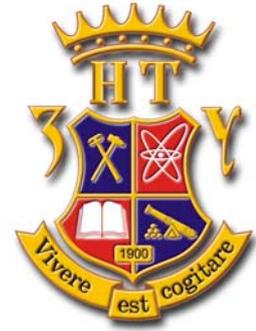


Запорізький національний технічний університет

**ЕЛЕКТРОТЕХНІКА ТА
ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА**

НАУКОВИЙ ЖУРНАЛ



2'2007

(грудень)

**Виходить два рази на рік
(грудень, червень)**

Видається з 1999 року.

**Зареєстрований 29 січня 2003 року Державним комітетом
інформаційної політики, телебачення та радіомовлення України,
Свідоцтво – серія КВ № 6905.**

Засновник та видавник: Запорізький національний технічний університет

**Запоріжжя, ЗНТУ
2007**

ISSN 1607–6761

Науковий журнал друкує наукові праці, теоретичні розробки, довідкові матеріали про розробки підприємств, вищих навчальних закладів, НДІ у галузі електротехніки, електроенергетики у відповідності з рубриками:

1. Електротехніка.
2. Електроенергетика.

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

Головний редактор д.т.н., Волков О. В.
Заст. гол. редактора к.т.н., Байша О. І.

Члени редколегії:

Андрієнко П. Д.	д.т.н.	Онуфрієнко В. М	д.ф.-м.н.
Биковський О. Г.	д.т.н.	Півняк Г. Г.	д.т.н., академік НАНУ
Гостєв В. І.	д.т.н.	Піза Д. М.	д.т.н.
Зіновкін В. В.	д.т.н.	Потапенко Є. М.	д.т.н.
Кириленко О. В.	д.т.н., академік НАНУ	Пуйло Г. В.	д.т.н.
Клепіков В. Б.	д.т.н.	Розанов Ю. К. (МЕІ, Росія)	д.т.н.
Лущик В. Д.	д.т.н.	Труфанов І. Д.	д.т.н.
Метельський В. П.	к.т.н.	Яримбаш С. Т.	к.т.н.

Рекомендовано до видання Вченою радою Запорізького національного технічного університету, протокол № 4 від 26.11.2007 року.

Рукописи проходять незалежне рецензування із залученням провідних фахівців, за результатами якого редакційна колегія приймає рішення про опублікування. У разі невідповідності матеріали не повертаються авторіві.

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64.
Тел.: (061) 7–698–296, факс: (061) 764–21–41.
E-mail: rvv@zntu.edu.ua

ЗМІСТ

I ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

Гончаров Ю. П., Панасенко М. В., Божко В. В., Хворост М. В., Єресько О. В., Замаруєв В. В., Івахно В. В., Васькевич А. В., Любич Р. І. ПЕРЕТВОРЮВАЧ З ВОЛЬТОДОДАТКОМ НА ПОВНІСТЮ КЕРОВАНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДАХ ДЛЯ ТЯГОВИХ ПІДСТАНЦІЙ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	4
Андрієнко П. Д., Шило С. І., Немудрий І. Ю. ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМОВ ТОРМОЖЕНИЯ В СИСТЕМЕ ИМПУЛЬСНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СЕРИЕСНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ	11
Глебин А. Г. ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ РЕЗОНАНСНЫМ ИНВЕРТОРОМ ТОКА ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА МЕТАЛЛОВ	15
Стрункин Г. Н. ОПТИМИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ КОММУТАЦИИ ДВУХУРОВНЕВОГО АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ	19
Переверзев А. В., Кузнецов Д. А. МНОГОУРОВНЕВЫЙ АВТОНОМНЫЙ ИНВЕРТОР НАПРЯЖЕНИЯ С ОДНОУРОВНЕВЫМ ИСТОЧНИКОМ НАПРЯЖЕНИЯ	23
Тиховод С. М. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МЕТОДИКИ РАСЧЕТА УСТАНОВИВШИХСЯ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА	29
Сінолиций А. П., Кольсун В. А., Жуйков М. В. ЕНЕРГЕТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТИРИСТОРНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ У ДИНАМІЧНОМУ РЕЖИМІ ЇХ РОБОТИ	33
Орловский И. А., Бут Ю. С. УТОЧНЕННЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ И ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕМЕЩЕНИЯ МОСТОВОГО КРАНА	39
Соколов В. П. УСТРОЙСТВО ДЛЯ КОНТРОЛЯ ВЫСОКИХ ЗНАЧЕНИЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ	51
Синявский А. А. УЧЕТ ЭФФЕКТА УПРУГОГО СПЛЮЩИВАНИЯ РАБОЧИХ ВАЛКОВ В ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ КЛЕТЕЙ НЕПРЕРЫВНОГО ТОНКОЛИСТОВОГО ПРОКАТНОГО СТАНА	54
Волков А. В., Крикота С. М. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ДВУХЗВЕННОГО НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ, НАГРУЖЕННОГО НА АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ	61
Трухин А. С. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РЕВЕРСИВНОГО ТИРИСТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА С РАЗДЕЛЬНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ	71

II ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

Мирошниченко О. Г. КОМПЕНСАЦИЯ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В УЗЛАХ ЭНЕРГОСИСТЕМЫ С УЧЕТОМ ФАКТИЧЕСКИХ ГРАФИКОВ НАГРУЗОК	76
НАШІ ЮВІЛЯРИ	83

I. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

УДК 621. 331: 621. 311.4: 621: 314. 632

Ю. П. Гончаров, М. В. Панасенко, В. В. Божко, М. В. Хворост, О. В. Єресько,
В. В. Замаруєв, В. В. Івахно, А. В. Васькевич, Р. І. Любіч

Перетворювач з вольтододатком на повністю керованих напівпровідникових приладах для тягових підстанцій постійного струму

Розглянута структура джерела живлення контактної мережі на основі послідовного з'єднання фазо- і широтно регульованого випрямлячів, яка дозволяє (поряд з підвищенням коефіцієнта потужності приблизно до одиниці) реалізувати ряд додаткових корисних функцій щодо перетворювача живлення. Запропоновані вузли комутаційного захисту дозволяють використовувати існуючі на промисловому ринку напівпровідникові прилади.

1. Аналіз стану проблеми і постановка задачі роботи

Для живлення контактних мереж електрифікованих залізниць, а також метрополітену та іншого міського транспорту у даний час використовують напівпровідникові перетворювачі. Вони можуть бути некерівані по вихідній напрузі, що суттєво знижує якість електропостачання та пропускну здатність магістралей. Для регулювання вихідної напруги найбільш поширене практичне застосування мають два методи:

– переключення секцій обмоток трансформатора, однак його недоліками є невисока надійність механічних перемикачів, несправність та обмежена швидкодія регулювання;

– використання тиристорних випрямлячів з фазовим керуванням, однак його недоліком є споживання реактивної потужності від мережі живлення, що примушує додатково встановлювати досить складні та дорогі фільтро-компенсуючі пристрої.

Окрім того, ці методи не дозволяють реалізувати корисні та додаткові функції, які пояснюються далі.

Подальше підвищення ефективності системи електропостачання контактної мережі постійного струму можна досягти за рахунок використання на тягових підстанціях напівпровідникових перетворювачів, реалізуючих при забезпеченні високого коефіцієнта корисної дії і високої надійності наступні функції:

– безконтактне регулювання вихідної напруги з метою компенсації відхилень напруги у живлячій мережі і падіння напруги в контактній мережі при протіканні струму навантаження;

– компенсацію реактивної потужності у живлячій мережі з метою доведення коефіцієнта потужності до величини не нижче за 0,98, рекомендованою новими світовими стандартами на якість споживчої електроенергії;

– швидкодіюче обмеження аварійних струмів на рівні порядку $1,2 \div 1,3$ від максимального робочого струму;

– використання активної фільтрації вихідних гармонік з метою зменшення установленної потужності силових пасивних фільтрів та зменшення, як наслідок, динамічних коливань вихідної напруги при різких змінах навантаження. Перераховані задачі вирішуються при сполученні дванадцятипульсного напівкеріваного або повністю керованого випрямляча, в якому тиристорні мости у сталому режимі працюють з кутом управління $\alpha = 0$, та реверсивного вольтододатка на повністю керованих напівпровідникових приладах відповідно структурної схеми рис. 1 [1–3].

Основний випрямляч ОВ у випадку його напівкеріваності має окрім діодного також і тиристорний трифазний міст, який у сталому режимі працює при куті управління $\alpha = 0$, що мінімізує споживання із мережі реактивної потужності. Запираючий вольтододаток ЗВ

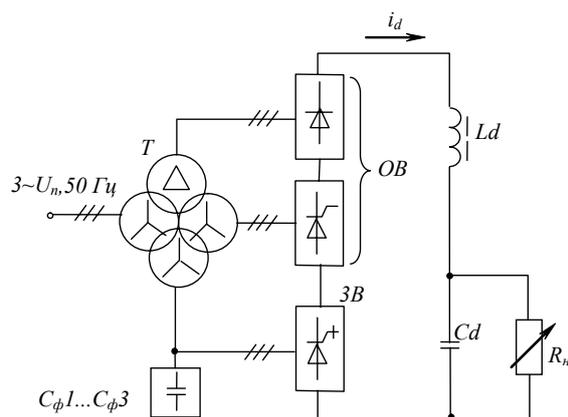


Рис. 1. Структурна схема перетворювача вольтододаткового типу: ОВ – основний дванадцятипульсний випрямляч; ЗВ – запираючий вольтододаток; $L_d C_d$ – вихідний фільтр вольтододатка; R_n – еквівалентний резистор, враховуючий навантаження, Т – силовий трансформатор

© Ю. П. Гончаров, М. В. Панасенко, В. В. Божко, М. В. Хворост, О. В. Єресько,
В. В. Замаруєв, В. В. Івахно, А. В. Васькевич, Р. І. Любіч 2007 р.

виконується по схемі трифазного мостового перетворювача з широтно-імпульсною модуляцією (ШІМ) на частоті порядку 900–1200 Гц. Із двох основних схем ШІМ-перетворювачів [4] з основним випрямлячем безпосередньо сумісним є перетворювач на двоквADRантних ключах знакозмінної напруги, які можуть бути реалізовані шляхом послідовного з'єднання запираючого одноквADRантного прилада, наприклад асиметричного GTO чи GCT або IGBT, із прямим діодом, а також з дроселем снабера (рис. 2).

На боці змінного струму пульсації з частотою ШІМ придушуються фільтром С, створеним індуктивністю розсіювання силового трансформатора Т і додатковими конденсаторами з реактивною потужністю порядку (30–50 %) від потужності вольтододатка, що є достатнім. Реверсивний характер вольтододатка (перехід із випрямляючого у інверторний режим і навпаки) дозволяє в свою чергу скоротити його сталу потужність вдвічі, що дозволяє створити при реальних значеннях коливань напруги і навантаження установлену потужність перетворювача-вольтододатка на рівні $0,2 \div 0,3$ від установленої потужності основного випрямляча.

