

Міністерство освіти і науки України
Український державний університет науки і технологій

Комп'ютерні технології і системи
(назва факультету)

Автоматики та телекомунікацій
(повна назва кафедри)

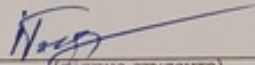
Пояснювальна записка

до кваліфікаційної роботи
на здобуття освітнього ступеня (магістр)
(ступінь вищої освіти)

на тему: Дослідження режимів роботи перетворювачів напруги для живлення асинхронного двигуна.

за освітньою програмою "Системи керування рухом поїздів"
зі спеціальності: 273 "Залізничний транспорт"
(шифр і назва спеціальності)

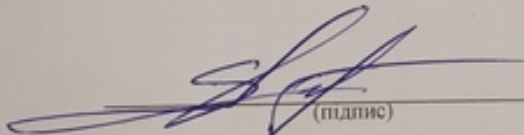
Виконав: студент групи: СК2221


(підпис студента)

Ігор Гончаров

(ім'я ПІРІЗВИЩЕ)

Керівник:


(підпис)


завідувач кафедри

Володимир ГАВРИЛЮК

(посада, ім'я ПІРІЗВИЩЕ)

Засвідчую, що у цій роботі немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.

Студент


(підпис)

Дніпро – 2024 рік

Ministry of Education and Science of Ukraine
Ukrainian State University of Science and Technologies

‘Computer technologies and system’

(faculty)

‘Automatics and Telecommunications’

(department)

Explanatory Note
to qualification work
for obtaining an educational degree (master's degree)
(higher education degree)

on the topic: Study of the modes of operation of voltage converters for powering an asynchronous motor.

according to educational curriculum__Train traffic control systems

in the Speciality: 273 Railway transport

(speciality and its code)

Done by the student of the group: CK2221

/ Igor GONCHAROV

(name, surname)

Scientific Supervisor:

Head of Department

Volodymyr Havryliuk

(position, name, surname)

Міністерство освіти і науки України
Український державний університет науки і технологій

Факультет: Комп'ютерних технологій і систем

Кафедра: Автоматики та телекомунікації

Рівень вищої освіти: Другий (магістерський)

Освітня програма: Системи керування рухом поїздів

Спеціальність: 273 Залізничний транспорт

(шифр та назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри _____

_____ Володимир Гаврилюк _
(підпис) (Ім'я ПРІЗВИЩЕ)

Дата _____

ЗАВДАННЯ

на кваліфікаційну роботу

Магістра

(ступінь вищої освіти)

студенту Гончарову Ігорю Ігоровичу

(Прізвище, Ім'я По батькові)

1. Тема роботи: Дослідження режимів роботи перетворювачів напруги для живлення асинхронного двигуна

Керівник роботи: Гаврилюк Володимир Іллч, д.ф.-м.н., професор

(Прізвище, Ім'я, По батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом від

" ___ " ___ 202_ р. № ___

2. Строк подання студентом роботи: 2024р.

3. Вихідні дані до роботи: Схема інвертора; Параметри асинхронного двигуна

4. Зміст пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно опрацювати):

4.1 Аналітична частина: Способи регулювання частоти асинхронного двигуна, частотні перетворювачі напруги.

4.2 Дослідження роботи: Дослідження режимів роботи перетворювачів напруги для живлення асинхронного двигуна на моделі

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Способи регулювання частоти асинхронного двигуна	19.06.2023	
2	Частотні перетворювачі напруги	04.09.2023	
3	Дослідження режимів роботи перетворювачів напруги для живлення асинхронного двигуна на моделі	06.11.2023	
4	Подання кваліфікаційної роботи до кафедри	04.12.2023	
5	Захист кваліфікаційної роботи на засіданні Експертної комісії	24.01.2024 - 25.01.2024	

Студент

(підпис)

Ігор Гончаров

(Ім'я ПРІЗВИЩЕ)

Керівник роботи

(підпис)

Володимир Гаврилюк

(Ім'я ПРІЗВИЩЕ)

Реферат

Пояснювальна записка до кваліфікаційної роботи магістра:

Об'єкт розробки: Стрілочні ЕП змінного струму

Мета роботи: Використання більш простого ШІМ із ступінчастим регулюванням струму. Дослідити перешкоди.

Методи дослідження: Провести аналіз перетворювачів для керування стрілочним електроприводом змінного струму та дослідити струм і напругу автономного інвертора з прямокутними імпульсами керування, а також визначити їх гармонійний склад. За результатами дослідження побачити що використання інвертора в схемі живлення електродвигуна змінного струму в стрілочному електроприводі можливе, але потрібне встановлення додаткових фільтрів для боротьби з завадами.

Ключові слова: ЕП, ШІМ, АСИНХРОННІ ДВИГУНИ, ТРИФАЗНИЙ, АВТОНОМНИЙ, ІНВЕРТОР, КЛЮЧІ, МОСТОВИЙ, ІНВЕРТОР, ЖИВЛЕННЯ.

ЗМІСТ

ВСТУП	7
1. СПОСОБИ РЕГУЛЮВАННЯ ЧАСТОТИ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА, ЧАСТОТНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НАПРУГИ	9
1.1. Способи регулювання частоти асинхронного двигуна	9
1.2. Принцип роботи частотного перетворювача	15
1.3. Трифазний автономний інвертор напруги	20
1.4. Формування трифазної змінної напруги для двигунів стрілочних приводів	26
1.5. Елементна база трифазного мостового інвертора та принципи безпечного управління ключами	30
1.6. Висновки за розділом	38
2. ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЖИМІВ РОБОТИ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НАПРУГИ ДЛЯ ЖИВЛЕННЯ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА НА МОДЕЛІ	39
2.1. Дослідження частотного перетворювача на моделі	39
2.2. Загальні засади моделювання асинхронного електроперіоду в симулінк	41
2.3. Висновки за розділом	49
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ	50
ЛІТЕРАТУРА	51

ВСТУП

В даний час пристрої силової електроніки широко використовуються в багатьох виробничих процесах та побутовій техніці.

Пов'язано це з освоєнням нових напівпровідникових приладів, але та з розвитком цифрових систем управління, що дозволяють реалізувати будь-які необхідні алгоритми управління.

Найбільш широко напівпровідникові перетворювачі представлені в економічному регульованому електроприводі постійного та змінного струму. Завдяки появі серійних надійних багатофункціональних напівпровідникових перетворювачів частоти для електроприводів змінного струму, з'явилися нові можливості та підходи до автоматизації багатьох технологічних процесів, що дає відчутний економічний ефект.

Електрична енергія, що виробляється на електричних станціях, що передається споживачам у вигляді змінного трифазного струму промислової частоти 50 Гц. Однак, як у промисловості, так і на транспорті є установки, для живлення яких змінний струм частотою 50 Гц не підходить.

У локомотивному господарстві планується запровадити технічні рішення, спрямовані на підвищення енергетичної ефективності, зокрема безколекторний тяговий електропривод із сучасними напівпровідниковими перетворювачами, а також пристрої компенсації реактивної потужності. З метою покращення показників використання локомотивів передбачається поліпшення якості споживаної енергії, за якого очікується її економія до 3%.

Основою сучасних технологій є силова та інформаційна електроніка. З появою нових, повністю керованих силових напівпровідникових приладів

розширилася область їх застосування, найбільшою і найважливішою частиною якої є електропривод. Крім того, сучасна напівпровідникова техніка стала основою для появи принципово нових пристроїв, що дозволяють значно покращити якість споживаної енергії.

Поява нових типів силових напівпровідникових вентилів, близьких до ідеального керованого ключового елемента, суттєво змінило підхід до побудови вентиляльних перетворювачів. Отримали поширення в останні роки тиристори, що замикаються, і біполярні транзистори з ізольованим затвором успішно перекривають діапазон потужностей до сотень і тисяч кіловат, їх динамічні властивості безперервно вдосконалюються, а вартість зі зростанням випуску знижується.

Тому вони успішно витіснили звичайні тиристори із вузлами примусової комутації. Области застосування імпульсних перетворювачів напруги з новими класами прилади також розширилися. Швидко розвиваються потужні імпульсні регулятори як підвищення, так зниження постійної напруги живлення; імпульсні перетворювачі часто використовуються у системах утилізації енергії відновлюваних джерел (вітер, сонячна радіація). Великі вкладення робляться у виробництво енергії з використанням енергозберігаючих технологій, коли відновлювані первинні джерела використовуються або для повернення енергії в мережу, або для заряджання накопичувача (акумулятора) в установках з підвищеною надійністю енергопостачання. З'являються нові класи перетворювачів для електроприводів із вентиляльно-індукторними двигунами (SRD – switched reluctance drive).

1 СПОСОБИ РЕГУЛЮВАННЯ ЧАСТОТИ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА, ЧАСТОТНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ НАПРУГИ

1.1 Способи регулювання частоти асинхронного двигуна

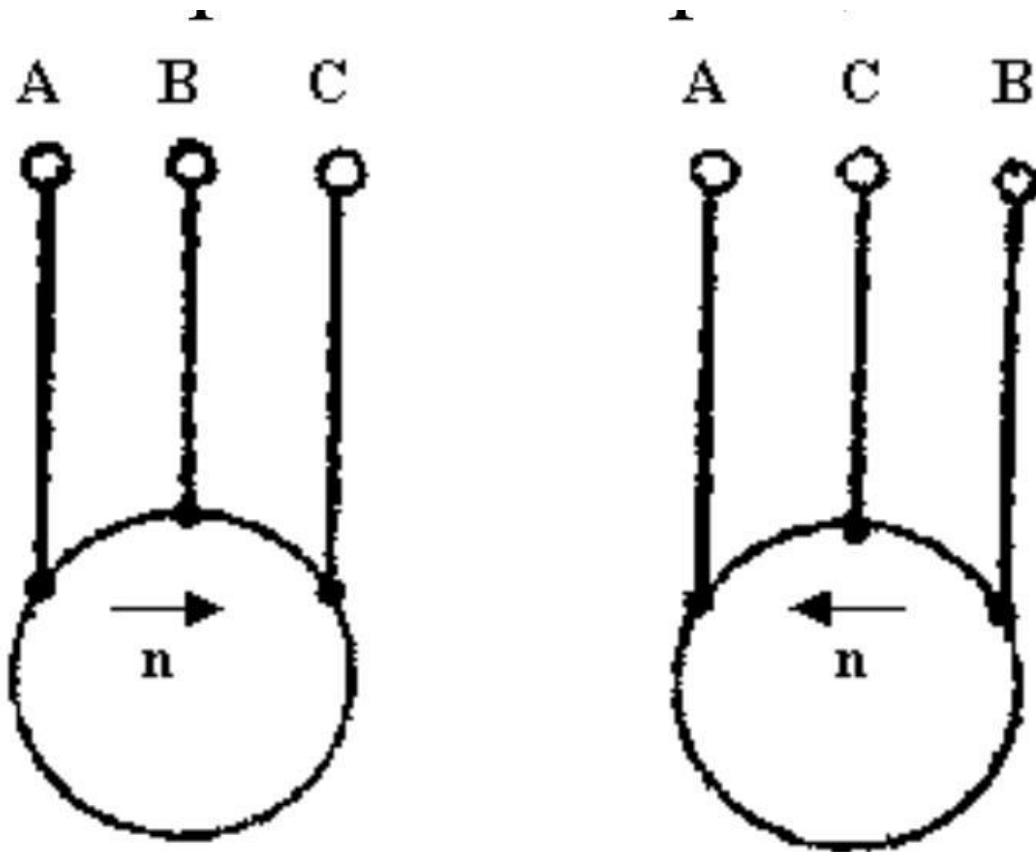
Що стосується регулювання частоти обертання асинхронних двигунів поступають двигунам постійного струму. Основне рівняння частоти обертання асинхронного двигуна мають наступний вигляд:

$$n = \frac{60f}{p} (1 - S)$$

З цього співвідношення виходить, що швидкість обертання можна відрегулювати шляхом:

- зміни ковзання
- зміни кількості пар полюсів статора намотування P ;
- зміни частоти напруги живлення f .

Метод регуляції частоти обертання можливий лише для двигунів з фазовим ротором. Тут зміна ковзання s досягається шляхом введення регулювальної опору в ланцюг ротора. Такі схеми широко використовуються на підйомних кранах. До категорії регулювання обертання валу двигуна відноситься так зване реверсування, тобто зміна напрямку обертання на протилежне. Він здійснюється шляхом зміни порядку чергування фаз обмотки статора. На мал. 1.1 показана схема зміни напрямку обертання валу двигуна. Асинхронні двигуни є основними перетворювачами електричної енергії на механічну, вони становлять основу привода більшості механізмів. Таке поширення асинхронні двигуни набули завдяки надзвичайному завдяки надзвичайно вдалому сполученню комплексу експлуатаційних і конструктивних параметрів та характеристик. Вони здатні автоматично змінювати обертальний момент відповідно до зміни моменту опору на валу, та мають високий коефіцієнт корисної дії.



мал. 1.1 Реверсування двигуна.

Залежність $M=f(S)$ отримало назву механічної характеристики двигуна (мал.1.2) В момент пуску двигуна, коли $n_2=0$, ковзання $S=1$, тоді:

$$M_n = \frac{m_1 p U_1^2 r_2'}{9,81 \cdot 2\pi f_1 [(r_1 + r_2')^2 + (x_1 + x_2')^2]}$$

Під дією моменту M_n ротор прийде до обертання. В подальшому ковзання буде зменшуватиметься, а обертаючий момент збільшуватиметься. При ковзанні $S_{кр}$ він досягає максимального значення M_{max} . Величина критичного ковзання:

$$S_k = \frac{r_2'}{x_1 + x_2'}$$

Тоді, підставив його значення в формулу для М, отримаємо:

$$M_{\max} = \frac{m_1 p U_1^2}{9,81 \cdot 4\pi \cdot f_1 [(r_1 + \sqrt{r_1^2 + (x_1 + x_2')^2}]}$$

Подальший розгін двигуна буде супроводжуватися зменшенням ковзання і разом з тим зменшенням обертаючого моменту. Рівновага настане, коли величина обертаючого моменту буде протистояти гальмуючий момент, викликаний напругою.

