduction of the magnetic field due to the diameter decrease compared to the inner magnet diameter.**

**The ratio for determining the bore diameter of the slider is provided.**

*Key words: linear generator; annular permanent magnet; coil; annular winding; slider; slider magnetic thickness; stator magnetic circuit; inductor.*