ШІМ дозволяє забезпечити регулювання вихідної напруги u_{dv} вольтододатка не тільки без споживання реактивної потужності, але й створити невеликий випереджуючий реактивний струм, пропорційний струму навантаження i_d , з метою компенсації споживання реактивної потужності в основному перетворювачі

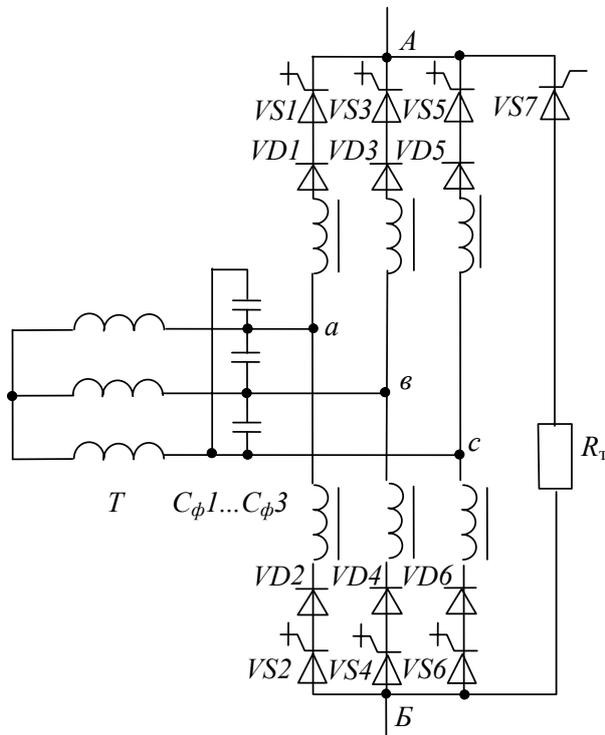


Рис. 2. Вольтододатковий перетворювач 3В на двоквADRантних ключах знакозмінної напруги у вигляді послідовного з'єднання двоопераційного напівпровідникового приладу без зворотних блокуючих властивостей і прямого діода

ОВ, обумовленого наявністю індуктивності розсіювання силового трансформатора Т. Тим самим і досягається високий результуючий коефіцієнт потужності живлячої мережі.

Для організації швидкодіючого струмообмеження в аварійних режимах вольтододатковий перетворювач короткочасно переводиться в СО-режим, при якому чередується стан холостого ходу (ХХ), коли всі ключі моста вимкнені, і короткого замикання (КЗ), коли ввімкнені два ключа однієї і тієї ж фази з чергуванням фаз для рівномірного завантаження ключів моста по струму. При переході в ХХ-стан підвищується напруга u_{dv} на виході моста, що веде до отпирання тиристора

VS1 і переводу струму i_d на баластний резистор R_T , опір якого визначається із співвідношення

$$R_T \cdot i_{dT} = u_{d0 \max}, \quad (1)$$

де i_{dT} – потрібний поріг струмообмеження; $u_{d0 \max}$ – максимальна напруга на виході основного випрямляча.

Вводячи гістерезис Δi_d порога струмообмеження, можна чередувати ХХ і КЗ – стани по релейному принципу, виконуючи швидкодіюче струмообмеження до тих пір, коли керований міст ОВ не буде переведений в інверторний режим і основний перетворювач не приймає на себе функцію струмообмеження, що відбувається із запізненням на час порядку півперіода напруги живлячої мережі.

І накінець, вольтододаток у основному режимі при частоті ШІМ у відмічених вище межах може приймати на себе функції активного фільтра другої, четвертої і шостої гармонік вихідної напруги, які виникають в результаті різного роду несиметрій: напруги у живлячій трифазній мережі, індуктивностей розсіювання обмоток зірки і трикутника у основному двадцятипульсному випрямлячі і т. п.

Розглянемо деякі з можливих альтернативних рішень. Одне з них полягає у повній відмові від використання некерованого і фазокерованого основного випрямлячів та використання випрямляча з ШІМ в якості основної і єдиної ланки. Однак для такого вирішення питання ще немає напівпровідникових приладів із необхідними характеристиками одночасно і по напрузі і по струму, а використання послідовного чи паралельного з'єднання багатьох чарунок є дуже вартісним і складним рішенням. Перевагою рішення на рис. 1 є те, що для нього потрібні запираючі тиристори на величину робочої напруги біля $U_{d0 \max} / 2$ і, що не менш важливо, при цій напрузі ці тиристори працюють лише короткочасно (тільки в СО-режимі), тобто комутаційні втрати потужності, які при підвищених частотах ШІМ перевищують інші складові втрати у декілька разів, не відіграють вирішальної ролі. У сталому режимі вольтододаток працює при напрузі у декілька разів меншій у порівнянні з $U_{d0 \max}$.

Іншим альтернативним рішенням є використання вольтододаткового перетворювача на базі інвертора напруги на боці змінного струму. Але при цьому ускладнюється реалізація функції активної фільтрації на

боці постійного струму. Використання того ж перетворювача в якості вольтододатка на постійному струмі ускладнюється тим, що з цього боку перетворювач діє тільки як підвищуючий і не може обмежувати струмові перевантаження.

Недоліком рішення на рис. 1 є потреба у підвищеній частоті ШІМ, яка безпосередньо не може бути одержана.

Метою даної роботи є аналіз шляхів підвищення ефективності системи електропостачання контактної мережі за рахунок використання повністю керованого послідовного перетворювача, зокрема шляхів одержання підвищеної частоти ШІМ, що потрібно для реалізації перелічених вище функцій структурної схеми на рис. 1. Це досягається за рахунок запропонованого алгоритму керування у сполученні зі схемами снаберів вимикання та ввімкнення, що також пропонуються у даній роботі. Відзначимо, що деякі із потужних повністю керованих напівпровідникових приладів в принципі можуть працювати і без снаберів, але це не дозволяє одержати прийнятних величин їх частоти перемикачів і, отже, частоти ШІМ у перетворювачах. Особливо це відноситься до повністю керованих тиристорів, які на даний час є фактично безальтернативними приладами для систем тягового електропостачання електрифікованих залізниць.

2. Алгоритм керування із виділенням структурних інтервалів з максимальним струмом завдання

Особливість силової схеми вольтододаткового перетворювача (рис. 2) полягає у тому, що в робочих режимах, коли баластний ланцюг VS, R_T не підключається, в любий інтервал часу проводить струм один із ключів у катодній групі і один у анодній. В результаті чергуються робочі стани, при яких проводять струм i_d два ключа різних фаз і КЗ-стан, при якому проводять два ключа однієї і тієї ж фази. У КЗ-стані всі три фазні струми на вході комутатора рівні нулю.

Вихідна ідея алгоритму запропонована у роботі [5] і полягає у тому, що виділяються інтервали часу з мак-

симальним струмом завдання у одній із вхідних фаз (структурні інтервали) і кожний такий структурний інтервал в свою чергу ділиться на ціле число тактів ШІМ. Такт ШІМ також ділиться на два інтервали, із яких перший відповідає робочому, а другий КЗ-стану. Відносна тривалість робочого інтервала рівна відносному струму фази із максимальним струмом завдання $t_m^* = i_{zm} / i_d$, і в цій фазі струм i_d тече у всьому інтервалі t_m^* . Робочий інтервал t_m^* , в свою чергу, поділяється на два підінтервали t_1^* і t_2^* у пропорції, рівній відносним струмам завдання двох інших фаз і на кожному із цих підінтервалів струм i_d повертається до другого полюса виходу через відповідну фазу.

У відповідності до цього алгоритму у фазі з максимальним струмом завдання анодний або катодний ключ замкнутий на всьому структурному інтервалі, а перемикач відбуваються тільки у іншій групі ключів. При припущенні про безкінечну частоту ШІМ за допомогою даного алгоритма забезпечуються синусоїдальні струми у фазах, а при кінцевій частоті вони наближаються до синусоїдальних. На рис. 3 показана форма фазного струму при частоті ШІМ 1200 Гц, одержана на Matlab-моделі перетворювача.

Цей алгоритм керування працює у широкому діапазоні зміни струмового навантаження впритул до режиму холостого ходу підстанції, що також перевірялось на Matlab-моделі перетворювача. Завдання по вихідному активному струму формується в функції вихідної напруги, а також додається завдання по випереджаючому реактивному струму для компенсації реактивного струму основного випрямляча. Тому результуюче завдання завжди відрізняється від нуля і процес вибірки максимального струму не порушується у режимі, коли активна складова переходить через нульове значення. Результуючий коефіцієнт потужності підтримується при цьому на рівні вище 0,985 у діапазоні змінення вихідного струму від 100 до 20 % від номінального, а при малих струмах підтримувати таке значення не має необхідним. Функція активного фільтра зберігається у тому разі і у режимі переривча-

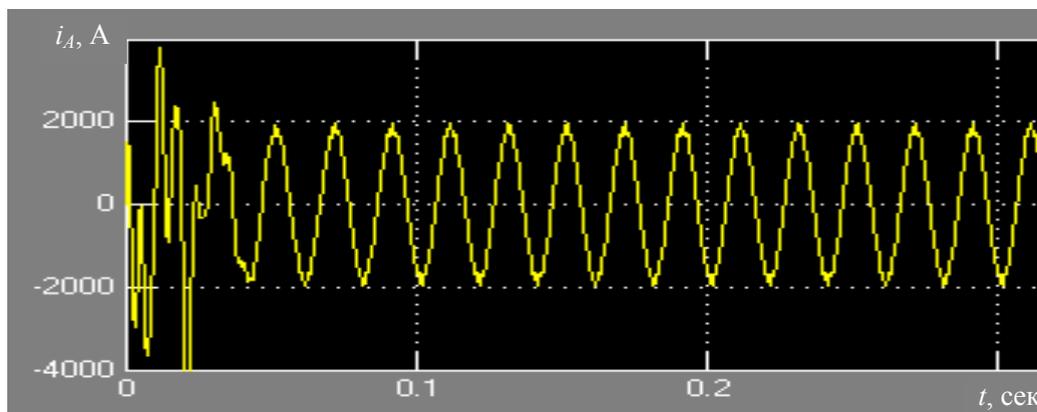


Рис. 3. Струм фази А вольтододатка при частоті ШІМ 1200 Гц

стого вихідного струму, а у режимі «чистого» холостого ходу вона також не є потрібною, тому що напруга на конденсаторі вихідного фільтра природним чином підтримується ідеально згладженою.

Щоб був працездатним запропонований у розділі 4 снабер ввімкнення, пропонується удосконалити розглянутий вище алгоритм керування таким чином, щоб зберегти незмінним напрямком чергування фаз при перемиканнях.