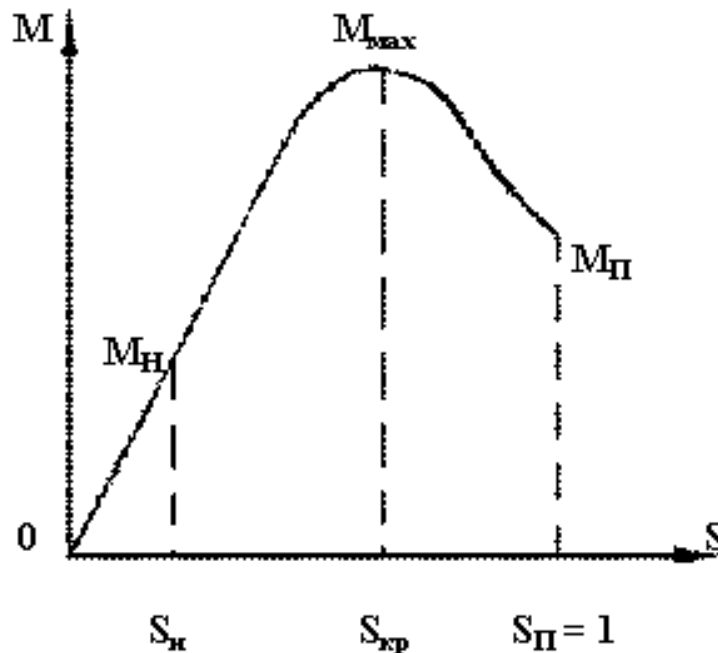
При номінальній нарузі будуть номінальній обертаючий момент M_H і номінальне ковзання S_H . Відношення максимального моменту до номінального називається перевантажувальною здатністю двигуна.

$$K = \frac{M_{\max}}{M_H}$$

Частіше вона складає величину від 1,7 до 2,5. Відношення пускового моменту до номінального називається кратністю пускового моменту:

$$K_{п.к.} = \frac{M_{п}}{M_H}$$

Ця величина може бути менше одиниці (наприклад 0,8) і більше (до 1,2). При меншій кратності двигуна слідує вмикати в роботу без навантаження і лише після розгону подається навантаження. Двигун з кратністю $K_{п.м.} > 1$ можна ввімкнути в мережу з повним навантаженням.



мал.1.2 Механічна характеристика асинхронного двигуна

Із рівняння швидкісної характеристики електродвигунів $n = U \Gamma R_{я} / k \Phi$ слідує, що їх частоту обертання можна регулювати:

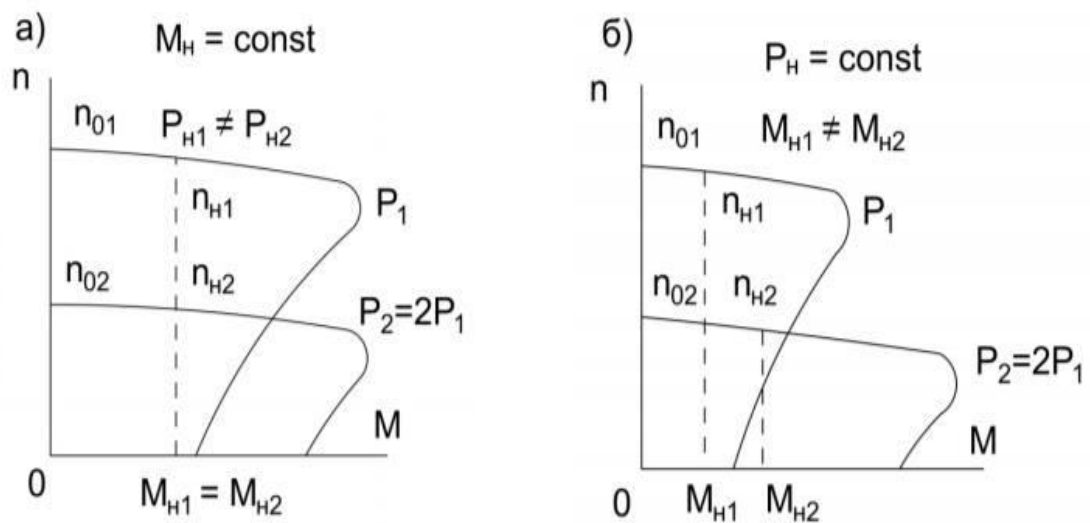
- зміною опору кола якоря за допомогою резистора;
- зміною магнітного потоку збудження Φ за допомогою резистора в колі збудження;
- зміною величини підведеного до двигуна напруги за рахунок застосування спеціальних схем включення.

Перемикаючи обмотки статора на різні схеми з'єднання, дають різне число пар полюсів, можна ступінчасто змінювати частоту обертання двигуна. Таке регулювання частоти обертання економічне і дає механічні характеристики, які мають

більшу жорсткість. Внаслідок цього двигуни зі змінними пар полюсів багатошвидкісні двигуни знаходять широке застосування у приводах, які не потребують плавного регулювання частоти обертання.

Перемикання числа пари полюсів досягаються зміною схеми з'єднання статорної обмотки. Промисловість випускає дво-, три-, і чотиришвидкісні ЕД із короткозамкненим ротором. При виборі багатошвидкісного двигуна необхідно звертати увагу на характер зміни номінального моменту та номінальної потужності при переході від однієї швидкості обертання до іншої.

На мал. представлені механічні характеристики двошвидкісних асинхронних двигунів.



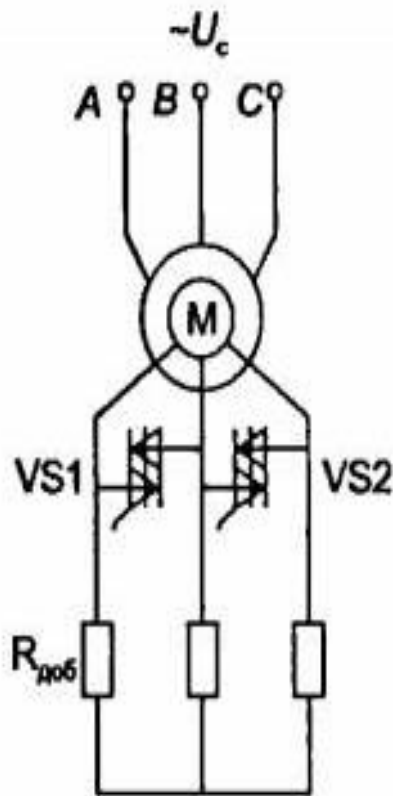
мал.1.3 Механічні характеристики двошвидкісних асинхронних трифазних двигунів

Імпульсне регулювання швидкості обертання АД стало можливим завдяки удосконаленню характеристик силових напівпровідникових приладів, головним

чином тиристорів. Його суть складається в дискретній зміні параметрів АД або в живлячій мережі, при якому виникають періодичні коливання моменту АД.

Частіше всього імпульсне регулювання застосовують в електроприводах з асинхронним двигуном с фазним ротором при регулюванні в колі ротора.

Дана схема характеризує тим, що частота комутацій ключів не може переважати частоту струму в роторі. За рахунок низької частоти струму в роторі особливо поблизу номінальних значень параметрів, таке управління приводить до великих пульсацій моменту.



мал.1.4 Схема імпульсного регулятора швидкості АД на симисторах в колі ротора

Для підвищення жорсткості механічних характеристик і збільшення діапазона регулювання застосовується замкнута система в якій управління тиристорами

VS1 і VS2 здійснюється в функції випрямляючого струму ротора і швидкості обертання АД.

Регулювання частоти обертання асинхронних двигунів є найбільш економічним і тому вважається головним і найбажанішим методом. Його суть полягає у регулюванні синхронної швидкості, змінюючи частоту джерела живлення статора асинхронного двигуна. Ефективність регуляції частоти швидкості пояснюється тим, що при регулюванні частоти не відбувається збільшення ковзання, як, наприклад, з реостатичним управлінням.

1.2 Принцип роботи частотного перетворювача

Частотний перетворювач з ШІМ являє собою інвертор з подвійним перетворенням напруги. Спочатку мережеве напруга 220 або 380В випрямляється вхідним додатним мостом, потім згладжується і фільтрується за допомогою конденсаторів. Це перший етап перетворення.

На другому етапі з постійної напруги, за допомогою мікросхем управління і вихідних мостових IGBT ключів, формується ШІМ послідовність певної частоти.

На виході частотного перетворювача видаються пачки прямокутних імпульсів, але за рахунок індуктивності обмоток статора асинхронного двигуна, вони інтегруються і перетворюються в напругу ближче до синусоїди. Вибір за функціями. Кожен виробник намагається забезпечити собі конкурентну перевагу на ринку. Перше правило для забезпечення максимуму продажів - це низька ціна. Тому виробник прагне включити в свій виріб тільки необхідні функції. А решту пропонує в якості опції. Перш ніж купити частотний перетворювач, визначитесь, які функції вам потрібні. Варто вибирати той прилад, який має більшість необхідних функцій в базовому варіанті. Завжди вибирайте перетворювач з максимально широким діапазоном напруг як вниз, так і вгору. Якщо знижена напруга буде, швидше за все, до відключення частотного перетворювача, то підвищена може

викликати вибух мережевих електролітичних конденсаторів і виводу приладу з ладу.

Перетворювач частоти складається з некерованого діодного силового випрямляча В, автономного інвертора, системи управління ШІМ, системи автоматичного регулювання, дроселя L_v і конденсатора фільтра C_v .

Регулювання вихідної частоти $f_{вих.}$ і напруги $U_{вих}$ здійснюється в інвертор за рахунок високочастотного широтноімпульсного управління. Широтноімпульсне управління характеризується періодом модуляції, усередині якого обмотка статора електродвигуна підключається по черзі до позитивного і негативного полюсів випрямляча.

Тривалість цих станів всередині періоду ШІМ модулюється за синусоїдальним законом. При високих (зазвичай 2...15 кГц) тактових частотах ШІМ, в обмотках електродвигуна, внаслідок їх фільтруючих властивостей, течуть синусоїдальні струми. Таким чином, форма кривої вихідної напруги являє собою високочастотну двуполлярну послідовність прямокутних імпульсів. Частота імпульсів визначається частотою ШІМ, тривалість (ширина) імпульсів протягом періоду вихідний частоти АІН промодулі, за синусоїдальним законом. Форма кривої вихідного струму (струму в обмотках асинхронного електродвигуна) практично синусоїдальний. Регулювання вихідної напруги інвертора можна здійснити двома способами: амплітудним (АР) за рахунок зміни вхідної напруги U_v і широтно-імпульсним (ШИМ) за рахунок зміни програми перемикання вентилів V1-V6 при $U_v = \text{const}$.

Другий спосіб отримав поширення в сучасних перетворювачах частоти завдяки розвитку сучасної елементної бази (мікропроцесори, ІВГТ-транзистори). При широтно-імпульсній модуляції форма струмів в обмотках статора асинхронного двигуна виходить близької до синусоїдальної завдяки фільтруючим властивостям самих обмоток.

Таке управління дозволяє отримати високий ККД перетворювача і еквівалентно аналоговому управлінню за допомогою частоти і амплітуди напруги.

Сучасні інвертори виконуються на основі повністю керованих силових напівпровідникових приладів замикаються GTO-тиристорів, або біполярних IGBT-транзисторів з ізольованим затвором.

Вона складається з вхідного ємнісного фільтра СФ і шести IGBT - транзисторів V1- V6 включеними зустрічно-паралельно діодами зворотного струму D1- D6.

За рахунок почергового перемикавання вентилів V1- V6 за алгоритмом , заданим системою управління , постійне вхідний напруга U_v перетворюється в змінну прямокульно-імпульсне вихідна напруга. Через керовані ключі V1-V6 протікає активна складова струму асинхронного електродвигуна, через діоди D1-D6-реактивна складова струму.

Захист перетворювальної схеми та її елементів йде в основному за двома напрямками:

- усунення причин та джерел електричного навантаження;
- боротьба з природними навантаженнями

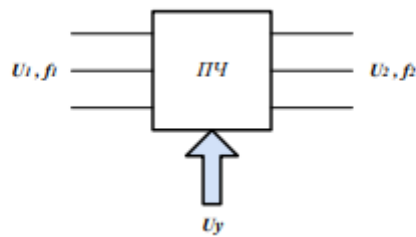
Тому на початку необхідно встановити причини появи перевантажень за струмом і напругою, а також оцінити їх амплітуду та потужність.

Основними видами навантаження за напругою є:

- сплески напруги в мережі живлення;
- сплески напруги, пов'язані з процесами комутації у схемі перетворювача та зумовлені кінцевим часом перемикавання силових ключів;
- перенапруги, пов'язані з характером навантаження.

Перетворювач, що працює в цьому режимі, називається інвертором, веденим мережею, оскільки його комутація вентилів здійснюється під дією змінної напруги зовнішньої мережі. Оскільки електричні параметри перетворювача у цьому випадку повністю визначаються параметрами зовнішньої мережі змінного струму його іноді називають залежним інвертором.

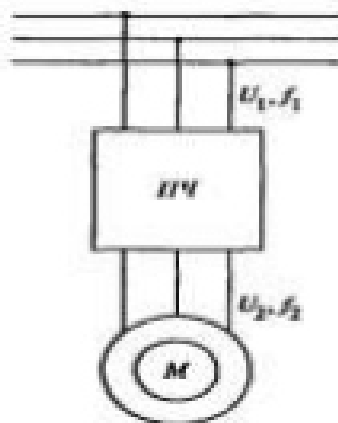
Перетворювач частоти (ПЧ) в електроприводі (ЕП) є силовим регулятором, вхід якого підключений до мережі живлення з нерегульованими значеннями напруги U_1 і частоти f_1 , а на виході забезпечуються регульовані значення напруги U_2 (або струму I_2) та частоти f_2 залежно від завдання та керуючих сигналів U_y (мал 1.5).



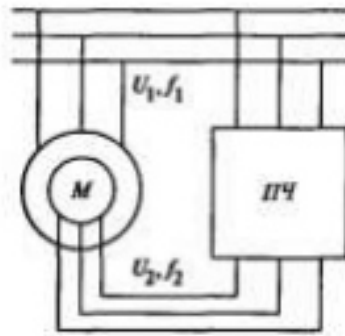
Мал.1.5 Перетворювач частоти в ЕП

Застосування ПЧ ЕП забезпечує найбільш економічні способи регулювання швидкості і моменту електродвигунів змінного струму.

Залежно від типу електроприводу ПЧ може бути включений між мережею живлення і статорною обмоткою двигуна - частотно-керований ЕП, як це показано на мал. 1.6, між роторною обмоткою і мережею живлення, наприклад, в ЕП з машиною подвійного живлення, що показана на мал. 1.7



Мал. 1.6. Включення ПЧ в обмотку статора двигуна



Мал. 1.7. Включення ПЧ у роторну обмотку двигуна

Таке включення зазвичай дозволяє зменшити встановлену потужність ПЧ, але потребує застосування електродвигуна із фазним ротором.

Статичні ПЧ виконують на ключових електронних елементах: тиристорах, тиристорах, що замикаються, і силових транзисторах (біполярних, біполярних з ізолюваним затвором та польових). Використання ключового режиму призводить до того, що вихідна напруга U_2 у всіх без винятку видів статичних ПЧ несинусоїдальна і крім основної (першої) гармоніки містить зазвичай цілий спектр вищих гармонійних складових. Струм, що споживається з мережі статичними ПЧ, також не синусоїдальний і може викликати спотворення напруги мережі живлення. Ці обставини доводиться зазвичай враховувати під час виборів типу статичного ПЧ.

Принципи побудови статичних ПЧ для регульованого ЕП відомі досить давно. Розрізняють три типи статичних ПЧ:

- безпосередній ПЧ;
- дволанковий ПЧ з автономним інвертором напруги;
- дволанковий ПЧ із автономним інвертором струму.

Безпосередній перетворювач частоти (НПЧ) у мінімальній конфігурації містить m_2 (за кількістю фаз двигуна) окремих реверсивних перетворювачів постійного струму, управління якими здійснюється змінною модулюючою напругою.