Якщо прийняти, наприклад, пряме чергування фаз, то у катодній групі перемикання відбуваються тільки у прямій послідовності 135135... Аналогічна пряма послідовність формується і у анодній групі. Ясно, що в межах одного структурного інтервала таке впорядкування не визиває труднощів. Однак при переході до другого структурного інтервалу може бути потрібним зворотнє перемикання, наприклад, з тиристора 1 на тиристор 5. Щоб зберегти при цьому пряме чергування фаз, пропонується короткочасно перевести струм i_d на тиристор 3, і тільки після цього переводити на тиристор 5. Щоб мінімізувати пов'язані з додатковим перемиканням скривлення форми, необхідно мінімізувати тривалість додаткового міжкомутаційного інтервала. Ця тривалість повинна бути достатньою для підготовки снаберів до чергового перемикання.

3. ICD-снабер вимикання

Позитивна особливість вольтододаткового перетворювача із алгоритмом керування, запропонованим у розділі 2, полягає у тому, що стрибки (перепади) напруги на ключах комутатора безпосередньо передаються на його вихід і не накладаються один на одного. Це дозволяє застосовувати загальний для шести ключів трифазного моста снабер вимикання, підключаємий на боці постійного струму.

Відомо, що дія снабера вимикання може трактуватися як передача в його конденсатор енергії комутації, яка виділяється на активному інтервалі комутаційного процесу при зміні миттєвої провідності ключа між великим і малим значеннями [6]. В традиційному RCD-снабері [5] ця енергія потім виділяється у вигляді тепла в резисторі снабера. Використання ж загального снабера вимикання дозволяє відмовитися від розсіювання енергії снаберних конденсаторів у резисторах, реалізуючи повернення енергії комутації у живлячу мережу. Для цього необхідно замінити розрядний резистор R традиційного снабера вимикання на розрядне джерело постійного струму I , роль якого виконує відносно малопотужний (1 % від потужності вольтододатка) введений інвертор струму.

Базова схема ICD-снабера наведена на рис. 4, а. Вона підключається паралельно мосту 3В на рис. 2, або рис. 4.

Кожний раз, коли запирається один з тиристорів моста, виникає негативний перепад (зниження напруги) u_{dB} , що приводить до відкриття діода VD і переходу струму i_d в коло снабера. Конденсатор C при цьому підключається паралельно зовнішнім виводам моста АБ і тим самим обмежує швидкість спаду напруги u_{dB} , отже, швидкість наростання напруги на вимикаємому ключі комутатора. При позитивному перепаді напруги діод VD запирається і відбувається відповідна зміна

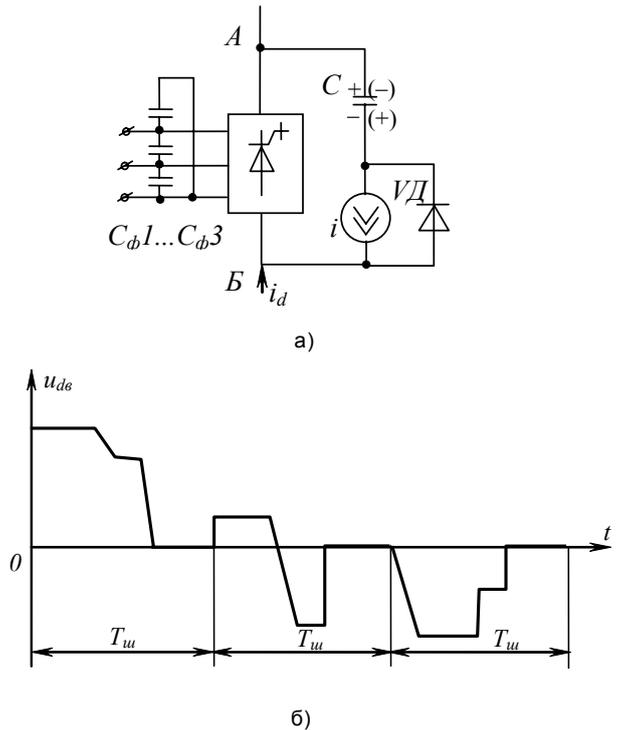


Рис. 4. Базова схема ICD-снабера (а) і характер зміни напруги u_{dB} на одному такті ШІМ $T_{ш}$ у різних режимах роботи вольтододатка, показаних на загальній вісі часу

напруги на конденсаторі з передачею енергії комутації розрядному джерелу струму i . Конденсатор при цьому буде відрізаний від виводів комутатора і зміна напруги u_{dB} не затримується (рис. 4, б). Ці процеси відбуваються незалежно від того, у якому режимі працює вольтододаток: випрямляючому, інверторному або коли середня напруга u_{dB} рівна нулю.

Негативною особливістю ємнісних снаберів вимикання є те, що вони не можуть працювати у широкому діапазоні зміни струму навантаження i_d від нуля до максимального. При зниженні струму навантаження до нуля тривалість фронтів спаду вихідної напруги стає невизначно великою, що порушує нормальну роботу схеми. Однак при малих струмах навантаження відпадає і необхідність у роботі снабера, оскільки комутаційні втрати при $i_d \rightarrow 0$ знижуються до нуля, тобто при зниженні струму до деякої малої величини можна відключити снабер. Для цього можна примістити ключ S з одноопераційного тиристора, провідність якого співпадає з напрямком протікання розрядного струму i (рис. 5). Якщо цей тиристор не відкривати, то конденсатор C залишається зарядженим до максимальної зворотньої напруги і снабер не діє. Крім цього, корисно поділити снабер на дві паралельні чарунки, одна з яких діє тільки в режимі п'ятихвилинного струмового перевантаження подвійним струмом, який передбачений діючими стандартами для тягових підстанцій. Після переходу до тривалого режиму ця чарунка відключається, що дозволяє швидше забезпечити за допомогою джерела струму і початкову напругу на конденсаторі перед формуванням чергового

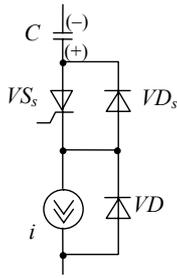


Рис. 5. Схема ICD-снабера з можливим відключенням снаберного конденсатора при малих струмах навантаження

робочого фронту вихідної напруги (фронту спаду). Тим самим стає менш жорстким обмеження по мінімальному часу ввімкненого стану силового тиристора, на протязі якого через конденсатор тече струм розрядного джерела.

Розрахунок ICD-снабера базується на наступних трьох співвідношеннях для енергії комутації, циркулюючої у схемі перетворювача:

$$A_0 = \frac{1}{2} S \cdot t_a, \quad A^* = A / A_0 = \frac{1}{12} \cdot \frac{t_a}{t'_a},$$

$$\frac{CU_k^2}{2} \cdot f_{ш} = u_0 i, \quad (2)$$

де $S = i_d \cdot u_k$ – потужність комутації тиристорного ключа, що визначається як добуток комутуємого ключем струму i_d на комутуєму напругу u_k , яка з'являється на ключі після закінчення комутації; t_a – час знаходження ключа у активному режимі, тобто при одночасно відмінних від нуля струмі і напрузі (активний час); цей час визначається часом спаду струму при лінійній законі його зміни у часі; A_0 і A – енергія тепловиділення в тиристорі при відсутності і наявності снабера; t'_a – активний час ключа з ідеальним тиристором, який рівний часу наростання напруги на ньому при допущенні миттєвого переходу струму на конденсатор снабера; u_0 – середня напруга на виводах джерела розрядного струму i ; $f_{ш} = 1/T_{ш}$ – частота ШІМ.

Відмітимо, що під ключем у загальному випадку розуміється сукупність із вимикаючого тиристора і снабера, який при кожній комутації приєднується паралельно тиристорі.

Прокоментуємо співвідношення (2). У зв'язку з малою тривалістю комутації напруга на вимикаємому ключі при відсутності снабера може бути прийнятою постійною і рівною величині u_k . Тоді перша формула (2) витікає із того, що середній струм на активному інтервалі t_a із урахуванням припущення про лінійний закон зміни струму є рівним половині максимального струму i_d . Величина u_k в принципі змінюється від однієї комутації до іншої у залежності від конкретних значень напруги на конденсаторах вхідного фільтра вольтододатка (рис. 4, а). При використанні вище розгля-

нутого алгоритму перемикачів на періоді ШІМ $T_{ш}$ відбувається три перемикачів, в ході яких струм i_d по чергово переходить на один із трьох тиристорів групи моста – анодної або катодної. І іншій групі при цьому проводить струм тільки один з трьох тиристорів і ніяких комутацій не відбувається. Можна показати, що величина сумарного перепаду напруги на примусово вимикаємих тиристорах є близькою до амплітуди $U_{лм}$ лінійної напруги на вході вольтододаткового моста, яка пов'язана з найбільшою середньою напругою $u_{d0в}$ на виході вольтододатка співвідношенням:

$$u_{d0в} = \frac{3}{2\sqrt{3}} U_{лм}. \quad (3)$$

При підстановці у (2) величини $u_k \approx U_{лм}$ визначається повна енергія примусових вимикачів на періоді ШІМ і для переходу до сумарної потужності комутаційних втрат її треба помножити на частоту ШІМ $f_{ш}$.

Друга (середня) формула співвідношення (2) обґрунтована в роботі [5] при припущенні про те, що закон зміни струму вимикаємого тиристора при підключенні снабера залишається таким же.

Третя (остання) формула співвідношення (2) дозволяє визначити середню потужність $u_0 \cdot i$, яка приймається розрядним джерелом струму, при підстановці сумарного $u_k \approx U_{лм}$.

Приймаємо для прикладу наступні вхідні дані: $U_{лм} = 1000$ В, $i_{dN} = 2400$ А, $i_{dm} = 2i_{dN}$ (п'ятихвилинне перевантаження), час вимикання тиристора $t_q = 20 \cdot 10^{-6}$ сек, частота ШІМ $f_{ш} = 1000$ Гц. З урахуванням рівня струмообмеження 125 % потрібні тиристиори на робочий струм $1,25 i_{dm} = 6000$ А.

Максимальні втрати потужності в тиристорі на інтервалі провідності

$$P_{0n} = \Delta U \cdot I_{dcp} = \Delta U \frac{i_{dm}}{3} = 4800 \text{ Вт.}$$

Втрати потужності в тиристорі в режимі провідності у номінальному режимі:

$$P_{onN} = P_{on} \cdot \frac{i_{dm}}{i_{dN}} = 2400 \text{ Вт.}$$

Резерв на комутаційні втрати потужності у номінальним режимі:

$$\Delta P = P_{0n} - P_{onN} = 2400 \text{ Вт.}$$

Прийmemo у номінальному режимі

$$t'_a = \frac{t_a}{2} = 10 \cdot 10^{-6} \text{ сек,}$$

тоді $A^* = \frac{1}{6}$.