Форма, частота та амплітуда модулюючої напруги визначають форму основної гармоніки, частоту f_2 та амплітуду напруги U_2 на виході НПЛ.

Регулювання вихідної напруги характеризують коефіцієнтом модуляції μ , який змінюється в межах від 0 до 1 і є відносною амплітудою напруги, що модулює. Напруги управління окремими фазами НПЧ мають однакові амплітуду і частоту, але зсунуті одне щодо іншого на кут $2/m2$.

Управління групами тиристорів, як і в реверсивних перетворювачах постійного струму, може бути спільним чи роздільним.

1.3 Трифазний автономний інвертор напруги

У схему трифазного АІН (мал.1.8 а) входять транзистори VS1-VS6 і включені паралельно їм зворотні діоди VD1-VD4. Навантаження $z_A - z_C$ підключена до загальної точки з'єднання транзисторів VS1, VS3, VS5 анодної та VS2, VS4, VS6 катодної груп інвертора. Паралельно джерелу напруги E_d увімкнено конденсатор C_d великої ємності, через який протікають вищі гармоніки вхідного струму.

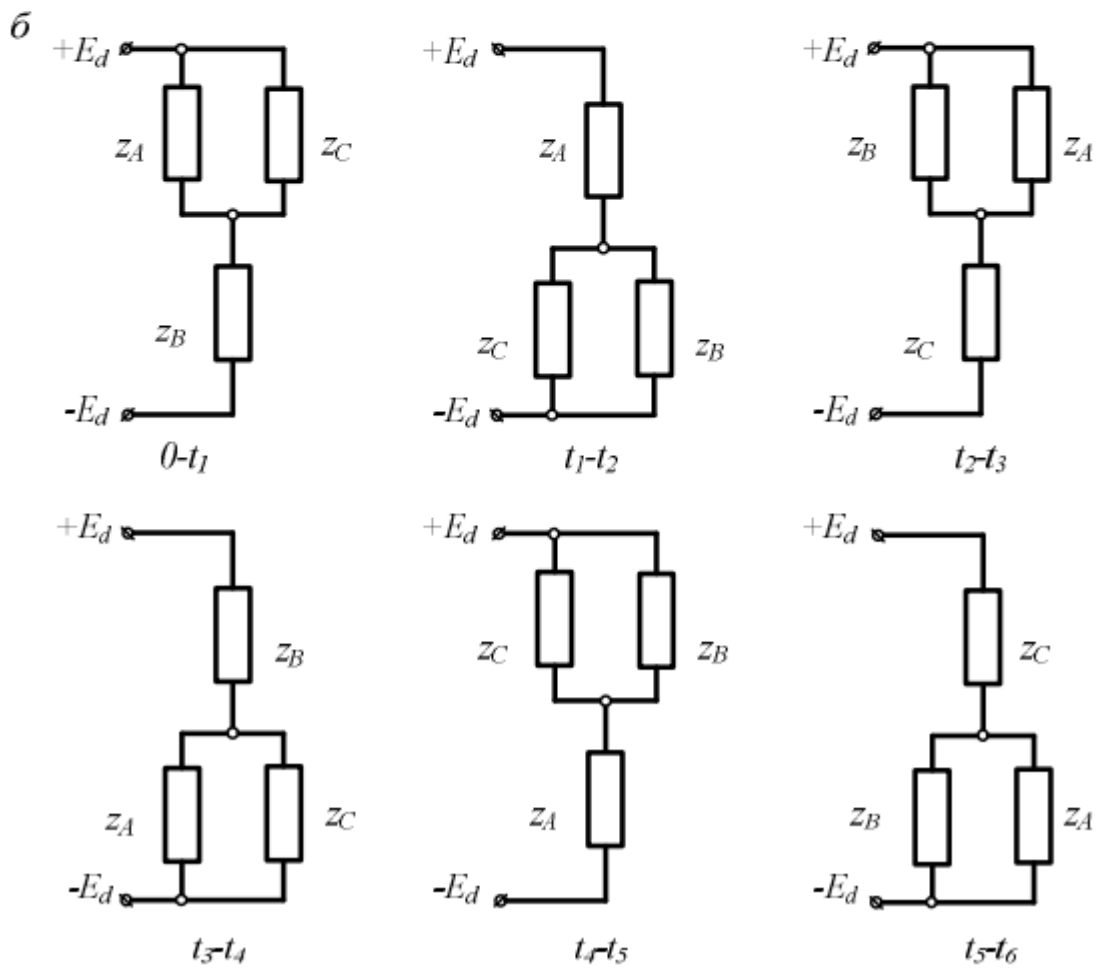
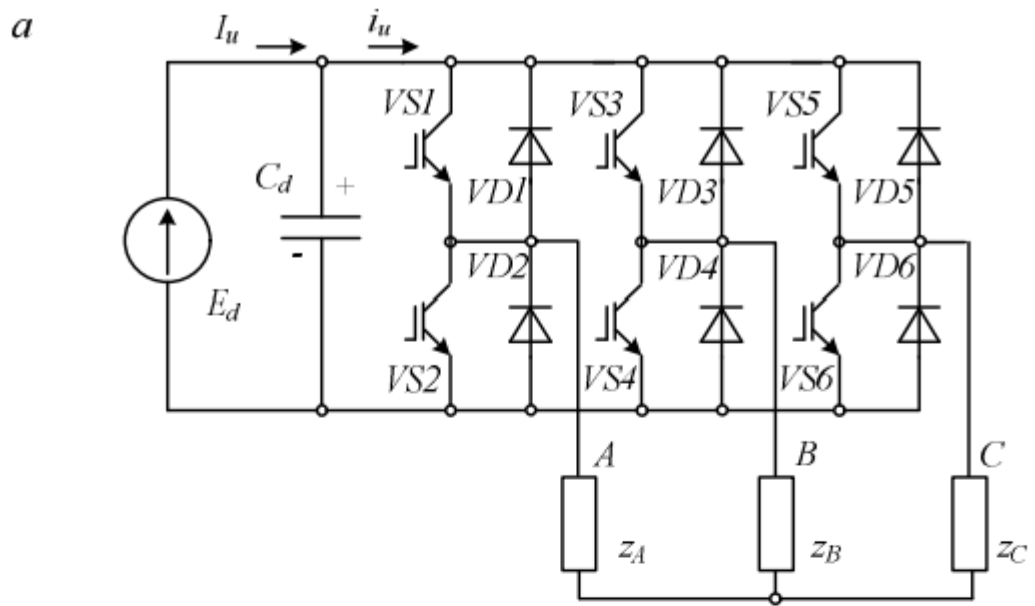
В результаті роботи інвертора на його виході (фази А, В і С) формується трифазна симетрична система напруг u_A, u_B і u_C навантаження. Діаграма керування транзисторами інвертора показано на рис. 4.13 а, б, в, г, д, е. Імпульси управління транзисторами анодної і катодної груп зміщені відносно один одного на третина періоду T роботи інвертора (120 ел. град), при цьому керування транзисторами однієї фази зводиться до поперемінного включення (вимкнення) транзисторів анодної та катодної групи фази інвертора.

Трифазна навантаження інвертора напруги може бути з'єднана як по схемою «зірка» (мал. 1.8 а), і «трикутник». При цьому для з'єднання «зірка» не потрібна наявність середньої (нульової) точки біля джерела живлення для з'єднання з нулем навантаження.

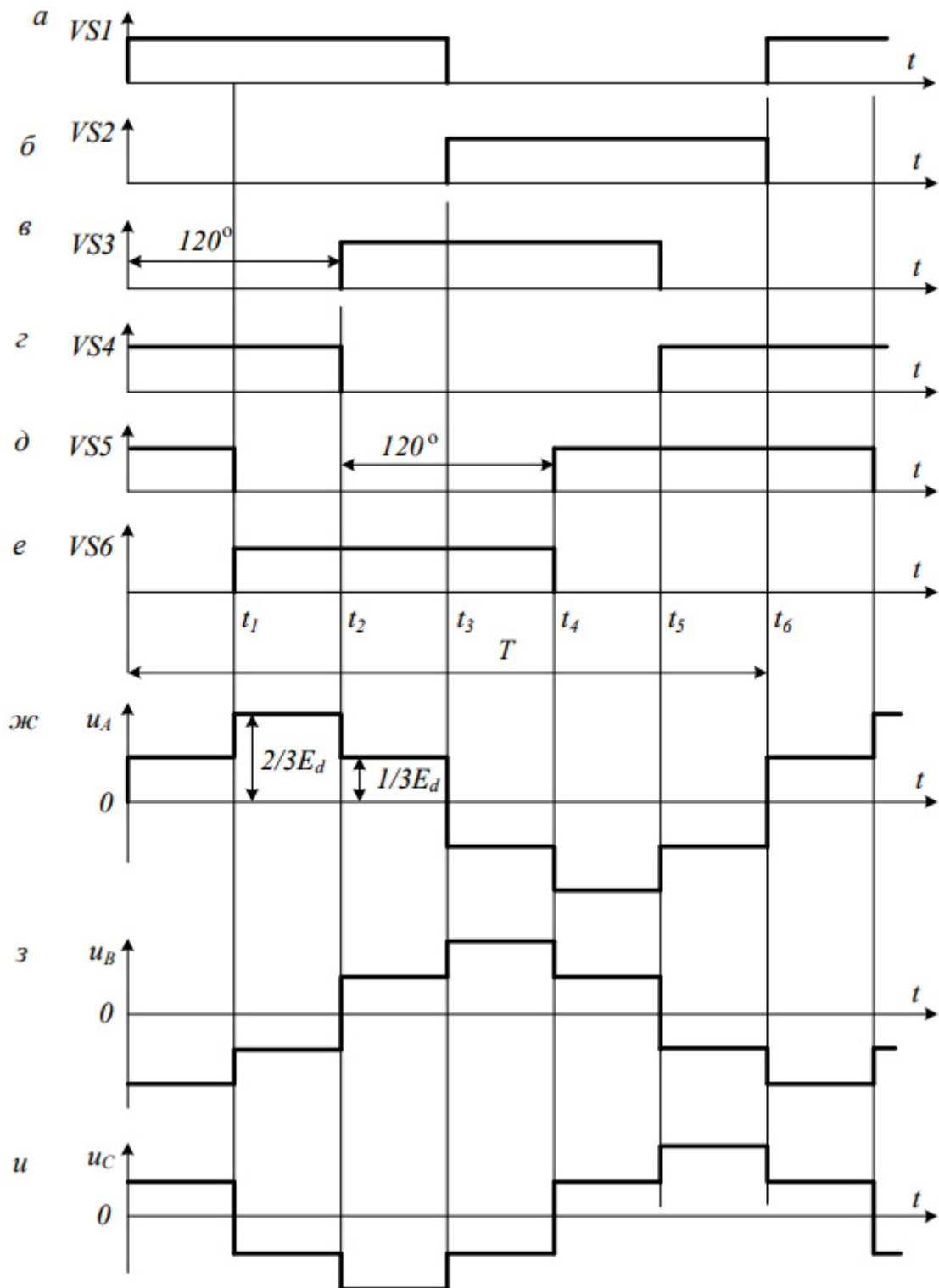
У разі з'єднання навантаження «трикутник» до її фаз прикладається лінійна напруга з виходу А, В і С інвертор. Діаграми лінійної напруги навантаження мо-

жна отримати, використовуючи криві фазних напруг $u_A - u_C$. Так міжфазна (лінійна) напруга між фазами А і В u_{AB} виходить в результаті віднімання ординат кривих фазних напруг u_A та u_B . Наприклад, на першому інтервалі $0 - t_1$:

$$u_{AB} = u_A - u_B = 1/3Ed - (-2/3Ed) = Ed.$$



Мал.1.8 трифазний інвертор напруги
а-схема інвертора; б-схеми заміщення



Мал. 1.9 Діаграми роботи трифазного АІН: а, б, в, г, д, е – імпульси керування транзисторами; ж, з, і – діаграми вихідної напруги

Розглянемо роботу інвертора окремих інтервалах часу, зазначених на мал. 1.9. У першому інтервалі ($0 - t_1$) у включеному стані (мал. 1.9 а, г, д) знаходяться транзистори VS1, VS4 і VS5. Цьому інтервалу відповідають миттєва схема заміщення інвертора, показана на Мал. 1.8, б. Транзистори VS1 та VS5 підключають опори фаз zA та zC до «плюсу» вхідного джерела, через відкритий транзистор VS4 фаза навантаження з'єднана з «мінусової» шиною Ed.

Напруга джерела Ed розподіляється пропорційно до величин опорів zA – zC ланцюга навантаження. Якщо прийняти однакові опори навантаження фаз інвертора, то загальний опір паралельно включених фаз zA і zC буде вдвічі менше опору zB фази B. У цьому зв'язку до zB прикладається вдвічі більше напруги Ed проти фаз A і З, тобто. $u_A = u_C = 1/3Ed$, а $u_B = -2/3Ed$. Знаки напруги навантаження визначаються полярністю виведення джерела, з якими в цей час вони з'єднані.

Оскільки, відповідно до мал. 1.8 б на інтервалі $0 - t_1$ фази zA і zC підключені до «плюсу» Ed, напруга на них становить: $u_A = u_C > 0$, фаза B пов'язана з «мінусом» Ed, тому $u < 0$. Цьому відповідають величини та полярність напруг u_A - u_C , показані на мал. 1.9 ж, з, в.

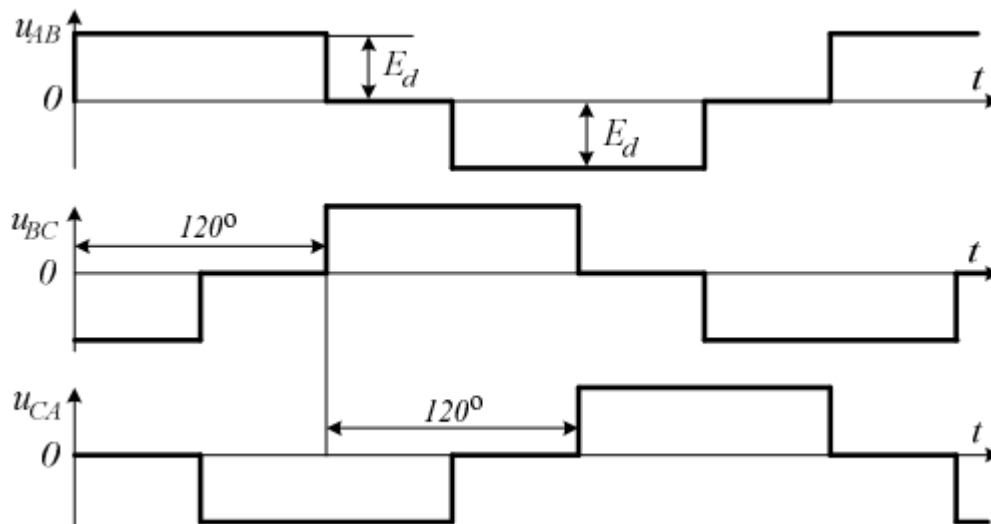
На другому інтервалі ($t_1 - t_2$) включені вентиля VS1, VS4 та VS6 утворюють конфігурацію ланцюга навантаження, показану на мал.1.8, б. І тут $u_A = 2/3Ed$, а $u_B = u_C = -1/3Ed$. Подальша зміна схеми інвертора відбувається відповідно до діаграми управління мал.1.9, а-е. В результаті на виході інвертора одержують трифазну симетричну систему змінної напруги з частотою $f = 1/T$, яка визначається періодом T відкриття (закриття) транзисторів. При активно-індуктивному навантаженні форми струмів навантаження i_A – i_C близькі до синусоїдальної.

Трифазна навантаження інвертора напруги може бути з'єднана як по схемою «зірка» (мал 1.8, а), і «трикутник». При цьому для з'єднання «зірка» не потрібна наявність середньої (нульової) точки біля джерела живлення для з'єднання з нулем навантаження. У разі з'єднання навантаження «трикутник» до її фаз прикладається лінійна напруга з виходу A, B і C інвертор. Діаграми лінійної напруги навантаження можна отримати, використовуючи криві фазних напруг $u_A - u_C$.

Так міжфазна (лінійна) напруга між фазами А і В u_{AB} виходить в результаті віднімання ординат кривих фазних напруг u_A та u_B . Наприклад, на першому інтервалі $0 - t_1$:

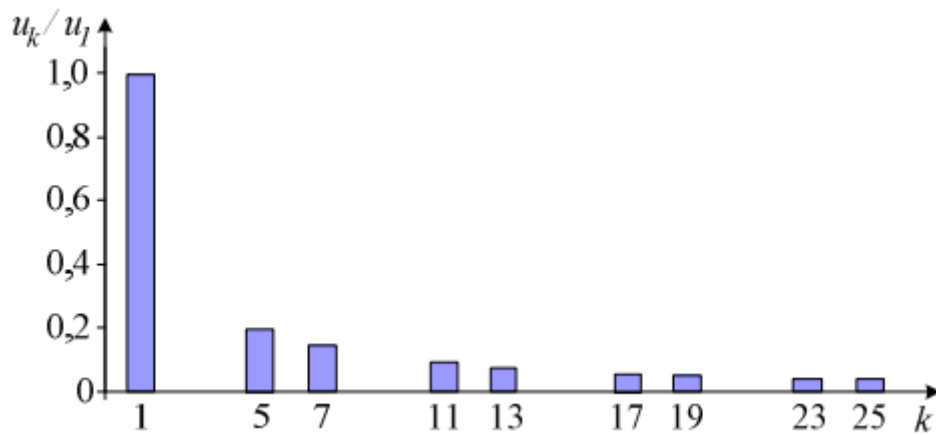
$$u_{AB} = u_A - u_B = 1/3E_d - (-2/3E_d) = E_d$$

У результаті побудов отримано лінійну напругу навантаження u_{AB} , u_{BC} та u_{CA} , показані на мал. 1.10



Мал. 1.10. Лінійна напруга на виході інвертора

З аналізу мал. 1.10 слід, що амплітуди лінійної напруги зросли до величини напруги вхідного джерела E_d , але при цьому у формі кривою з'явилися ділянки з нульовою лінійною напругою, що погіршують його форму. У зв'язку з цим представляє інтерес дослідження гармонійного складу напруги навантаження за різних схем її з'єднання. Внаслідок моделювання роботи схеми інвертора за допомогою пакета DL [13] отримано спектр напруги навантаження при її з'єднанні «зіркою» та «трикутником». У розрахунку величина напруги вхідного джерела інвертора прийнята $E_d = 100$ Ст. Результати моделювання наведено на мал. 1.11.



Мал. 1.11. Гармонійний склад вихідної напруги інвертора

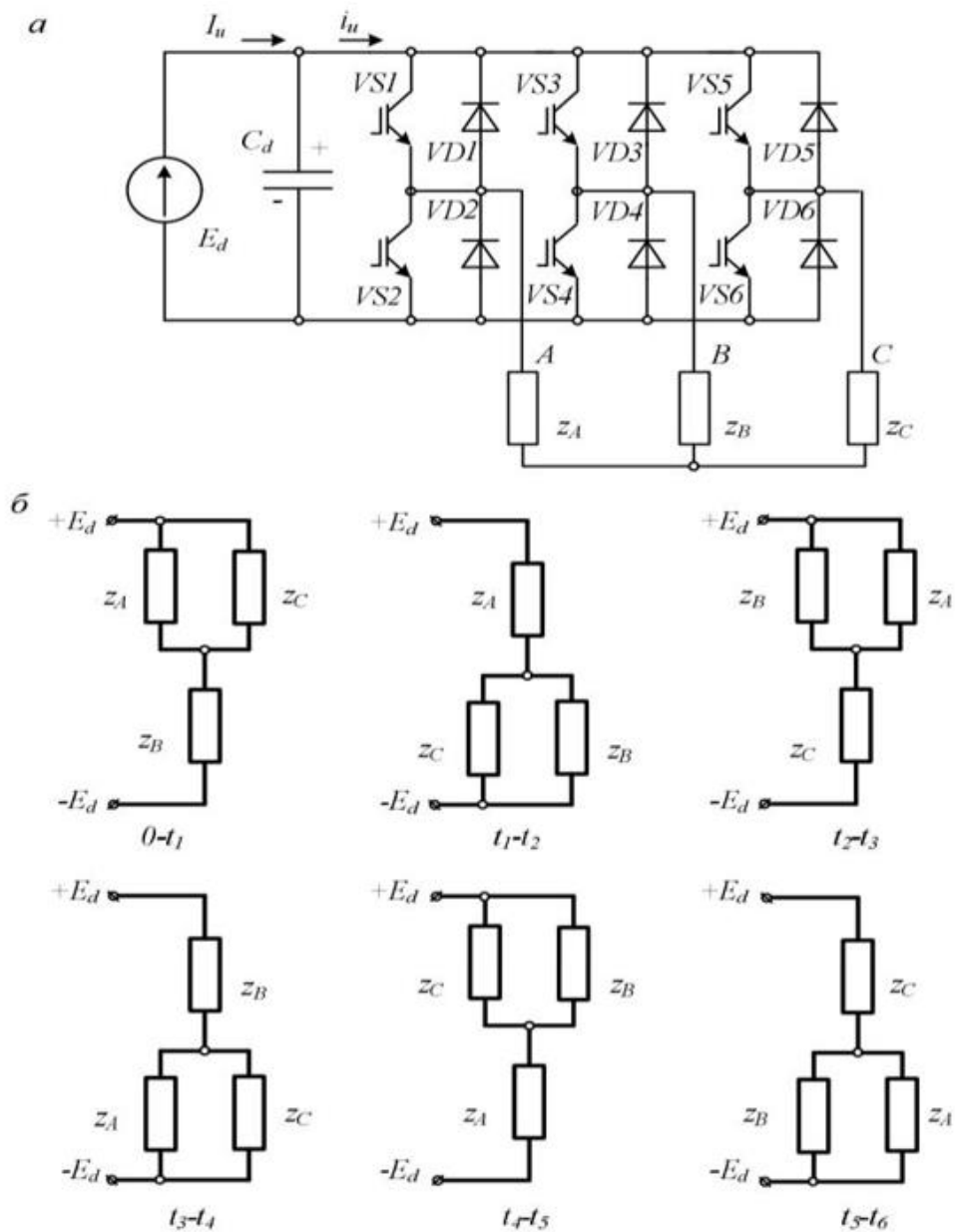
З аналізу мал. 1.11. слід, що спектр напруг u_k в обох випадках складається з непарних гармонік, в яких відсутні гармоніки, кратні трьом (3, 9, 15 тощо). При з'єднанні трикутником амплітуда першої гармоні- чеської складової напруги $u_1 = 1,1E_d$ в 1,74 рази більше значення $u_1 = 0,63E_d$ у разі з'єднання фаз навантаження «зіркою», однак у другому випадку форма напруги більш наближена до синусоїдальної форми. Разом з тим, встановлено (мал. 1.11.), що частка вищих гармонік по відношенню до першої гармонійної складової напруги для з'єднання «зірка» та "трикутник" однакові. Значення коефіцієнта несинусоїдності напруги при цих сполук становить 0,29. Таким чином, схема з'єднання навантаження не впливає на склад вищих гармонійних складових напруги.

1.4. Формування трифазної змінної напруги для двигунів стрілочних приводів

У схему трифазного *AIH* (мал. 1.12 а) входять транзистори $VS1 - VS6$ і включені паралельно їм зворотні діоди $VD1 - VD4$. Навантаження $zA - zC$ підключена до загальної точки з'єднання транзисторів $VS1, VS3, VS5$ анодної та $VS2, VS4, VS6$ катодної груп інвертора. Паралельно до джерела напруги E_d включений конденсатор C_d великої ємності, через який протікають вищі гармоніки вхідного струму.

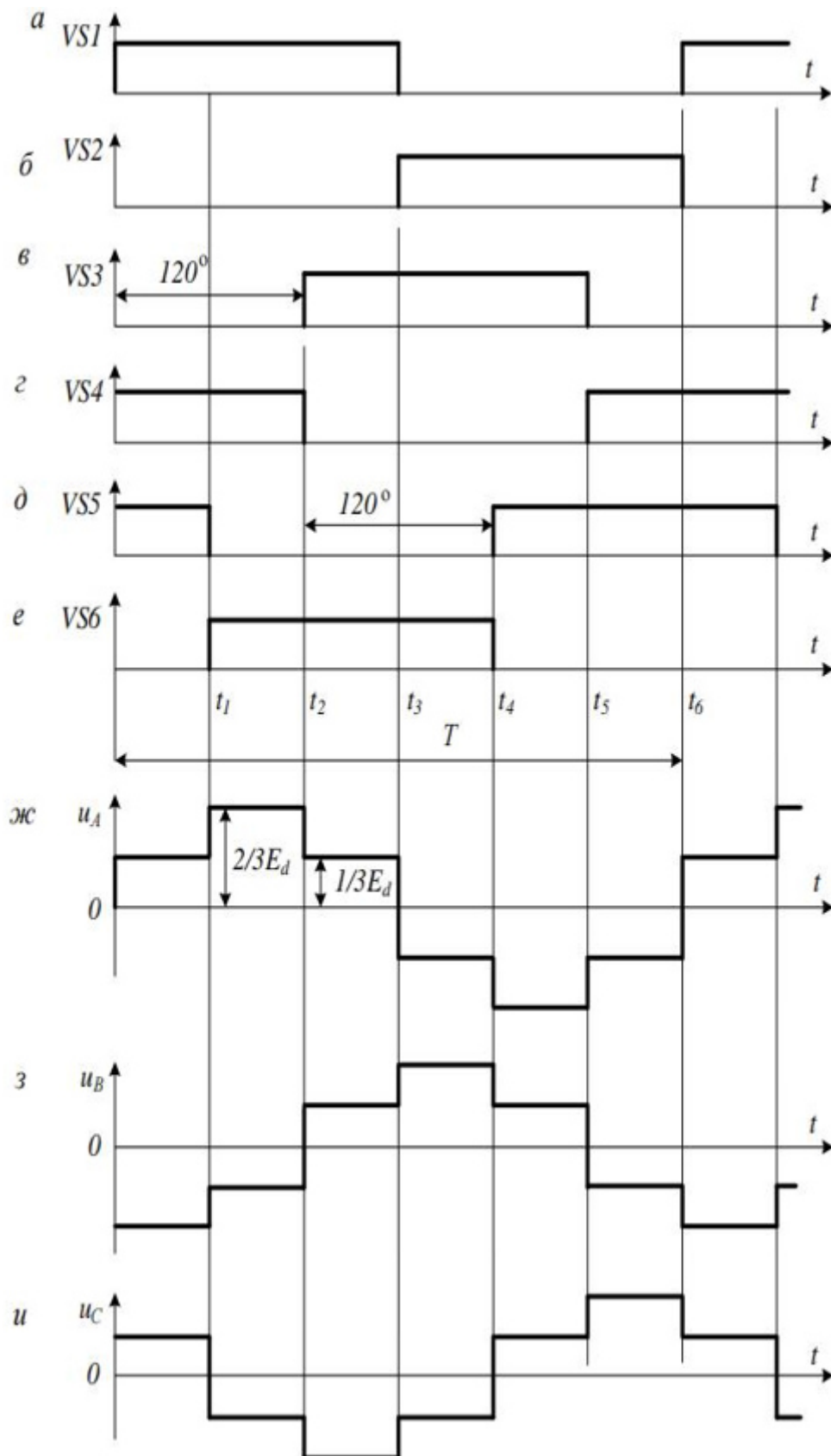
В результаті роботи інвертора на його виході (фази А, В і С) формується трифазна симетрична система напруг U_a, U_b і U_c навантаження. Діаграма керування транзисторами інвертора показано на мал. 1.12 . а, б, в, г, д, е.

Імпульси управління транзисторами анодної та катодної груп зміщені відносно один одного на третину періоду T роботи інвертора (120 ел. град), при цьому керування транзисторами однієї фази зводиться до поперемінного включення (вимкнення) транзисторів анодної та катодної групи фази інвертора.



Мал.1.12. Трифазний інвертор напруги:

a – схема інвертора; *b* – схема заміщення



мал. 1.13. Діаграми роботи трифазного АІН: а, б, в, г, д, е – імпульси

Розглянемо роботу інвертора окремих інтервалах часу, зазначених на У мал. 1.13. першому інтервалі ($0 - t_1$) у включеному стані знаходяться транзистори $VS1$, $VS4$ та $VS5$. Цьому інтервалу відповідають миттєва схема заміщення інвертора. Транзистори $VS1$ та $VS5$ підключають опори фаз $Z_A - Z_C$ до «плюсу» вхідного джерела, через відкритий транзистор $VS4$ фаза навантаження з'єднана з «мінусовою» шиною E_d . Напруга джерела E_d розподіляється пропорційно до величин опорів $Z_A - Z_C$ ланцюга навантаження. Якщо прийняти однакові опори навантаження фаз інвертора, то загальний опір паралельно включених фаз Z_A та Z_C буде вдвічі менше опору Z_B фази В. У цьому зв'язку до Z_B прикладається вдвічі більша частина напруги E_d в порівнянні з фазами A і C , тобто $U_A = U_C = 1/3E_d$, а $U_B = -2/3E_d$.