Базисні комутаційні втрати в тиристорі:

$$P_{k0} = \frac{1}{12} \cdot U_{\text{лм}} \cdot i_{dN} \cdot t_a \cdot f_{\text{ш}} = 4800 \text{ Вт.}$$

Фактичні комутаційні втрати в тиристорі:

$$P_{kN} = A^* \cdot P_{k0} = 800 \text{ Вт (33 \% від } P_{\text{онN}} \text{ і тільки 1/3 від резерва).}$$

Номінальна ємність снаберного конденсатора:

$$C_N = \frac{i_{dN} \cdot t_a'}{U_{\text{лм}}} = 24 \cdot 10^{-6} \text{ Ф.}$$

Враховуючи вище сказане, для режиму перевантаження збільшимо ємність снаберного конденсатора втричі, підключивши ще чарунку з конденсатором ємністю $2 C_N$. Тоді

$$t_a' = \frac{3C_N \cdot U_{\text{лм}}}{i_{dm}} = 15 \cdot 10^{-6} \text{ сек;}$$

$$P_{kom} = 2P_{k0} = 9600 \text{ Вт;}$$

$$A_m^* = \frac{1}{12} \cdot \frac{t_a}{t_a'} = 0,111;$$

$$P_{km} = A_m^* \cdot P_{kom} = 1070 \text{ Вт,}$$

тобто комутаційні втрати у режимі п'ятихвилинного перевантаження складають всього 20 % від $P_{\text{он}}$, що можна допустити прийнятним.

Прийmemo струм розрядного джерела снабера рівним 10 % від i_{dm} , що складає $i \approx 500 \text{ А}$. При цьому час встановлення початкової напруги на конденсаторі при номінальному режимі буде дорівнювати:

$$t_{yN} = \frac{C_N \cdot U_{\text{лм}}}{i} = 48 \cdot 10^{-6} \text{ сек,}$$

а це всього біля 10 % від періоду ШІМ, що є прийнятним.

Потужність і максимальна середня напруга розрядного джерела i :

$$P_i = u_0 \cdot i = \frac{3C_N \cdot U_{\text{лм}}^2}{2} \cdot f_{\text{ш}} = 43,2 \cdot 10^3 \text{ Вт.}$$

$$u_0 = \frac{P_i}{i} = 86,4 \text{ В.}$$

Як бачимо, потужність розрядного джерела P_i складає всього біля 0,5 % тривалої потужності перетворювача, що для практики є прийнятним.

Необхідно також відмітити, що на відміну від часто рекомендуємого традиційного снабера [7], розглянутий вище снабер забезпечує плавне наростання напруги на вимикаємому тиристорі від нульового значення.

4. Безобмоточний індуктивний снабер ввімкнення

Індуктивний снабер ввімкнення L (рис. 2) забезпечує затримку переднього фронту імпульсу струму у вмикаємому ключі, і, отже, виконання вимог щодо фактора критичної швидкості наростання прямого струму повністю керованих тиристорів. Крім цього, таким снабером обмежуються крізні струми, обумовлені запізненням розсмоктування носіїв заряду у діодах комутатора (рис. 2). Принцип дії індуктивного снабера із насичуючимся феритовим осердям відомий і полягає у тому, що при переході струму ключа через нульове значення включений послідовно з ключем дросель виходить із стану насичення і створює рівень малого струму. Ефект дії цього рівня залежить від знака лінійної напруги, діючої на вході комутатора при перемиканні пари ключів, наприклад, 1 і 3 у схемі рис. 2. Нехай в результаті перемикання ключ 3 повинен ввімкнутися, а ключ 1 вимкнутися. Тоді при позитивному полюсі у точці «в» дросель ключа 3 повинен бути ненасиченим, що створить затримку наростання прямого струму, а дросель ключа 1 при переході його струму через нуль створить затримку наростання зворотнього струму. При негативному полюсі в точці «в» обидві ці операції стають непотрібними, так як перехід струму на ключ 3 з ключа 1 відбувається за рахунок примусового вимикання останнього по колу управління. Мало того, якщо дросель 3 при цьому ненасичений, то він створює опір процесу переходу струму і збільшує, тим самим, комутаційні втрати в ключі 1. Отже, при даній полярності лінійної напруги необхідно забезпечити насичення дроселя 3 за рахунок ланцюга зовнішнього підмагнічування. Розглянутий у розділі 2 алгоритм керування ключами моста комутатора вольтододатка дозволяє це зробити.

Принцип роботи ланцюга зовнішнього підмагнічування ілюструє вебер-амперна характеристика дроселя, наведена на рис. 6.

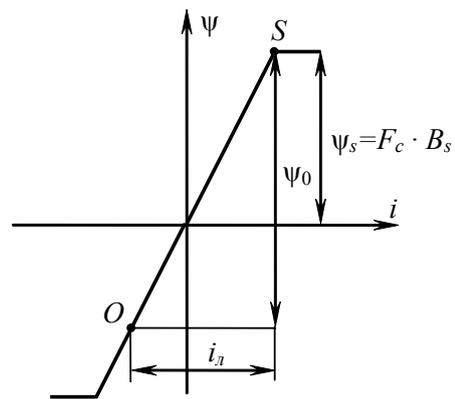


Рис. 6. Ідеалізована вебер-амперна характеристика дроселя індуктивного снабера: ψ_s – потокозчеплення насичення; F_c – поперечний зріз осердя; B_s – індукція насичення

Прийmemo безобмоточну конструкцію дроселя, при якій електричні провідники просто просунені у вікно осердя, що рівнозначно числу витків дроселя, рівному одиниці.

Щоб реалізувати характеристику виду рис. 6, введемо в осердя немагнітну щілину δ , достатньо велику для того, щоб можна було знехтувати впливом реальних факторів петлі гістерезиса матеріалу осердя, за виключенням індукції насичення B_S . Тоді для струму насичення i_S відповідно закону повного струму маємо:

$$i_S = H_S \cdot \delta = \frac{B_S \cdot \delta}{\mu_0}, \quad (4)$$

де H_S – напруженість поля насичення;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнітне проникнення середовища в щілині δ .

Введемо два ланцюги підмагнічення: постійним струмом i_S позитивного знаку, щоб вивести початкову точку у положення «S», і струмом $i_{\text{л}}$ негативного знаку, пропорційним поточному значенню лінійної напруги $u_{\text{л}}$

$$i_{\text{л}} = K \cdot u_{\text{л}}, \quad (5)$$

де K – постійний коефіцієнт.

З урахуванням обох ланцюгів початкова точка «О» при нульовому струмі ключа буде відповідати значенню потокозчеплення ψ_0 , пропорційному поточному значенню лінійної напруги живлячої мережі. При позитивному полюсі у точці «в» при цьому буде забезпечена постійна тривалість затримки наростання струму

$$t_3 = \psi_0 / u_{\text{л}}, \quad (6)$$

незалежна від конкретного значення напруги. При негативному полюсі струм $i_{\text{л}}$, відповідно (5), змінює знак і початкова точка виводиться на верхню насичену гілку вебер-амперної характеристики, у результаті чого дросель не створює ніякої затримки наростаючому струму. Ніякої затримки не буде також при будь-якому полюсі при дуже малих струмах навантаження, однак у неї при цьому немає потреби.

З урахуванням прийнятого у розділі 2 прямого чергування фаз при перемиканнях дросель даного ключа повинен підмагнічуватися струмом, пропорційним попередній лінійній напрузі: $u_{\text{ав}}$ для ключа 3, $u_{\text{са}}$ для ключа 1 і т. д.

На рис. 7 показана конструкція безобмоточного індуктивного снабера, відповідаюча розглянутому вище принципу побудови.

Осердя F_c надівається на провідник із струмом силового ключа, і у його вікно просовуються ще три провідника. Струм постійного підмагнічування i_S може бути прийнятий рівним струму розрядного джерела i (див. схему снабера вимикання на рис. 4, а). Індуктивність L дроселя у ланцюгу лінійного підмагнічування приймається достатньо великою для згладжування пульсацій струму, обумовлених індукованою із робочого ланцюга напругою, а амплітуда напруги $u_{\text{ф}}$

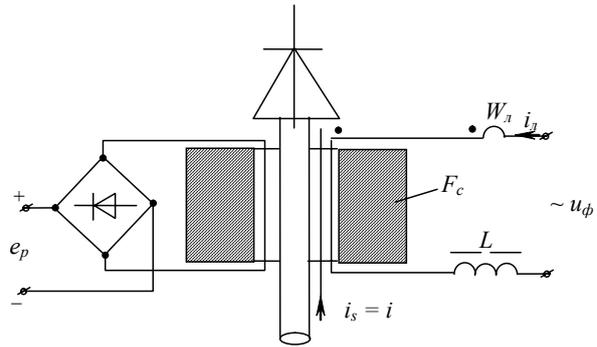


Рис. 7. Конструкція і електрична схема безобмоточного індуктивного снабера: F_c – феритове осердя із щільністю;

$u_{\text{ф}}$ джерело фазної напруги, зсунуте відносно даного $u_{\text{л}}$ на 90 ел. град; L – дросель в ланцюгу лінійного підмагнічення; $W_{\text{л}}$ – провідник підмагнічення протифазного снабера; e_p – джерело проти ерс розмагнічування

визначає амплітуду $I_{\text{лм}}$ струму лінійного підмагнічення. Джерело проти ерс e_p приймається рівним або трохи більшим у порівнянні з амплітудою $U_{\text{лм}}$ лінійної напруги, щоб обмежити напругу на робочому витку при поверненні робочої точки на вебер-амперній характеристиці у початковий стан. Деяким недоліком тут є те, що при цьому поверненні підвищується напруга на тиристорі і діоді силового ключа. Однак це підвищення із урахуванням низької вхідної напруги вольтододатка є прийнятним.

В якості e_p може бути використаний автономний інвертор напруги, тоді енергія комутації повертається у живлячу мережу, а при використанні резистора з паралельним фільтровим конденсатором ця енергія буде виділятися у вигляді тепла.

Величину затримки наростання струму достатньо приймати рівною половині тривалості допустимого лінійного фронту.

Як показує оцінка для прикладу, розглянутого у розділі 3, маса феритових осердь складає біля 15÷20 кг, що є прийнятним для практики конструювання індуктивних снаберів.

Висновки

1. Послідовне з'єднання фазокерованого випрямляча із реверсивним широтно-керуваним вольтододатком на повністю керованих тиристорах дозволяє усунути недоліки кожного із цих двох класів перетворювачів і реалізувати джерело живлення контактної мережі, задовольняючого сучасним вимогам при використанні напівпровідникових силових приладів, що є вже сьогодні на ринку.

2. Використання удосконаленого алгоритма керування вольтододатком у сполученні із запропонованими схемними рішеннями щодо снаберів ввімкнення і вимкнення дозволяє одержати прийнятні комутаційні втрати в ключах вольтододатка при частоті ШІМ 900–1200 Гц, достатньої для виконання всіх функцій вольтододаткового перетворювача.

Перелік посилань

1. Хворост М. В. Підвищення ефективності дванадцятипульсних випрямлячів тягових перетворювальних агрегатів метрополітенів з повздовжньою високовольтною лінією живлення постійного струму // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті.– 2004. – № 3 – С. 50–54.
2. Хворост М. В., Божко В. В. Силові схеми перетворювальних агрегатів головних тягових підстанцій метрополітена з повздовженою лінією живлення // Електротехніка та Електромеханіка. – 2005. – № 1 – С. 106–109.
3. Хворост М. В., Божко В. В. Демпфований вхідний фільтр вольтодобатка на двоопераційних тиристорах дванадцятипульсних випрямлячів тягових перетворювальних агрегатів метрополітена // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – 2006. – № 3 – С. 41–45.
4. Гончаров Ю. П., Панасенко М. В., Семененко О. І., Хворост М. В. Статичні перетворювачі тягового рухомого складу. За ред. Гончарова Ю. П. – Харків, НТУ «ХПІ», 2007. – 192 с.
5. Гончаров Ю. П., Будоной О. В., Морозов В. Г., Панасенко М. В. та інші. Перетворювальна техніка, ч. II. За ред. Руденка В.С. – Харків, Фоліо, 2000. – 357 с.
6. Хворост М. В., Гончаров Ю. П., Панасенко М. В. та інш. Види комутації та електричні характеристики в електричних колах з ключовими елементами // Електротехніка та Електромеханіка. – 2005. – № 4 – С. 67–72.
7. Электроснабжение контактной сети постоянного тока с питанием повышенным напряжением преобразователя по усиливающему проводу / А. А. Федотов, М. П. Анхимов, М. П. Васильев и др. // Материалы Eltrans'2003, СПб, 2003. – С. 291–296.

Поступила в редакцію 28.09.07 г.

После доработки 20.11.07 г.

Рассмотрена структура источника питания контактной сети на основе последовательного соединения фазо- и широтно регулируемого выпрямителей, которая позволяет (наряду с повышением коэффициента мощности примерно до единицы) реализовать ряд дополнительных полезных функций, касающихся преобразователя электропитания. Предложены узлы коммутационной защиты, позволяющие использовать существующие на промышленном рынке полупроводниковые приборы.

The structure of the contact network power supply on the basis of series connection of angle- and PWM-controlled rectifiers is considered; it allows (alongside with the capacity factor increase almost up to unit) to realize a number of the additional useful functions concerning the power supply converter. The switching protection nodes, allowing to use semi-conductor devices available in the market are offered.

УДК 621.313.222:62–83

П. Д. Андриенко, С. И. Шило, И. Ю. Немудрый

Исследование режимов торможения в системе импульсного регулирования серийного электродвигателя

С помощью разработанной имитационной модели исследованы электромеханические процессы тягового электропривода с серийным электродвигателем в режиме рекуперативного торможения.

В настоящее время в электротранспорте широко применяются электроприводы постоянного тока с двигателями последовательного возбуждения (ДПВ). Это объясняется тем, что изменение момента нагрузки для данных механизмов хорошо согласуется с электромеханической характеристикой ДПВ. Недостатком существующих систем является наличие большого количества контактной аппаратуры, что ведет к снижению надежности и значительно сокращает срок безобслуживаемой работы электроподвижного состава. Важным фактором повышения рентабельности работы электротранспорта в целом может стать замена существующего тягового электропривода (ТЭП) на более современные их виды [1–3].

В работе [3] проведены результаты исследования электромеханических процессов усовершенствованной схемы импульсного регулирования двигателя постоянного тока последовательного возбуждения (показанной на рис. 1) и сравнения их с процессами в существующих схемах регулирования. Исследуемая схема отличается от классической схемы импульсного регулирования тем, что в ней дополнительно содержатся: диод D3, шунтирующий обмотку F1 возбуждения ДПВ; диод D4, включенный последовательно с обмоткой F1 возбуждения ДПВ.

Проведенное моделирование [3] позволило выполнить сравнительный анализ нескольких схем импульсного регулирования, исходя из которого установ-

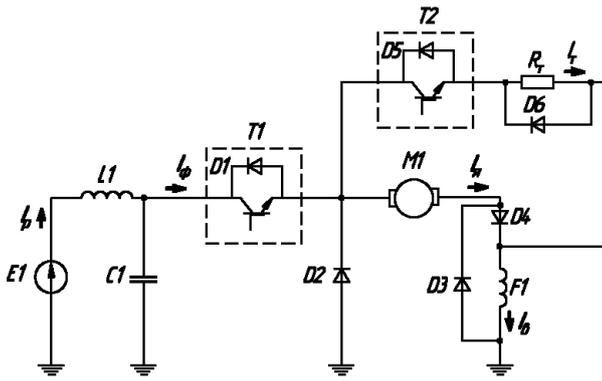


Рис. 1. Усовершенствованная схема импульсного регулирования скорости ДПВ

лено, что модернизированная схема является наиболее эффективной. При введении в схему импульсного регулятора диода D3, шунтирующего обмотку возбуждения, наблюдается снижение скорости затухания тока в данной обмотке. Предлагаемая модернизация, заключающаяся во введении в схему диодов D3 и D4, позволяет реализовать режим электродинамического торможения при самовозбуждении электродвигателя, а также позволяет уйти от применения дополнительных независимых источников тока, упростить техническую реализацию ТЭП и уменьшить затраты на его обслуживание в эксплуатации.

В связи с этим актуально и востребовано практикой проведение исследований переходных электромагнитных процессов в ДПВ при его работе в режиме

рекуперативно-реостатного торможения и самовозбуждения [3], направленное на осуществление качественной и количественной оценки работы схемы в таком режиме.

Целью настоящей статьи является исследование электромагнитных процессов двигателя постоянного тока последовательного возбуждения типа 1ДТ-003.5У с импульсным регулированием частоты вращения в режиме рекуперативно-реостатного торможения.

Исследование электрохимических процессов в предложенной схеме на рис. 1 при рекуперативно-реостатном торможении проводилось на разработанной для этих задач имитационной модели (которая показана рис. 2). Используются следующие обозначения элементов модели на рис. 2:

Е – источник питания (значение напряжения источника питания равно 750В);

Ф – фильтр;

T1/D1 – силовой ключ;

T2 – силовой ключ, включающий тормозной резистор R_r ;

D2, D5 – диоды обратного тока;

M1 – двигатель постоянного тока последовательного возбуждения;

ШИМ – блок широтно-импульсной модуляции, реализующий управление силовым ключом T1;

БВМН – блок вычисления момента нагрузки двигателя M;

D3, D4 – диоды, вводимые в схему при исследовании усовершенствованной схемы импульсного регулирования частоты вращения двигателя;

Pi Current Regulator – импульсный регулятор тока торможения.

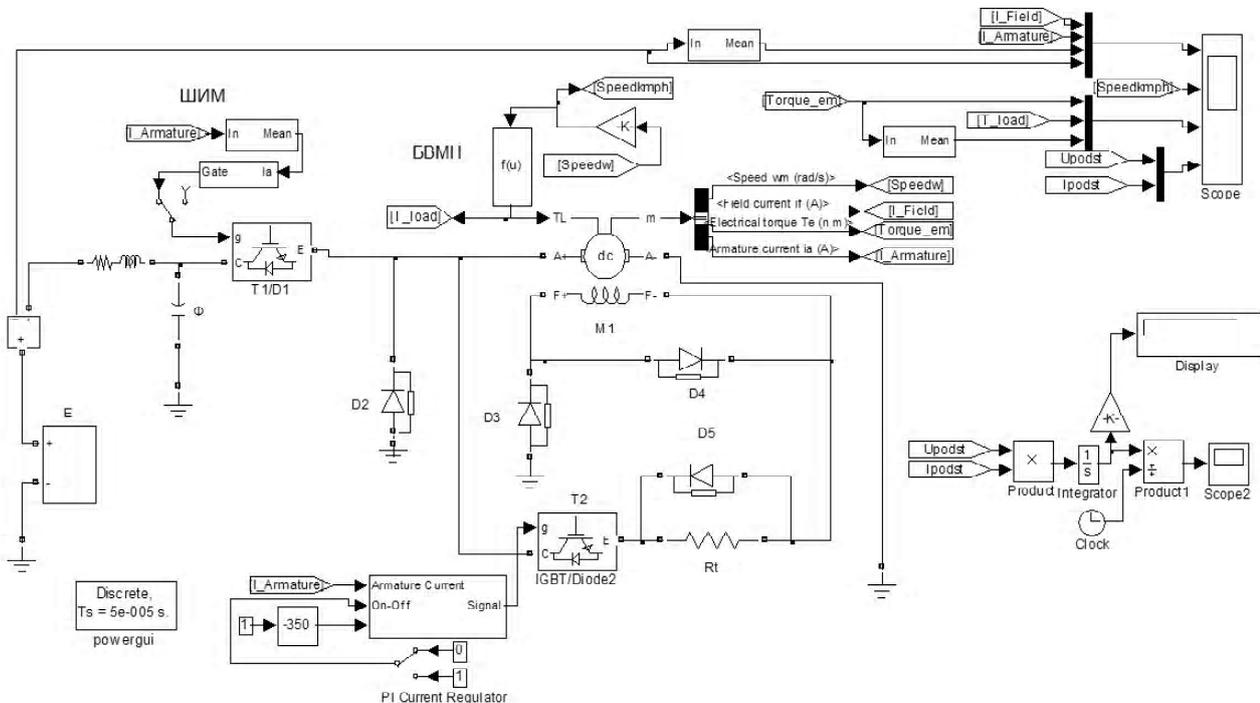


Рис. 2. Модель усовершенствованной схемы импульсного регулирования скорости ДПВ

Исследование проводилось с помощью программного пакета Matlab 2006 при применении библиотеки SimPowerSystem. При моделировании не учитывалось влияние реакции якоря. Нелинейность кривой намагничивания учитывалась таблично (согласно методике, приведенной в [4]).

Параметры имитационной модели заданы применительно к двигателю 1ДТ-003.5У и были предварительно рассчитаны по методике, изложенной в [3]. Номинальные параметры тягового двигателя 1ДТ-003.5У: напряжение $U = 750$ В, мощность $P = 235$ кВт, сила тока $I = 345$ А, частота вращения $n = 1250$ мин⁻¹, масса $m = 2300$ кг. Все дальнейшие расчеты и графики рассчитанных зависимостей приведены в относительных единицах. При этом за базовые значения приняты следующие: электромагнитный момент $M = 5$ кН·м; угловая частота вращения $\omega = 130$ рад/с; ток $I = 345$ А.

В результате моделирования электромеханических процессов ДПВ в режиме динамического торможения, наступающего от номинальной частоты вращения, были получены следующие графические зависимости, показанные на рис. 3: токов якоря $I_{я}$, возбуждения $I_{в}$ и рекуперации $I_{р}$. Исследования показывают, что на интервале времени 0–0,7 с выполняется торможение с током рекуперации, достигающим номинального значения тока якоря двигателя. Далее на интервале времени 0,7–5,5 с ток рекуперации снижается, так как уменьшается ЭДС якорной обмотки вследствие снижения частоты вращения якоря ДПВ. После времени 5,5 с ток рекуперации равен нулю, и система работает в режиме реостатного торможения.