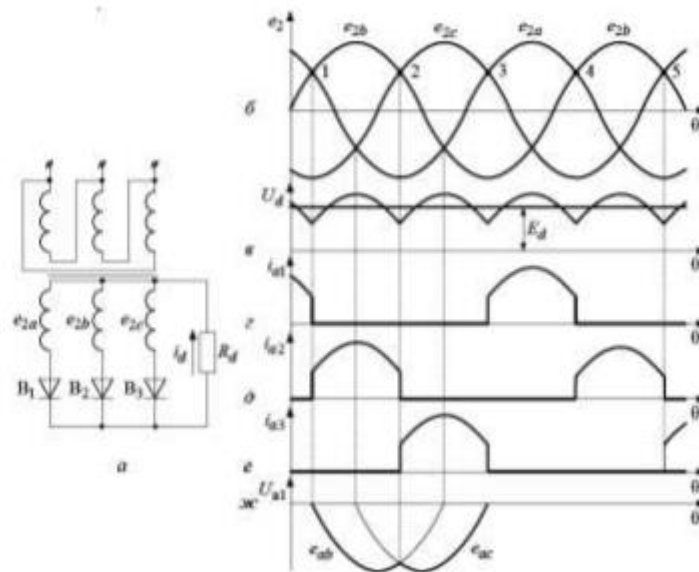
Знаки напруги навантаження визначаються полярністю виведення джерела, з якими в цей час вони з'єднані. Оскільки, відповідно на інтервалі $0 - t_1$ фази Z_A і Z_C підключені до «плюсу» E_d , напруга на них становить: $U_A = U_C > 0$, фаза B пов'язана з «мінусом» E_d , тому $U_B < 0$. Цьому відповідають величини та полярність напруг U_A-U_C . На друго-му інтервалі ($t_1 - t_2$) включені вентилі $VS1$, $VS4$ та $VS6$ утворюють конфігурацію ланцюга навантаження. В цьому випадку $U_A = 2/3E_d$, а $U_B = U_C = -1/3E_d$. Подальша зміна схеми інвертора відбувається відповідно до діаграми управління мал. 2.1, а-е.

В результаті на виході інвертора одержують трифазну симетричну систем змінної напруги з частотою $f = 1/T$, яка визначається періодом T відкриття (закриття) транзисторів. При активно-індуктивному навантаженні форми струмів навантаження I_A-I_C близькі до синусоїдальної. Трифазне навантаження може бути з'єднана як по схемі «зірка» так і «трикутник». При цьому для з'єднання «зірки» не потрібна наявність середньої (нульової) точки у джерела живлення для з'єднання з «нулем» навантаження. У разі з'єднання навантаження в «трикутник» до її фаз прикладається лінійна напруга з виходу A , B і C інвертор.

1.5 Елементна база трифазного мостового інвертора та принципи безпечного управління ключами

Трифазна нульова схема (трифазна схема із середньою точкою) випрямлення представлена на рис. 3.1. У силового трифазного трансформатора Tr первинні обмотки можуть бути з'єднані як зіркою, так і трикутником, а вторинні обмотки – обов'язково зіркою з виведенням від нульової точки. Вентилі $B_1 - B_3$, включені у кожну фазу вторинної обмотки трансформатора повинні мати з'єднані в загальну точку або катоди (катодна група), або аноди (анодна група).

Навантаження включається між нульовою точкою трансформатора з загальною точкою силових вентилів.



1.14 Трифазний нульовий випрямляч та діаграми,

пояснюють його роботу

Для більшої ясності викладу принципів дії розособистих схем випрямлення та розрахункових співвідношень, що характеризують роботу їх елементів, прийнемо такі припущення:

а) вентиляльні елементи ідеальні, тобто. у включеному стані мають рівну нулю опору, а у вимкненому рівну нулю провідність;

б) тривалість включення та вимикання вентилів дорівнюють нулю;

в) опору ланцюгів, що з'єднують елементи схеми, дорівнюють нулю;

г) опору обмоток трансформатора (активні та індуктивні), втрати енергії в його магнітопроводі і струм, що намагнічує, також рівні нулю.

Трифазна схема із середньою точкою працює за принципом: у будь-який момент часу струм проводить той вентиль, анод якого має найвищий потенціал.

У точці 1 ЕРС e_{2b} порівнюється з ЕРС e_{2a} , а потім стане більше за неї. Тому в точці 1 відкриється вентиль V_2 і прийме себе струм навантаження i_d , а вентиль V_1 закриється, оскільки через вентиль V_2 до катода V_1 прикладається позитивний потенціал фази b , якої більше позитивного потенціалу фази a , доданого до анода вентиля V_1 .

Аналогічні процеси повторюються в точці 2, де включається вентиль V_3 , а V_2 вимикається; у точці 3 і т. д. Для даної схеми випрямляча ці точки є точками природної комутації.

Миттєве значення випрямленої напруги U_d з зображено на рис. 1.14, а миттєві значення анодних струмів вентилів – на рис. 1.14 z, d, e (за умови $X = 0$).

Істотною особливістю трифазної нульової схеми випрямляча є те, що намагнічувальні сили від постійних складових анодних струмів у кожній фазі обумовлюють постійне підмагнічування магнітної системи силового трансформатора, що необхідно враховувати при його проектуванні. Для усунення цього явища вторинні обмотки трансформатора можна з'єднати в зигзаг (рис. 1.15, а), розбиваючи кожну їх на дві секції.

Крапки на рис. 1.15. відповідають початків обмоток. При цьому сили, що намагнічують, від постійних складових анодних струмів у кожній фазі взаємно компенсуються верхньою та нижньою секціями вторинних обмоток, і магнітна система трансформатора буде врівноважена.

Але з'єднання в зигзаг вимагають дещо більшої розрахункової потужності трансформатора:

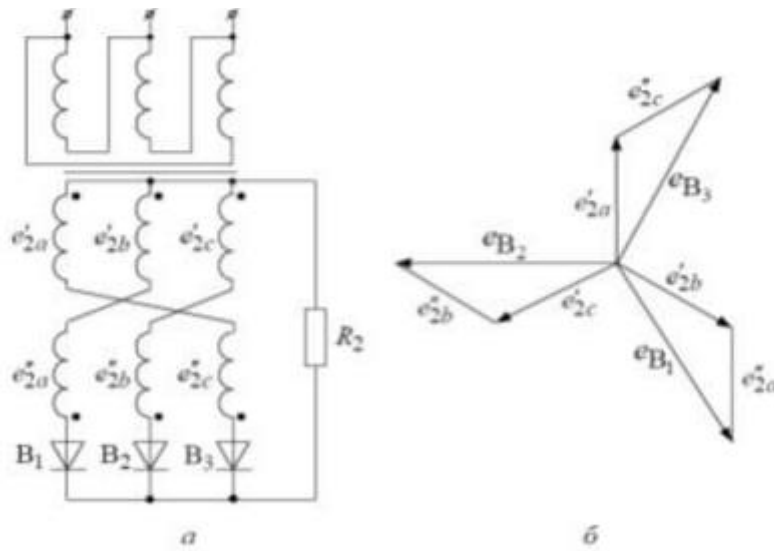


Рис. 1.15 Трифазний нульовий випрямляч зі з'єднання вторинних обмоток трансформатора в зигзаг

Цю схему (рис. 1.16) можна розглядати як дві три фазні нульові схеми випрямлення, що працюють з різними вентильними групами: анодною ($V_2 - V_4 - V_6$) і катодною ($V_1 - V_3 - V_5$). Навантаження включене між загальними точками вентильних груп. Очевидно, що в цій схемі і первинні, і вторинні обмотки трансформатора можуть бути з'єднані як зіркою, так і трикутником. В принципі, трифазна бруківка схема може працювати без трансформатора.

Принцип дії цієї схеми аналогічний принципу дії трифазного нульового випрямляча з тією різницею, що струм навантаження протікає одночасно по одному з вентилів катодної групи та одному з вентилів анодної групи та тече він під дією не фазної, а лінійної напруги.

Відповідно і перемикання вентилів буде здійснюватися у точках природної комутації (1, 3, 5, 7, ...) для вентилів катодної групи та в точках природної комутації (2, 4, 6, 8, ...) для вентилів анодної групи (рис.1.16). За відсутності індуктивних опорів ($X_a = 0$) випрямлену напругу зображено на рис. 1.16 в. На діаграмі Мал. 1.16 г представлений порядок роботи вентилів катодної та анодної групи. На рис. 1.16 д зображено форму струму фази а (струми вентилів B_1 і B_4), а на рис. 1.16 е – напруга на вентилі B_1 .

Струм кожної фази не має постійної складової, а, отже, і постійного підмагнічування силового трансформатора, на відміну від попередньої схеми.

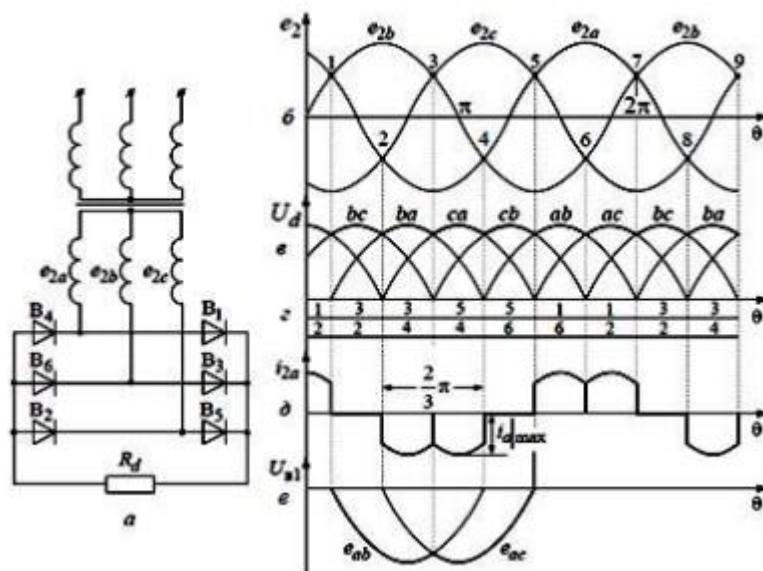
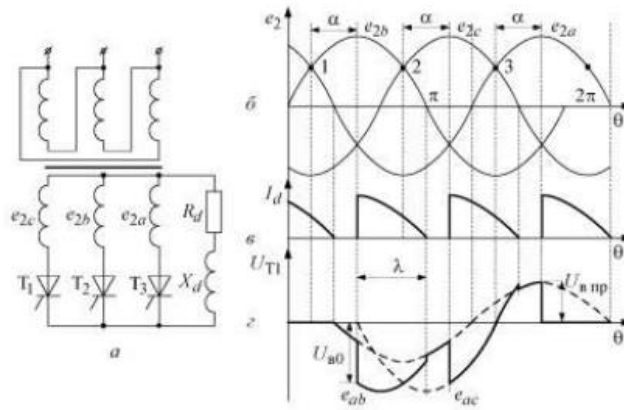


Рис 1.16 Трифазний мостовий випрямляч та діаграма, пояснює його роботу

На рис. 3.9, сигнали управління надходять на силові вентилялі T1, T2, T3 зі зрушенням на кут управління α відносно точок природної комутації 1,2,3,.... При $X_d = 0$ форма випрямленої напруги та струму однакові (рис. 3.9 б, в). У цьому випадку, очевидно, при $\alpha < 30^\circ$ буде режим безперервного струму; при $\alpha = 30^\circ$ - гранично-безперервний режим; при $\alpha > 30^\circ$ - режим переривчастих струмів.

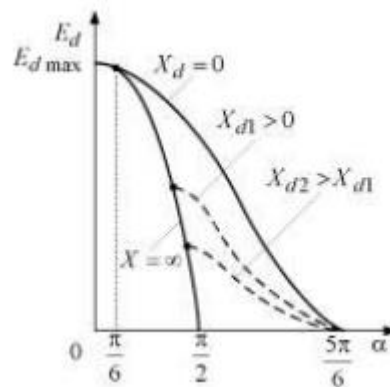


1.17. Трифазний нульовий керований випрямляч

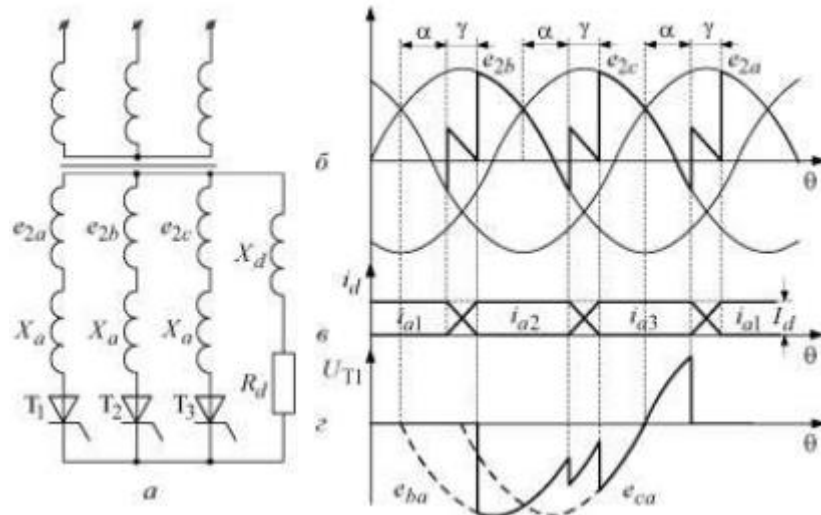
За отриманими виразами можна побудувати регульовальні характеристики цього випрямляча (рис. 1.17).

Дві граничні криві $X_d = \infty$ і $X_d = 0$ обмежують сферу існування сімейства характеристик для будь-якого значення X . Особливості комутаційних процесів у цій схемі розглянемо з прикладу режиму $X_d = \infty$; $X_a \neq 0$ (рис. 1.18).

Електромагнітні процеси на комутаційному інтервалі протікають так само, як у некерованому випрямлячі, але зі зсувом порівняно з ним на кут α



1.18 Сімейство регульовальних характеристик трифазного нульового керованого випрямляча

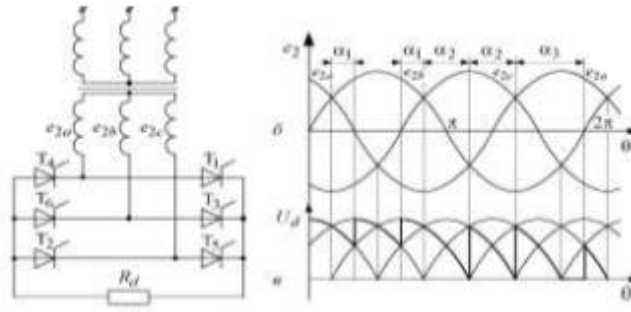


1.19 Комутаційні процеси у трифазному нульовому керованому випрямлячі

Напруга на вентилі на відміну рис. 1.17 матиме стрибок на комутаційному інтервалі (рис. 1.19). При роботі випрямляча на рухове навантаження (режим роботи з проти-ЕРС) тривалість імпульсів управління при $\alpha < \pi$ і малій величині X_d має бути не менше $\pi/3$.

Як уже було зазначено вище, трифазний мостовий випрямляч можна розглядати як послідовне включення двох нульових трифазних випрямлячів – з анодною групою вентилів (T_4 , T_6 , T_2) і катодною групою (T_1 , T_3 , T_5), що працюють у протифазі один з одним. Тому пульсність ви прямиеля вдвічі вища, ніж у нульовій схемі. На рис. 1.20 представлена діаграма роботи трифазного керованого мостового випрямляча при $X = 0$ з різними кутами управління: $\alpha_1 = 30^\circ$, $\alpha_2 = 60^\circ$, $\alpha_3 = 90^\circ$. Як видно з діаграми, при $\alpha < 60^\circ$ буде безперервного струму, при режимі $\alpha > 60^\circ$ – режим переривчастих струмів і якщо $\alpha = 60^\circ$, це відповідає гранично безперервному режиму. З цієї ж діаграми випливає, що система управління повинна формувати керуючий сигнал у вигляді широких імпульсів тривалістю щонайменше $\pi/3$.