На рис. 4 показаны зависимости среднего значения электромагнитного момента ($M_{эм}$) и угловой

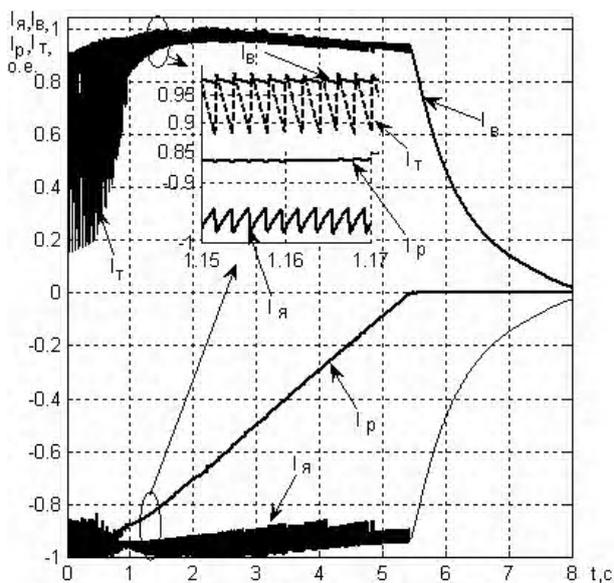


Рис. 3. Зависимости для токов якоря $I_{я}$, возбуждения, $I_{в}$, рекуперации $I_{р}$ и тока $I_{т}$ в тормозном резисторе

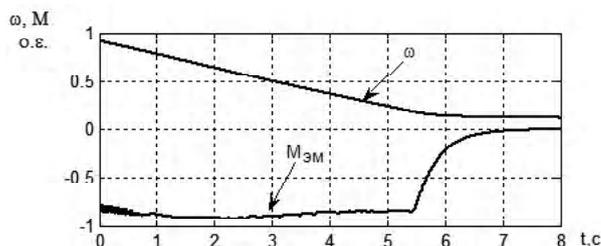


Рис. 4. Зависимость среднего значения электромагнитного момента и угловой скорости ДПВ

скорости (ω) ДПВ в режиме динамического торможения. Как видно, в режимах рекуперативного ($t = 0 - 0,7$ с) и рекуперативно-реостатного торможения ($t = 0,7 - 7,5$ с) ДПВ развивает номинальный тормозной момент, который затем при реостатном торможении плавно уменьшается и в точке $t = 7,8$ с становится равным нулю, а остаточная частота вращения якоря при этом составляет 8 % от номинального значения.

Применение способа широтно-импульсного регулирования (ШИР) тока якоря и возбуждения вызывает импульсное изменение тока рекуперации с амплитудой, равной номинальному значению тока якоря (кривая $I_{ф}$ на рис. 5). Передача таких пульсаций тока в контактную сеть недопустима, поэтому необходима установка и определенный подбор параметров входного C_1L_1 -фильтра.

При исследовании был применен сглаживающий фильтр с параметрами элементов: $L_1 = 11,8$ мГн и $C_1 = 1500$ мкФ. Как видно на рис. 5, ток рекуперации $I_{р}$ в режиме рекуперативного торможения после сглаживания фильтром имеет пульсации амплитудой менее 10 % от номинального тока якоря двигателя и частотой, равной частоте работы ШИР (в данном случае – 1500 Гц). При последующем снижении частоты вращения якоря ДПВ и переходе его в режим рекуперативно-реостатного торможения пульсации тока $I_{р}$ уменьшаются. Таким образом, необходимым является введение в схему упомянутого фильтра для подавления вышеуказанных пульсаций тока рекуперации $I_{р}$.

Также было выполнено исследование режимов работы диодов D3 и D4 при функционировании схемы в режиме динамического торможения, которое

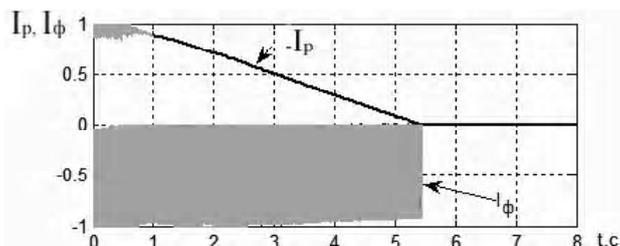


Рис. 5. Иллюстрация эффективности сглаживания пульсаций тока рекуперации входным C_1L_1 -фильтром

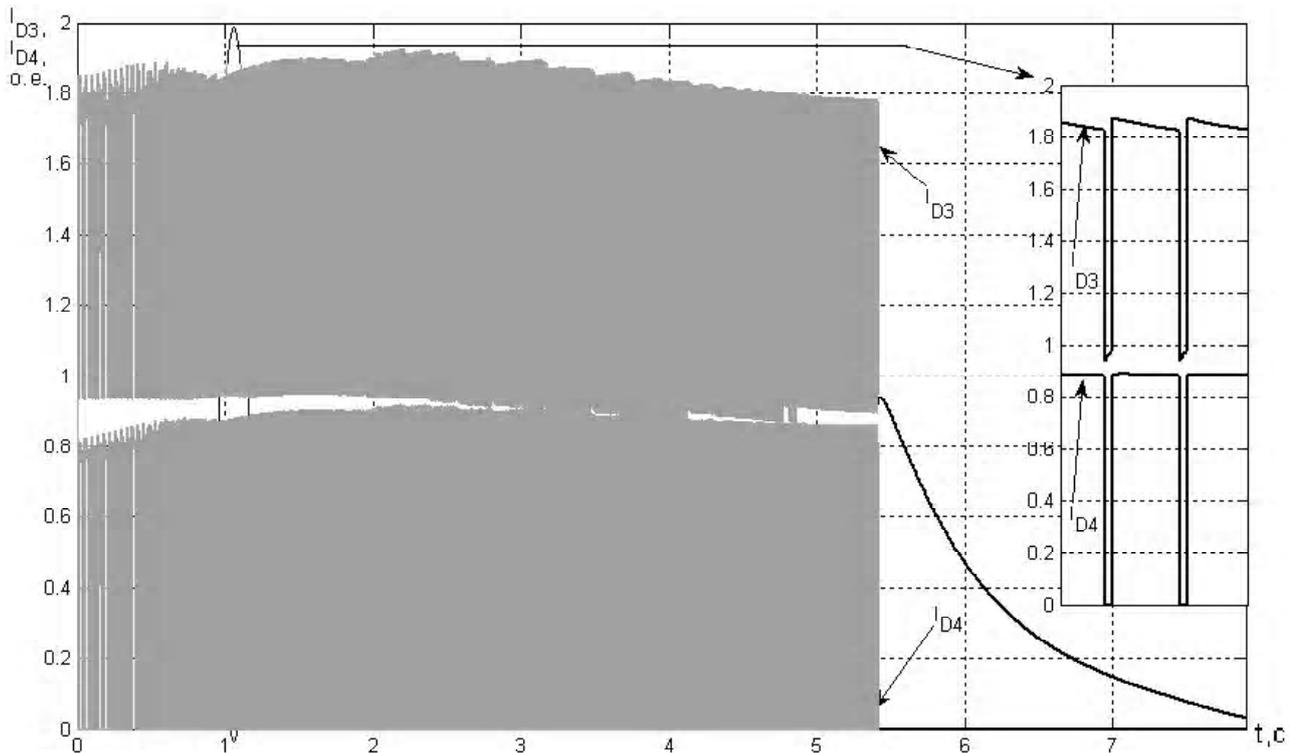


Рис. 6. Зависимости токов через диоды D3 и D4 при работе схемы в режиме динамического торможения

иллюстрируется временными диаграммами токов через указанные диоды, показанными на (рис. 6). Из анализа следует, что диод D3 работает с током, амплитуда которого равна номинальному току торможения, а диод D4 – с двойной амплитудой тока (что следует учитывать при проектировании данной схемы торможения).

Выводы

1. Разработанная имитационная модель позволяет проводить исследования электромагнитных процессов во всех элементах рассматриваемой схемы импульсного регулирования и электромеханических процессов в серийном двигателе постоянного тока в режиме динамического торможения (с относительной погрешностью менее $\pm 7\%$ в сравнении с экспериментом). С помощью данной модели становится возможным определить требуемые параметры входного фильтра, выбрать сопротивление и мощность тормозных резисторов.

2. Выявлено, что диод (D4), которым шунтируется обмотка возбуждения серийного двигателя, работает с удвоенной амплитудой номинального тока торможения, что следует учитывать при выборе этого диода.

3. Установлено, что рассмотренная усовершенствованная схема импульсного регулирования позволяет обеспечить торможение с номинальным тормоз-

ным моментом на валу двигателя от максимальной скорости до скорости, равной 8 % от номинальной.

Перечень ссылок

1. Колпахчян Г. И. Электрическая тяга и преобразователи // Локомотив. – 2000. – № 11. – С. 32–38.
2. Гуткин Л. В., Борисов Г. П. Энергетическая эффективность рекуперативно-реостатного торможения пригородных электропоездов постоянного тока // Вестник ВНИИЖТ. – 1987. – № 4. – С. 20–25.
3. Андриенко П. Д., Каплиенко А. О., Шило С. И., Немудрый И. Ю. Исследование динамики серийного электродвигателя с различными импульсными схемами регулирования // Электротехника та електроенергетика. – 2007. – № 1. – С. 4–8.
4. Перльмутер В. М., Сидоренко В. А. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.
5. Герман-Галкин С. Г., Кардонов Г. А. Электрические машины: Лабораторные работы на ПК. – СПб.: Учитель и ученик, Корона-принт, 2003. – 256 с.

Поступила в редакцию 09.11.07 г.

После доработки 25.11.07 г.

За допомогою імітаційної моделі, що була розроблена, досліджено електромеханічні процеси тягового електроприводу з серійним електродвигуном в режимі рекуперативного гальмування.

With the help of the developed simulation model, the electromechanics processes of electro drive braking mode are probed.

Принцип построения системы управления резонансным инвертором тока тиристорного преобразователя частоты для индукционного нагрева металлов

Рассматривается принцип построения самонастраиваемой системы управления резонансным инвертором тока путем его самовозбуждения.

При работе тиристорного преобразователя повышенной частоты (ТПЧ) для питания установок индукционного нагрева металлов и сплавов токами повышенной частоты в большинстве случаев возникает необходимость согласования частоты выходного напряжения инвертора с его индукционной нагрузкой, параметры которой могут изменяться в широких пределах. При пуске ТПЧ необходимое значение частоты инвертора чаще всего заранее неизвестно, оно устанавливается экспериментально в период запуска преобразователя, а затем регулируется при изменении эквивалентных параметров индукционной нагрузки с учетом условий и требований технологического процесса нагрева металлов. Соотношение между рабочей частотой инвертора и частотно-зависимыми параметрами его нагрузочного контура (НК) определяет энергетический режим работы ТПЧ. Поэтому частотное управление используется для регулирования мощности ТПЧ или для нахождения ее максимума, зависящего от параметров нагрузки и частоты инвертора [1, 2].