Якщо система управління формує вузькі пульси, що управляють ним, то вони повинні подаватися на початку кожного інтервалу провідності одночасно на обидва вентиля, що проводять струм на даному інтервалі.



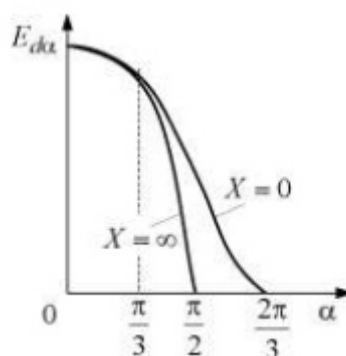
1.20 Трёхфазный мостовой управляемый выпрямитель

При $X_d = \infty$ режим безперервного струму буде за будь-якого значенні α .

Регулювальні характеристики випрямляча мають вигляд, поданий на рис.

1.21. Будь-якому кінцевому значенню X_d відповідає характеристика, що знаходиться усередині зони, обмеженої кривими $X = 0$ та $X_d = \infty$.

Комутаційні процеси у трифазному мостовому керованому випрямлячі так само, як і у всіх інших схемах керованих випрямлячів зрушені щодо точок природної комутації на кут α .



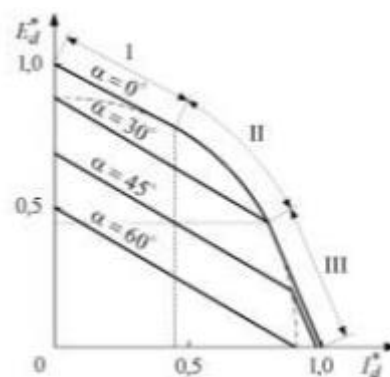
1.21 Сімейство регулювальних характеристик трифазного мостового керованого випрямляча

З збільшенням I_d кут α зростає і коли він досягає значення $\pi/3$, подальшого зростання його не буде, тому що тут так само, і у некерованого випрямляча, з'являється додатковий кут - кут саморегулювання α' , який, зростаючи, стає більше кута управління α , що задається системою управління. Вигляд зовнішньої властивості в цьому режимі є дугою еліпса. Після того, як кут саморегулювання α' досягає значення $\pi/6$, знову продовжується зростання кута комутації α і в цьому режимі зовнішня характеристика знову стає лінійною і збігається із зовнішньою характеристикою некерованого випрямляча.

Сімейство зовнішніх характеристик для різних кутів управління α представлено на рис. 1.22.

Як видно із рис. 1.22, всі три розглянуті режими можуть мати місце при зміні кута α у межах від 0 до $\pi/6$.

При $\pi/6 \leq \alpha \leq \pi/3$ можуть виникати лише режими I та III, а при $\alpha > \pi/3$ можливий лише режим I



1.22 Сімейство зовнішніх характеристик трифазного мостового керованого випрямляча

1.6 Висновки за розділом

Основним елементом систем залізничної автоматики є стрілочний переведення. В даний час переважна більшість стрілок обладнано приводами з електродвигунами постійного струму, які мають суттєві недоліки, а саме:

- складність конструкції, яка обмежує надійність і потребує проведення великої кількості ремонтних робіт;

- обмежена відстань управління без дублювання жил;

- залежність моменту та швидкості якоря від напруги живлення, що створює умови для відбою дотепників на ближніх до посту ЄЦ стрілками;

- Некерованість процесу переключення дотепників.

Заміна електродвигунів постійного струму на асинхронні машини стримується відсутністю на малих станціях гарантованого живлення змінного струму.

Крім цього потребує удосконалення фрикційний механізм із ручним регулюванням зусилля приводу.

В даний час використовуються стрілочні електроприводи постійного та змінного струму: СП-3, СП 6, СПВ-6 та змінного струму - СП-8. Їхня швидкодія коливається від 2 до 7 с.

На сортувальних гірках та в маневрових районах станцій, які потребують прискореного переключення стрілок, використовуються електроприводи постійного струму: СПГ-3, СПГ-3Г, СПГБ-4 та СПГБ-4Г з швидкістю близько 0,5 с.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ РЕЖИМІВ РОБОТИ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НАПРУГИ ДЛЯ ЖИВЛЕННЯ АСИНХРОННОГО ДВИГУНА НА МОДЕЛІ

2.1. Дослідження частотного перетворювача на моделі

Для конкретики проведемо дослідження інвертора для живлення трифазного асинхронного двигуна змінного струму стрілочного електроприводу від однофазної мережі змінного струму.

Такий перетворювач має забезпечувати, принаймні дві функції.

1. Перетворювати однофазний струм у трифазний.
2. Забезпечувати можливість регулювання частоти вихідного струму, що дозволить змінювати частоту обертання валу і регулювати час переведення стрілки за необхідним законом.
3. Мати невеликий коефіцієнт спотворення вихідного струму.

Дана робота є комплексною. В першій частині досліджувалися використання перетворювача, що містить інвертор з широтно-імпульсною модуляцією. Перетворювач з ШІМ може забезпечити більш плавну синусоїду з мінімальними спотвореннями.

Але він потребує більш складну схему управління.

В даній роботі розглянуто можливість використовувати більш простий перетворювач з управлінням транзисторами прямокутних імпульсів, що на певний час включають транзистори інвертора.

Загальна схема перетворювача наведена на рис. 2.1. На схемі: ЕМ - електрична машина; АІН – автономний інвертор напруги; L_{ϕ} , C_{ϕ} – індуктивність та ємність фільтра; $f_{\text{нз}}$ - задання частоти вихода інвертора; $U_{\text{дз}}$ – задання вихідної напруги випрямляча; СУВ, СУІ – система керування випрямлячем та інвертором; $U_{\text{нз}}$ – задання вихідної напруги інвертора; В – випрямляч. В даній схемі для покращення роботи та усунення пульсацій використовується L-C - фільтр, зазвичай в нього Г- образна схема включення.

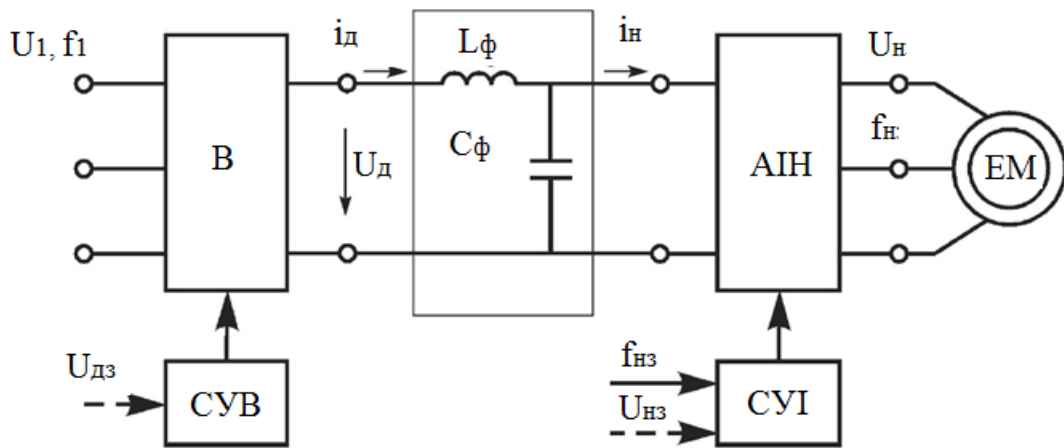


Рисунок 2.1 – Схема перетворювача напруги

Найбільше розповсюдження здобули перетворювачі частоти з IGBT транзисторами (Рис. 2.2).

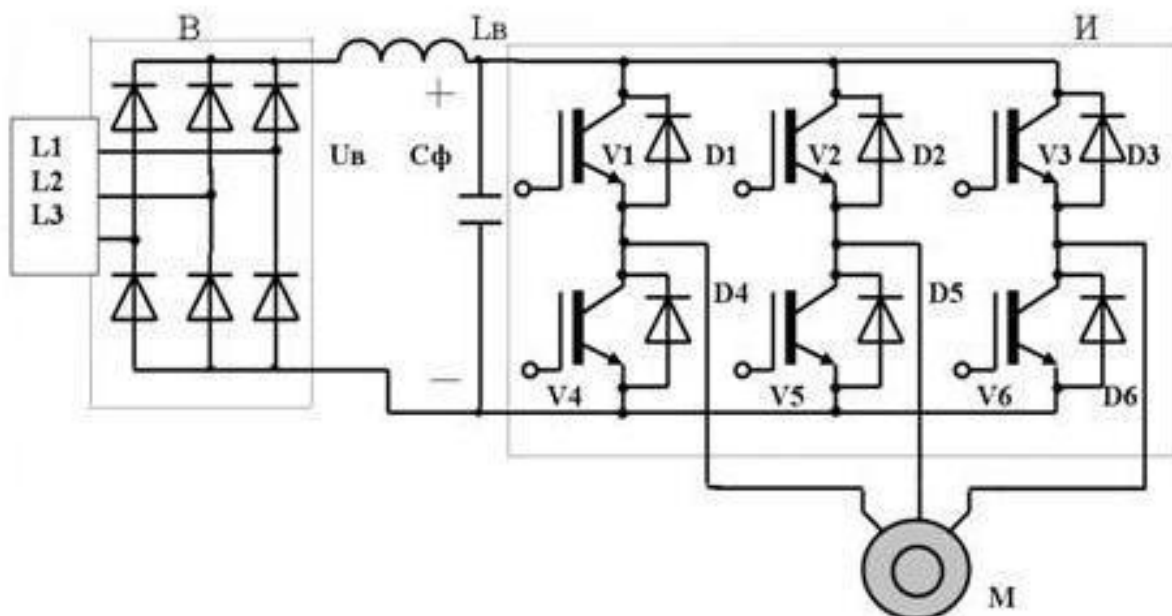


Рисунок 2.2 - Типова схема перетворювача напруги з автономного інвертора напруги (АІН) з прямокутними імпульсами керування

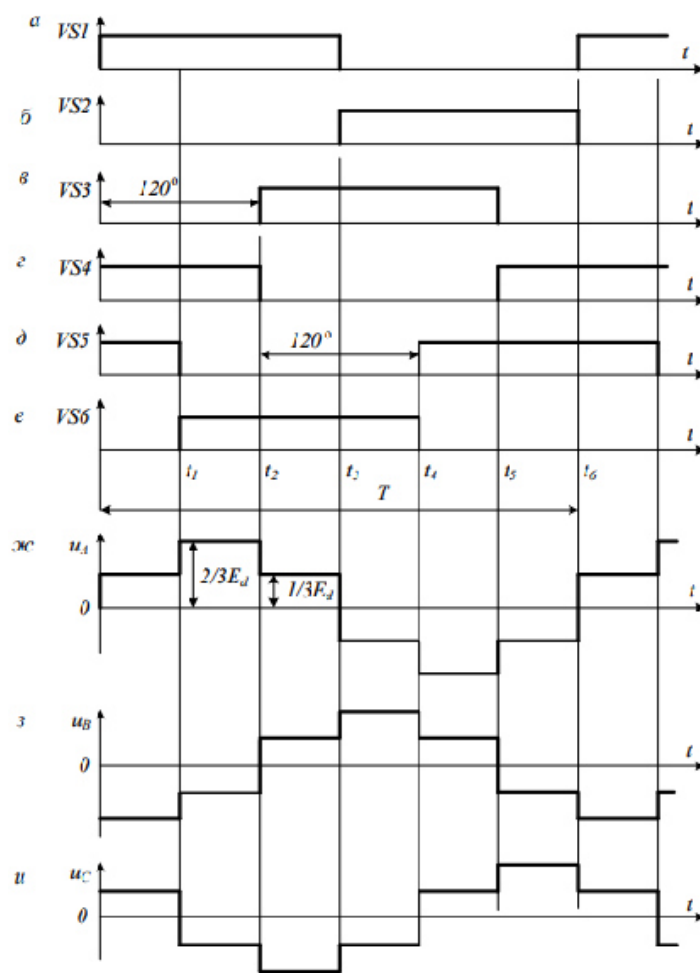


Рисунок 2.3 - Часові залежності струму в схемі АИН

2.2. Загальні засади моделювання асинхронного електропріюду в Симу- линк

Для моделювання машини змінного струму на базі асинхронного двигуна використовується блок AsynchronousMachine.

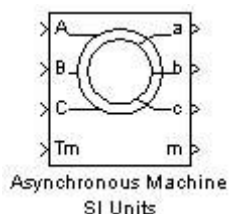


Рисунок 2.4 Піктограма асинхронної машини.

Блок модулює асинхронну машину у режимі двигуна або генератора. Режим визначається знаком електромагнітного моменту машини. Порти моделі A, B і C є виводами обмотки статора машини, а порти a, b і c – обмотки ротора

машини. Порт T_m призначений для подачі моменту опору руху. На вихідному порту формується векторний сигнал, який складається з 21 елемента: струмів, потоків і напруг ротора та статора в нерухомій та обертовій системах координат, електромагнітного моменту, швидкості обертів вала, а також його кутового положення.

Параметри асинхронної машини:

Rotortype:

[Тип ротора]. Значення параметра вибирається із списку:

- Squirrel-Cage – короткозамкнутий ротор
- Wound – фазний ротор.

Referenceframe:

[Система координат]. Значення параметра вибирається із списку:

- Rotor – нерухома відносно ротора,
- Stationary – рухома відносно статора,
- Synchronous - обертається разом із полем.

Nom. power, L-L volt. and frequency [$P_n(\text{VA})$, $U_n(\text{V})$, $f_n(\text{Hz})$]:

[Номінальна потужність P_n (ВА), діюча лінійна напруга U_n (В) та номінальна частота f_n (Гц)].

Stator [$R_s(\text{Ohm})$ $L_s(\text{H})$]:

[Опір R_s (Ом) і індуктивність L_s (Гн) статора].

Rotor [$R_r(\text{Ohm})$ $L_r'(\text{H})$]:

[Опір R_r (Ом) індуктивність L_r (Гн) ротора].

Mutual inductance $L_m(\text{H})$:

[Взаємна індуктивність (Гн)].

Inertia, friction factor and pair of poles [$J(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$ $F(\text{N}\cdot\text{m}\cdot\text{s})$ p]:

[Момент інерції J ($\text{кг}\cdot\text{м}^2$), коефіцієнт тертя F ($\text{Н}\cdot\text{м}\cdot\text{с}$) і число пар полюсів p].

Initial conditions [s θ (deg) i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} (A) ϕ_{hA} , ϕ_{hB} , ϕ_{hC} (deg)]:

[Початкові умови]. Параметр задається у вигляді вектора вектора, кожний елемент якого має наступне значення:

- s - ковзання,
- θ - фаза (град.),
- i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} – початкове значення струмів статора (А),
- ϕ_{hA} , ϕ_{hB} , ϕ_{hC} – початкові фази струмів статора (град.).