Обычно, для формирования импульсов управления тиристорами резонансных инверторов применяется задающий генератор с регулируемой частотой выходных импульсов, частота которых, (а, следовательно, и частота инвертора), устанавливается оператором или задается системой управления электротермической установки. Частота импульсов управления тиристорами инвертора зависит от входного сигнала задающего генератора (ЗГ), который осуществляет возбуждение инвертора независимо от проходящих в нем электромагнитных процессов.

Независимое возбуждение может применяться во всех без исключения типах инверторов. Помимо независимого возбуждения инверторов при построении систем управления применяется зависимое возбуждение, называемое самовозбуждением [3], позволяющее производить «самонастройку» ТПЧ с неизвестными и изменяющимися параметрами его нагрузки.

Известен ряд принципов построения и схемных решений для реализации способа самовозбуждения параллельных инверторов тока в источниках питания повышенной частоты электротехнологических установок [3, 4]. В то же время, несмотря на широкое внедрение схем резонансных инверторов тока при создании ТПЧ для питания электротермических установок не уделено должного внимания принципам построения систем управления резонансными инверторами тока с использованием самовозбуждения.

Процессы изменения во времени тока, протекающего через элементы схемы инвертора, представляя собой автоколебания, в процессе которых между моментами подачи импульсов управления на тиристоры инвертора отсутствует управляющее воздействие на колебательные процессы. Период этих колебаний и длительность его отдельных интервалов зависят от параметров реактивных элементов схемы инвертора и эквивалентных параметров НК. Таким образом, момент подачи очередного импульса управления на тиристоры инвертора можно установить по длительности межкоммутационного интервала при автоколебаниях. При этом удается осуществить самовозбуждение (ЗГ), при котором рабочая частота инвертора будет устанавливаться и изменяться автоматически при изменениях параметров нагрузки.

Целью статьи является разработка принципа построения систем управления резонансным инвертором с самовозбуждением, реализация которого позволит осуществлять самонастройку ТПЧ.

Рассмотрим, рис. 1, а одну из наиболее распространенных схем резонансных инверторов удвоения частоты с диодами встречного тока, используемую при построении ТПЧ для питания установок индукционного нагрева металлов [3], и соответствующие ей типовые временные диаграммы токов, протекающих через тиристоры и диоды инвертора для некоторого режима его работы, показанные на рис. 1, б. Цифровые значения индексов в обозначениях токов, напряжений и импульсов управления на рис. 1 соответствуют нумерации вентилях на схеме.

Как следует из анализа временных диаграмм токов для вентилях инвертора, в рассматриваемом режиме прерывистого тока ($\Delta t_{II} > 0$) период следования импульсов управления T складывается из отдельных интервалов времени протекания токов:

$$T = \Delta t_T + \Delta t_D + \Delta t_{II}. \quad (1)$$

через тиристоры Δt_T , диоды Δt_D и межкоммутационной паузы Δt_{II} соответственно).

Длительность интервала прохождения тока через тиристоры Δt_T зависит от значений элементов контура коммутации, в который (помимо элементов схемы инвертора C_K , C_P и C_{K1} , и C_{K2}) входит НК, образованный элементами индукционной нагрузки R_H , L_H (с па-

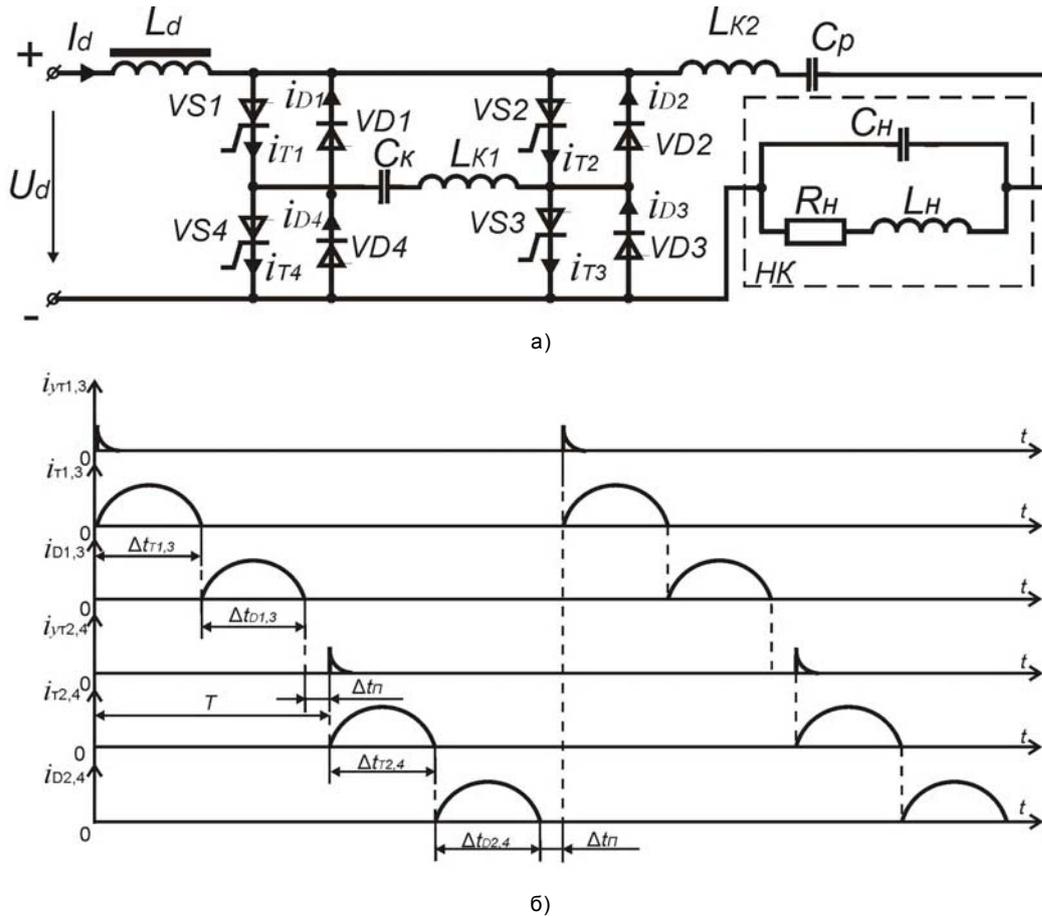


Рис. 1. Схема резонансного инвертора с удвоением частоты и диодами встроенного тока (а) и временные диаграммы токов, протекающих через вентили (б)

раллельно подключенной к ней компенсирующей емкостью C_H). Очевидно, что нагрузка индуктора электротермической установки определяется свойствами нагреваемого металла. Изменение эквивалентных параметров нагрузки в период нагрева металла будет приводить к изменению длительности интервала Δt_T (а, следовательно, – периода T).

Момент подачи очередного импульса управления i_{yT} рис. 1, б, можно прогнозировать по длительности Δt_T прохождения тока через тиристор после его включения, измеряя этот временной интервал и определяя последующую задержку во времени до подачи очередного импульса. При этом можно формировать режим прерывистого тока инвертора с межкоммутационной паузой Δt_{II} или режим непрерывного тока с повторным отпиранием обратных диодов без паузы [3].

Период T (определяющий время между моментами подачи импульсов управления на тиристоры инвертора) можно описать функциональной зависимостью:

$$T = f[(1 + K) \cdot \Delta t_T], \quad (2)$$

где K – коэффициент управления, значение которого определяет (при внешнем регулирующем воздействии) длительность периода T и режим работы ин-

вертора. При $K > 1$ инвертор явно будет работать в режиме прерывистого тока (то есть – с появлением межкоммутационной паузы $\Delta t_{II} > 0$). При $K < 1$ возможен режим непрерывного тока ($\Delta t_{II} = 0$) с повторным отпиранием обратных диодов.

Рассмотрим один из предлагаемых способов построения системы управления тиристорами инвертора с самовозбуждением с регулирующим воздействием, показанный на рис. 2 и названный «наклонным».

В момент времени $t = 0$ системой управления производится подача импульса управления $i_{yT1,3}$ на управляющие электроды тиристоров VS1 и VS3 на рис. 1, а, в результате чего протекает полуволна тока $i_{T1,3}$ через эти тиристоры в течение интервала времени $\Delta t_{T1,3}$. Одновременно системой управления инвертором формируется положительная полуволна опорного напряжения стабилизированной амплитуды $u_{оп1,3}$ (равная длительности полуволны этого тока). Интегрирование опорного напряжения во времени приводит к формированию на выходе интегратора напряжения $u_{и1,3}$, которое достигает максимума $u_{иmax1,3}$ в момент окончания протекания тока через тиристоры VS1, VS3. В этот же момент появляется ток диодов VD1, VD3, а системой управления опорное напряжение устанавливается отрицательным (но такой же по величине стаби-

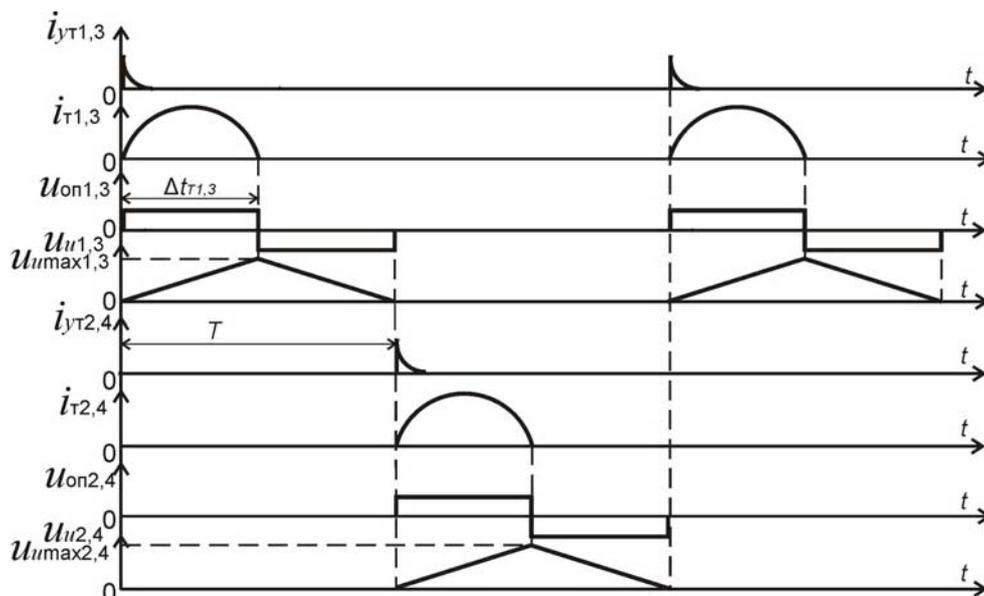


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие «наклонный способ» формирования импульсов управления тиристорами инвертора при самовозбуждении

лизированной амплитуды $u_{оп1,3}$). После этого интегратором производится снижение выходного напряжения $u_{и1,3}$ с темпом, зависящим от значения коэффициента управления K . По истечении времени, когда это напряжение станет равным нулю, формируется импульс управления $i_{yT2,4}$ для включения очередных тиристоров VS2 и VS4. Затем, аналогично предыдущему алгоритму, выполняется формирование импульса управления $i_{yT1,3}$ тиристорами VS1 и VS3.