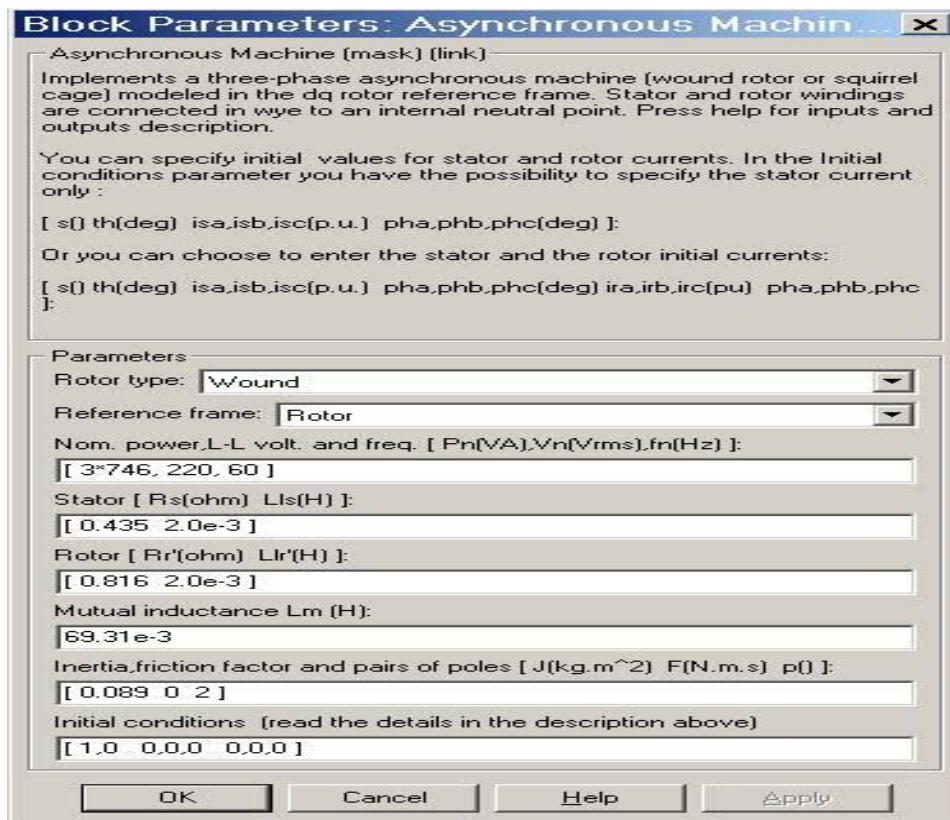


Рисунок 2.5. Параметри асинхронної машини.

Початкові умови машини можна визначити за допомогою блока Powergui. Початковими даними для розрахунку параметрів є:

P_n – номінальна потужність [Вт]; U_n – номінальна лінійна напруга [В]; f_1 – частота мережі [Гц]; n_n – номінальна кутова частота обертання валу [Об/хв]; p – число пар полюсів; η – коефіцієнт корисної дії [у.о.]; $\cos\varphi$ – коефіцієнт потужності [у.о.]; I_n – номінальний струм статора [А]; k_T – кратність пускового струму [у.о.]; m_{Π} – кратність пускового моменту [у.о.]; m_{\max} – кратність максимального моменту [у.о.]; J – момент інерції [кг*м²].

Параметри асинхронної машини розраховуються за наступними формулами:

- 1) Номінальна фазна напруга при схемі з'єднання обмотки зіркою [В]

$$U = \frac{U_n}{\sqrt{3}}$$

- 2) Частота обертів магнітного поля (синхронна частота обертів) [Об/хв]

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p}$$

- 3) Номінальне ковзання [у.о.]

$$s_n = \frac{n_1 - n_n}{n_1}$$

4) Критичне ковзання [у.о.]

$$s_{кр} = s_n \cdot (m_{\max} + \sqrt{m_{\max}^2 - 1})$$

5) Кутова частота обертів магнітного кола (синхронна частота) [рад/с]

$$\omega_1 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_1}{p}$$

6) Номінальна кутова частота обертів валу [рад/с]

$$\omega_n = \frac{\pi \cdot n_n}{30}$$

7) Номінальний момент [Нм]

$$M_n = \frac{P_n}{\omega_n}$$

8) Максимальний момент [Нм]

$$M_{\max} = m_{\max} \cdot M_n$$

9) Пусковий момент [Нм]

$$M_{II} = m_{II} \cdot M_n$$

10) Механічні втрати [Вт]

$$P_{\text{мех}} = (0,01 \div 0,05) \cdot P_n$$

11) Розрахунковий коефіцієнт (менше значення для машин з більшою потужністю)

$$C = (1,01 \div 1,05)$$

12) Зведений активний опір ротора [Ом]

$$R_r = \frac{1}{3} \cdot \frac{P_n + P_{mex}}{I_n^2 \cdot \frac{1-s_n}{s_n}}$$

13) Активний опір статора [Ом]

$$R_s = \frac{U \cdot \cos \varphi \cdot (1-\eta)}{I_n} - C^2 \cdot R_r - \frac{P_{mex}}{3 \cdot I_n^2}$$

14) Приведена індуктивність розсіювання статора і ротора [Гн]

$$L_{sp} = L_{rp} = \frac{U}{4 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot (1+C^2) \cdot k_1 \cdot I_n}$$

15) Індуктивність статора [Гн]

$$L_s = \frac{U}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot I_n \cdot \sqrt{1-\cos^2(\varphi)} - \frac{2}{3} \cdot \frac{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot M_{max}}{p \cdot U} \cdot \frac{s_n}{s_{кр}}}$$

16) Індуктивність ланцюга намагнічування [Гн]

$$L_m = L - L_{sp}$$

Після закінчення розрахунків необхідно визначити розрахунковий коефіцієнт і порівняти його із коефіцієнтом С, прийнятим раніше. Різниця між С та С1 повинна бути мінімальною.

$$C_1 = 1 + \frac{L_{sp}}{L_m}$$

Відповідно до схеми АІН рисунок 2.4 розроблено модель АІН в програмі візуального програмування (рисунок 2.5).

Модель живлення асинхронного двигуна від 3-фазного інвертора з ШІМ



Рисунок 2.5 - Модель АІН в програмі візуального програмування

Відповідно до розглянутої вище теорії на затвори транзисторів подаються прямокутні імпульси за певним алгоритмом, що відкривають транзистори, через які протікають фазні токи через статорні обмотки двигуна. Напряга на виході перетворювача має також прямокутний вигляд, що повністю відповідає теорії (рис. 2.6).

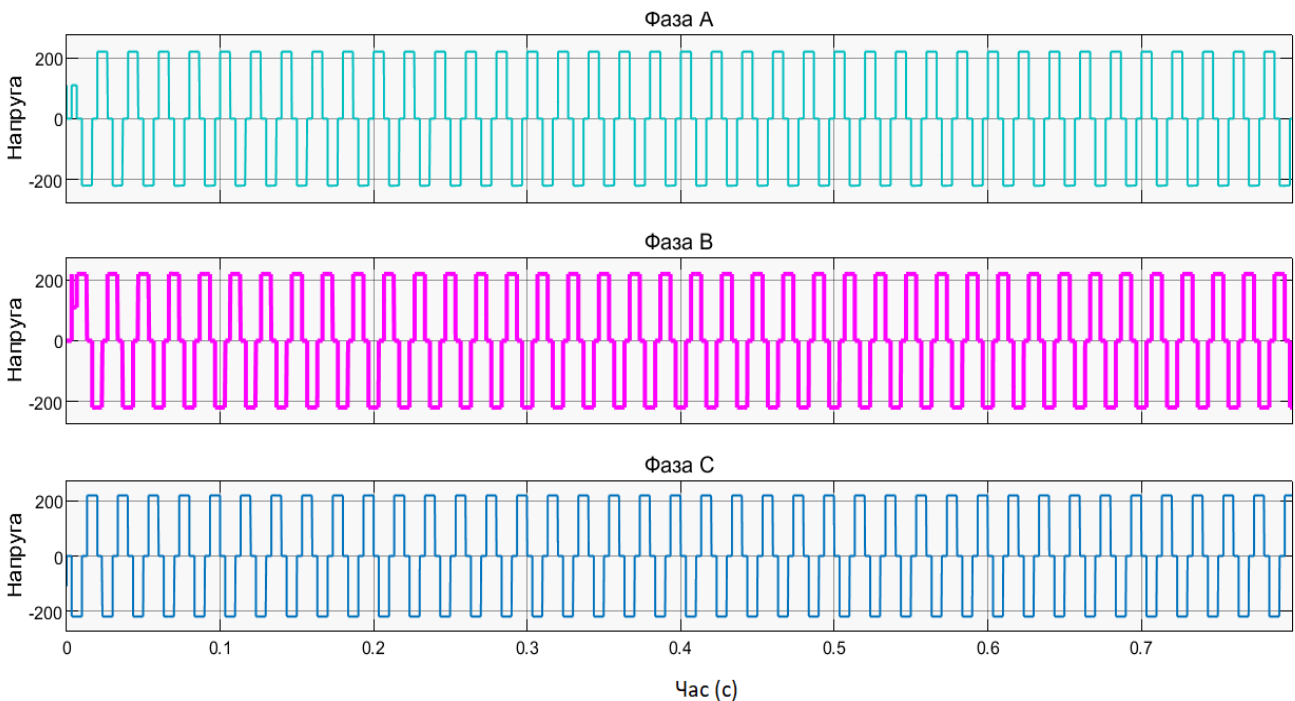


Рисунок 2.6 - Залежність напруги на виході АІН

На рис. 2.7 – 2.8 наведено залежності струму на виході і на вході АІН. Очевидно, струм на виході не є синусоїдальним і має спотворення.

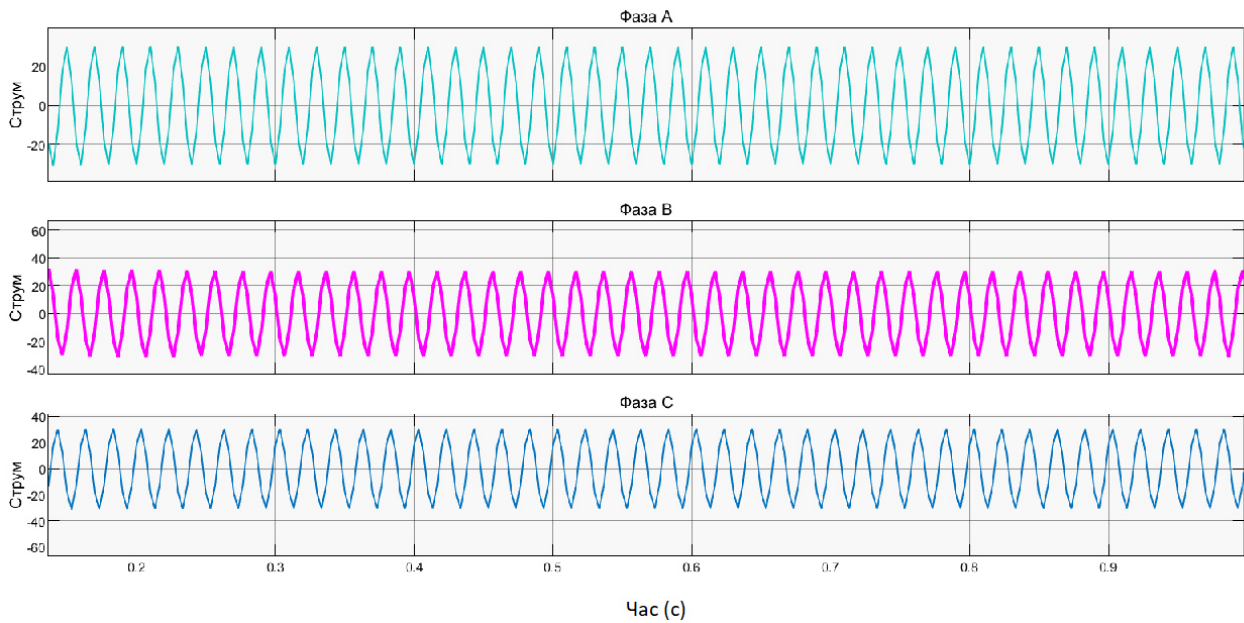


Рисунок 2.7 - Залежність струму на виході АІН

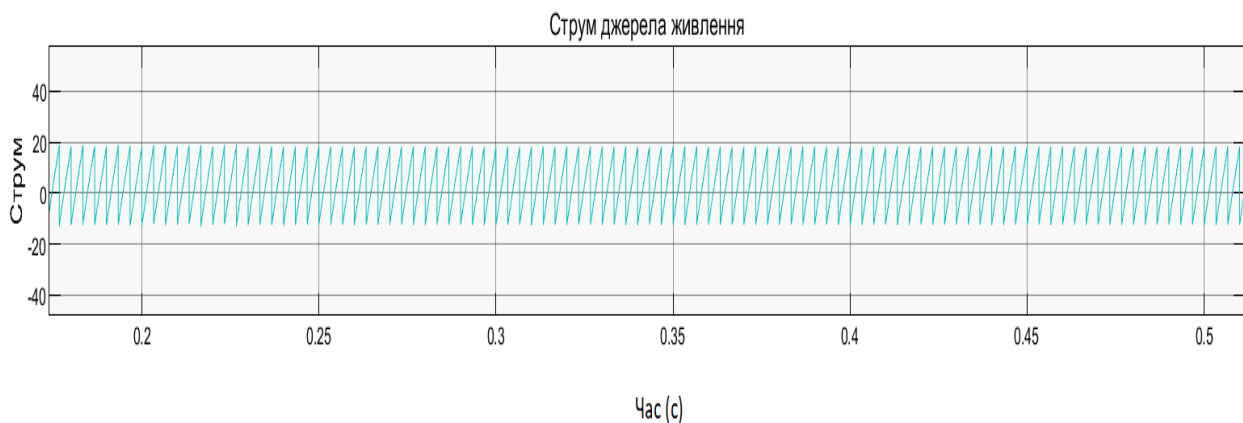


Рисунок 2.8 - Залежність напруги на вході АІН.

Для визначення гармонік в струмі проведено його спектральний аналіз за допомогою Фур'є перетворення.

На рисунок 2.9, 2.10 наведено спектри напруги і струму на виході АІН, а на рис. 2.11 спектри струму на вході.

Коефіцієнт нелінійних спотворень – показник, що характеризує ступінь відмінності форми сигналу від синусоїдальної. КНІ використовується в основному для виміру спотворень форми вхідного або вихідного струму. Коефіцієнт

нелінійних спотворень сигналу (K_{HI} , K_H) – величина, що виражає ступінь нелінійних спотворень сигналу, що дорівнює відношенню середньоквадратичного значення всіх вищих гармонік сигналу до напруги першої гармоніки:

$$K_H = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2}}{U_1}$$

Коефіцієнт нелінійних спотворень струму на вході дорівнює 67,45 %, а на виході для напруги 54,66 %, і для струму – 31,93 %.

З урахуванням простоти схеми керування, такий перетворювач може використовуватися в схемах живлення асинхронного електропровод стрілок.

Для зменшення нелінійних спотворень можна використовувати фільтри на вході і виході перетворювача.

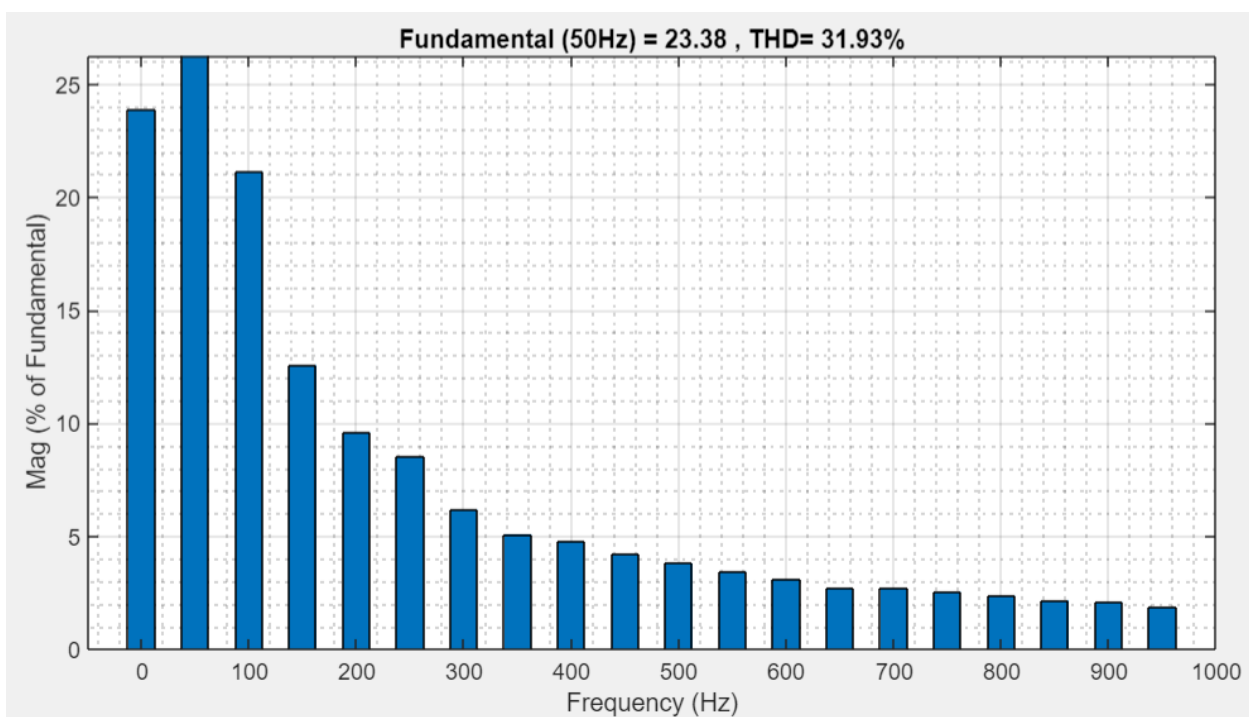


Рисунок 2.9 - Гармоніки струму на виході АІН.

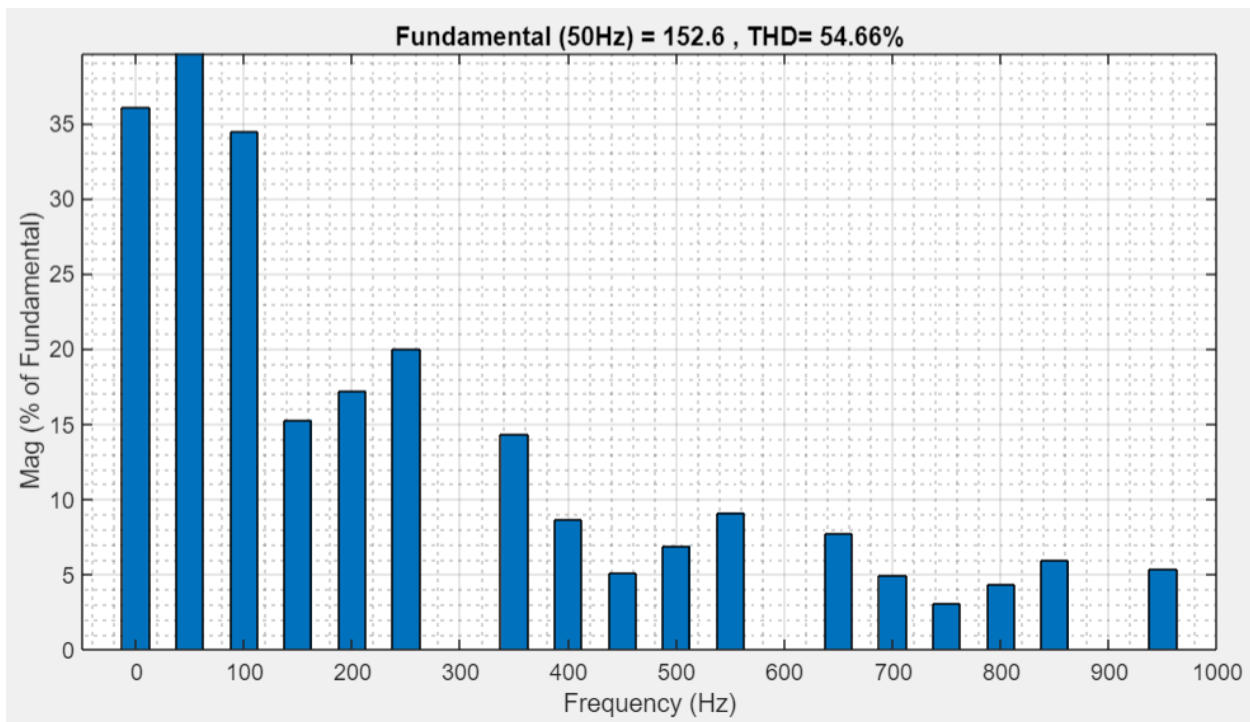


Рисунок 2.10 - Гармоніки напруги на виході АІН.

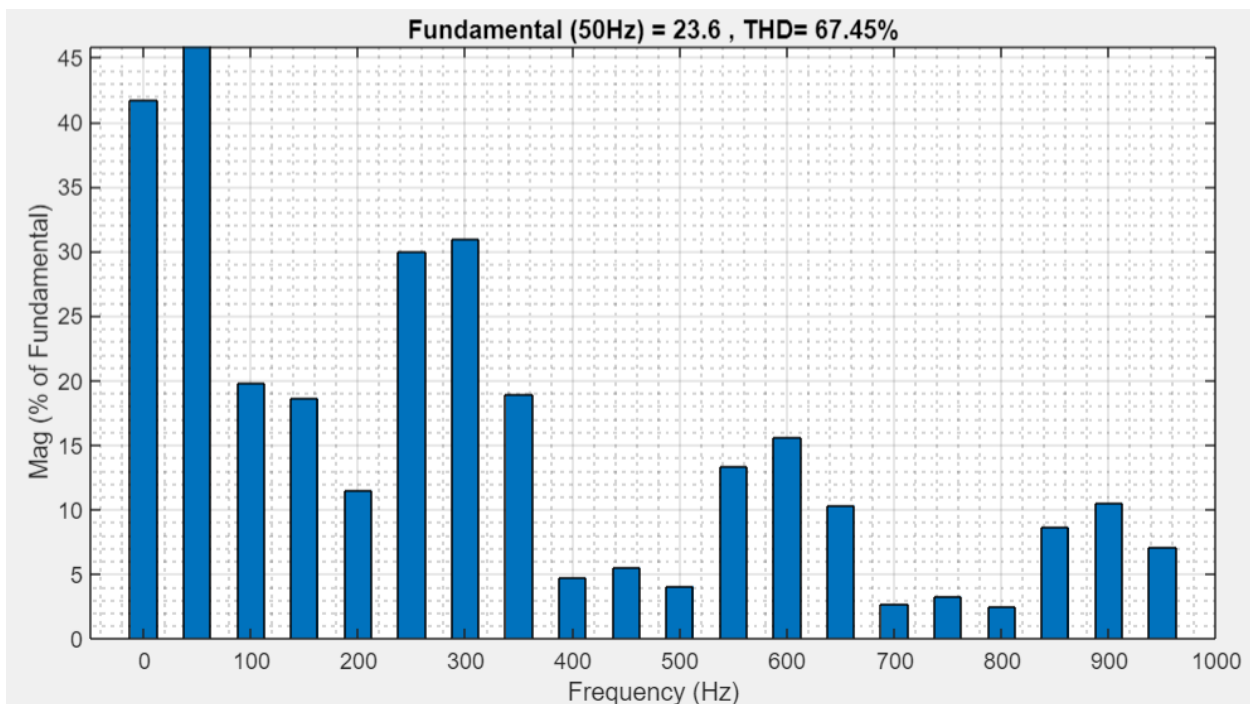


Рисунок 2.11 - Гармоніки струму на вході АІН.

2.2 Висновки за розділом

В ході виконання даного розділу було виконано дослідження частотного перетворювача за допомогою комп'ютерної моделі. В ході дослідження було спроектовано схему живлення трифазного електродвигуна на основі АІН.

Коефіцієнт нелінійних спотворень струму на вході дорівнює 67,45 %, а на виході для напруги 54,66 %, і для струму – 31,93 %.

З урахуванням простоти схеми керування, такий перетворювач може використовуватися в схемах живлення асинхронного електропровод стрілок.

Для зменшення нелінійних спотворень можна використовувати фільтри на вході і виході перетворювача.

Використання моделі дало можливість дослідити схему живлення трифазного електродвигуна змінного струму від однофазної мережі змінного струму.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

В роботі проведено аналіз перетворювачів для керування стрілочним електроприводом змінного струму та досліджено струм і напругу автономного інвертора з прямокутними імпульсами керування, а також визначено їх гармонійний склад. За результатами дослідження видно що використання інвертора в схемі живлення електродвигуна змінного струму в стрілочному електроприводі можливе, але потрібне встановлення додаткових фільтрів для боротьби з завадами.

Література

1. Маловічко В. В. Підвищення експлуатаційної надійності колійних пристроїв електричної централізації / В. В. Маловічко, В. І. Гаврилюк // Вісник Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна. – 2007. – Вип. 15. – С. 11-15.
2. Маловічко В. В. Визначення діагностичних ознак для автоматизованого контролю технічного стану стрілочного електродвигуна / В. В. Маловічко, В. І. Гаврилюк, В. Я. Кізяков // Вісник Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна. – 2007. – Вип. 16. – С. 9-12.
3. Маловічко В. В. Автоматизований контроль основних параметрів стрілочного електропривода / В. В. Маловічко, В. І. Гаврилюк // Вісник Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна. – 2007. – Вип. 16. – С. 5-7.
4. Маловічко В. В. Діагностування стрілочних переводів по кривим споживання струму в умовах експлуатації на станції / В. В. Маловічко // Збірник наукових праць. Донецький інститут залізничного транспорту Української державної академії залізничного транспорту. – 2007. – Вип. 11. – С. 60-69.
5. Маловічко В. В. Автоматизований контроль технічного стану стрілочних електродвигунів постійного струму по кривим споживання струму. / В. В. Маловічко, В. І. Гаврилюк // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – Харків: Вид-во Української державної академії залізничного транспорту, 2007. – Вип. 5, 6. – С. 18-21.
6. Маловічко В. В. Діагностування стану стрілочних переводів по споживанню струму електродвигунами безпосередньо в умовах поїзної роботи. / В. В. Маловічко, В. І. Гаврилюк // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – Харків: Вид-во Української державної академії залізничного транспорту, 2008, – № 1. – С. 30-34.

7. Маловічко В. В. Використання системи контролю стану стрілочних двигунів по кривій споживання струму в ремонтно-технологічних дільницях. / Маловічко В.В., Гаврилюк В.І., Решетняк М.І. // Вісник Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна. – 2007. – Вип. 18. – С. 11-15.

8. Маловічко В.В. Автоматизація обробки інформації в системах контролю та діагностування стану стрілочних переводів. / Маловічко В. В., Гаврилюк В. І., Рибалка Р. В. // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – Харків: Вид-во Української державної академії залізничного транспорту, 2009. – Вип. 2. – С. 29-33.

9. Маловічко В. В. Застосування нейромережних технологій для діагностування стрілочних переводів з двигунами постійного струму. / Гаврилюк В. І., Дуб В.Ю., Маловічко В. В. // Вісник Дніпропетровського національного університету залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна. – 2010. – Вип. 31. – С. 209-213.

10. Пат. 31735 Україна МПК В61L 7/00. Спосіб дистанційного контролю та діагностування стрілочних переводів з двигуном постійного струму /Маловічко В. В., Гаврилюк В. І.; заявник та патентовласник Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна. – заявлено 29. 10. 2007; опубліковано 25. 04. 2008, Бюл. №8.

11. Пат. 50826 Україна МПК В61L 7/00. Спосіб автоматизованого контролю та діагностування стрілочних переводів. /Маловічко В. В., Гаврилюк В. І., Рибалка Р. В.; заявник та патентовласник Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту імені академіка В. Лазаряна. – заявлено 22.12.2009; Опубліковано 25.06.2010, Бюл. №12.

12. Маловичко В.В., Кизяков В. Я. Анализ отказов napольных устройств электрической централизацией. // Проблемы та перспективи розвитку залізничного транспорту: Тези 65 Міжнародної науково-практичної конференції. –Д.: ДПТ. – 2005. – С. 317.

13. Маловичко В. В., Гаврилюк В. И. Диагностирование стрелочных переводов с двигателями постоянного тока. // Проблемы та перспективи розвитку залізничного транспорту: Тези LXVI Міжнародної науково-практичної конференції. –Д.: ДІТ. – 2006. – С. 313.
14. Маловічко В.В., Гаврилюк В.І., Кізяков В.Я., Визначення діагностичних ознак для автоматизованого контролю технічного стану стрілочних електродвигунів. // Електромагнітна сумісність на залізничному транспорті»(EMC-R 2007): Тези I Міжнародної науково-практичної конференції. –Д.: ДІТ. – 2007. – С. 59-60.
15. Маловічко В.В. Підвищення експлуатаційної надійності колійних пристроїв електричної централізації. // Електромагнітна сумісність на залізничному транспорті»(EMC-R 2007): Тези I Міжнародної науково-практичної конференції . –Д.: ДІТ. – 2007. – С. 71.
16. Маловічко В.В., Гаврилюк В.І. Автоматизований контроль основних параметрів стрілочного електроприводу. // Електромагнітна сумісність на залізничному транспорті»(EMC-R 2007): Тези I Міжнародної науково-практичної конференції. –Д.: ДІТ. – 2007. – С. 72.
17. Маловічко В.В. Діагностування стрілочних переводів. // Електромагнітна сумісність на залізничному транспорті: Тези I Міжнародної науково-практичної конференції. –Д.: ДІТ. – 2007. – С. 73.
18. Маловичко В.В. Анализ отказов напольных устройств электрической централизации. // Електромагнітна сумісність на залізничному транспорті: Тези I Міжнародної науково-практичної конференції. –Д.: ДІТ. – 2007. – С. 96-97.
19. Маловічко В.В., Гаврилюк В.І., Рибалка Р.В. Визначення способів автоматичної обробки інформації в системі контролю та діагностування стрілочних переводів. // Транспортні зв'язки. Проблеми та перспективи: Тези Міжнародної науково-практичної конференції. –Д.: ДІТ. – 2008. – С.84-85.20.