После прохождения полуволны тока через тиристоры VS1, VS3 и достижения напряжением на выходе интегратора значения $u_{иmax1,3}$, напряжение на его выходе изменяется во времени согласно соотношения:

$$u_{и1,3}(t) = u_{иmax1,3} \left(1 - \frac{t - \Delta t_T}{K \cdot \Delta t_T}\right), \quad (3)$$

достигая нулевого значения по истечении времени T (начиная с момента подачи импульса управления $i_{yT1,3}$). Тогда, согласно (3), получим:

$$T = \Delta t_T \cdot (1 + K), \quad (4)$$

что будет соответствовать функциональной зависимости (2).

Изменение периода следования импульсов управления тиристорами инвертора при самовозбуждении с регулированием от внешнего воздействия его длительности может быть также осуществлен «вертикальным способом». Суть способа заключается в добавлении на втором этапе интегрирования к напряжению $u_{иmax}$ на рис. 3 отрицательного опорного напряжения (соответствующего дополнительному сигналу управления), пропорционального значению $Ku_{иmax}$. В этом случае после момента времени Δt_T напряжение на выходе интегратора будет изменяться во времени:

$$u_{и} = u_{иmax} \left(1 + K - \frac{t - \Delta t_T}{\Delta t_T}\right), \quad (5)$$

достигая нулевого значения в момент времени $t = T$. Согласно (5) справедливо:

$$T = \Delta t_T \cdot (2 + K). \quad (6)$$

Таким образом, период подачи импульсов управления (а, следовательно, и рабочая частота инвертора) в обоих случаях определяется длительностью полуволны тока через тиристор и коэффициентом управления K , изменение которого можно производить непрерывно внешним регулирующим воздействием (за счет соответствующих схемных решений при построении системы управления инвертора).

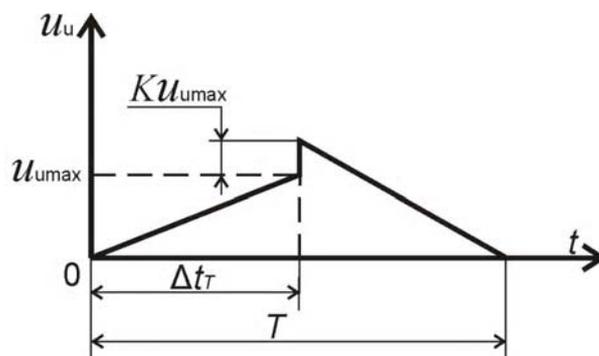


Рис. 3. Временная диаграмма, поясняющая «вертикальный способ» формирования импульсов управления тиристорами инвертора при самовозбуждении

При самовозбудженні існує можливість самонастрою необхідної робочої частоти інвертора і змінення його режиму роботи (в залежності від контролююваних величин: потужності, напруги на навантаженні, струму в навантаженні, фазового зсуву між струмом і напругою і т. п.). Для цього в систему управління слід ввести зворотні зв'язки по відповідним контролююваним величинам. Фрагмент схеми такої замкнутої системи управління приведений на рис. 4.

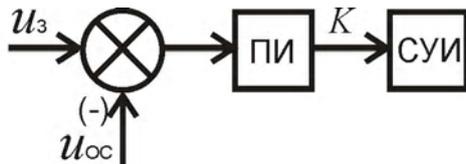


Рис. 4. Фрагмент схеми побудови замкнутої системи управління інвертором з самовозбудженням

Заданий сигнал контролююваної величини u_3 поступає на вхід пристрою, порівнюється з сигналом зворотного зв'язку u_{oc} контролююваної величини. Сигнал зворотного зв'язку u_{oc} повинен відповідати рівню заданого сигналу u_3 . Різниця між цими сигналами подається на вхід ПІ-регулятора, який має передаточну функцію:

$$W_P(p) = \frac{1}{T_0 p} + \frac{T_1}{T_0} \quad (7)$$

Так як процес нагріву металу характеризується повільним зміненням еквівалентних параметрів індукційного навантаження в часі (час нагріву становить зазвичай 1 ÷ 40 мин), а перехідні процеси в ТПЧ підвищеної частоти протікають в середньому не довше ніж за (40–60) мс, то к ПІ-регулятору не пред'являються вимоги високого швидкодії. Постійна часу T_0 може бути прийнята з умови: $T_0 \geq 0,1$ с., а постійна T_1 – співвідношення:

$$T_1 = k_y \cdot T_0, \quad (8)$$

де k_y – коефіцієнт посилення, який залежить від співвідношення між сигналом задання і входним напругою системи управління інвертором (СУИ) $u_{вх}$ СУИ, визначаючим необхідне змінення коефіцієнта управління K ,

$$k_y = \frac{u_{вх} \text{ СУИ}}{u_3} \quad (9)$$

Наявність інтегруючої складової в передаточній функції ПІ-регулятора забезпечує нульову статичну помилку при регулюванні в будь-якому діапазоні змінення коефіцієнта управління K .

Необхідно відзначити, що змінення коефіцієнта управління K призводить до змінення не тільки частоти інвертора, але і – комутаційних режимів роботи інвертора, гармонічного складу його вихідних напруг і струму, що може викликати небажані режими роботи ТПЧ в цілому. Тому при побудові системи управління з самовозбудженням необхідно враховувати можливість появи таких режимів роботи інвертора, вводячи в систему управління додаткові ланки, виключаючі їх появу.

Висновок. Представлений принцип побудови системи управління резонансним інвертором з самовозбудженням дозволяє створювати самонастроювані частотно-регульовані системи, що спрощує налаштування тиристорних перетворювачів частоти і надає їм адаптивні властивості до змінення параметрів навантаження.

Перелік посилань

1. Ушаков В. А., Саратовський Р. Н., Глебин А. Г. Сравнительный анализ эффективности введения экстремального регулятора в индукционную плавильную установку с тиристорным преобразователем частоты // Збірник наукових праць. – Миколаїв: НУК. – 2004. – № 3 (396). – С. 155–160.
2. Саратовський Р. Н., Глебин А. Г., Ушаков В. Н. Экстремальный регулятор для управления тиристорным преобразователем частоты при плавке металлов в индукционной печи // Електротехніка і електроенергетика. – 2004. – № 2. – С. 55–60.
3. Тиристорные преобразователи повышенной частоты для электротехнологических установок / Е. И. Беркович, Г. В. Ивенский, Ю. С. Иоффе, В. В. Моргунов. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. Ленинград. отд-ние. 1983. – 208 с.
4. Р. Н. Саратовський, А. Г. Глебин, В. И. Ушаков, Т. И. Прончатова. Частотно-независимое фазосдвигающее устройство // Вісник СХУ ім. В. Даля. – 2003. – №6 (64). – С.9–15.

Поступила в редакцію 28.09.07 г.

Після доработки 15.11.07 г.

Розглядається принцип побудови самонастроюваної системи керування резонансним інвертором струму шляхом його самозбудження.

It is considered the principle of the construction of the self-tuning operating system by resonance inverter of the current by means of its self-excitation.

Оптимизация частоты коммутации двухуровневого автономного инвертора напряжения

Рассмотрено влияние частоты коммутации автономного инвертора напряжения, выполненного на IGBT-транзисторах, на установленную мощность его элементов. Даны рекомендации по выбору частоты для двухуровневого автономного инвертора средней мощности.

Автономные инверторы напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) находят широкое применение в агрегатах бесперебойного питания, в системах автономного электроснабжения и других подобных источниках, формирующих выходное переменное напряжение, качество которого должно соответствовать требованиям действующих стандартов. Одним из возможных вариантов такой системы является ветроустановка на базе асинхронного вентильного каскада (АВК), в которой возбуждение асинхронного генератора и, соответственно, формирование кривой напряжения нагрузки осуществляется от АИН [1]. Для обеспечения требуемого высокого качества выходного напряжения целесообразно использовать ШИМ и низкочастотный выходной фильтр. Значение частоты коммутации является решающим фактором при расчете параметров выходного фильтра, оказывающим существенное влияние на массогабаритные показатели всей системы. С появлением более быстродействующих приборов (например, IGBT-транзисторов), а также в связи с их дальнейшей миниатюризацией (путем создания интеллектуальных модулей), предложенные ранее рекомендации [2] нуждаются в уточнении.

На рис. 1 представлена схема однофазного двухуровневого АИН с выходным фильтром. Как показано в [3], масса и объем элементов преобразователя пропорциональны их установленной мощности. При этом переход от установленной мощности к массогабаритным показателям осуществляется с помощью весовых коэффициентов. Известно также, что масса и га-

бариты реактивных элементов (емкости и индуктивности фильтра) уменьшаются с ростом рабочей частоты, чем и объясняется наблюдаемая тенденция к повышению частоты коммутации в АИН. С другой стороны, при возрастании частоты коммутации, увеличивается мощность динамических потерь в полупроводниковых приборах, что в свою очередь приводит к увеличению мощности, отдаваемой охладителем в окружающее пространство и влечет за собой увеличение массы и габаритов охладителя. Таким образом, у функции суммарной установленной мощности от частоты должен наблюдаться минимум при некоторой частоте.

Целью настоящей статьи является уточнение оптимальной частоты коммутации двухуровневого автономного инвертора напряжения, выполненного на IGBT-транзисторах.

Установленную мощность системы инвертор-фильтр можно представить в виде суммы установленных мощностей ее компонентов [2]:

$$S = S_L + S_C + S_O, \quad (1)$$

где S_L , S_C , S_O – установленные мощности соответственно индуктивности фильтра, емкости фильтра и охладителей полупроводниковых приборов.

Пропорциональным массогабаритным показателем реактивного элемента величиной может служить его реактивная мощность, накапливаемая на некоторой базисной частоте ω_6 . В качестве такой базисной частоты удобно использовать частоту промышленной сети (50 Гц). В этом случае установленная мощность реактора фильтра будет определяться соотношением:

$$S_L = I_{\text{эф}} \cdot U_{\text{эф}} = K \omega_6 L I_{\text{эф}}^2 = \frac{1}{2} \cdot 314 L I_{\text{эф}}^2 = 157 L I_{\text{эф}}^2, \quad (2)$$

где $K = 1/2$ – коэффициент приведения установленной мощности реактора к установленной мощности трансформатора [3] (когда в окне магнитопровода реактора размещена только одна обмотка), $\omega_6 = 314$ – базисная частота; L – индуктивность фильтра; $I_{\text{эф}}$ – эффективное значение тока нагрузки; $U_{\text{эф}}$ – действующее значение напряжения на конденсаторе.

Если индуктивность реактора выразить через параметры фильтра:

$$L = \frac{\rho}{\omega_0}, \quad (3)$$

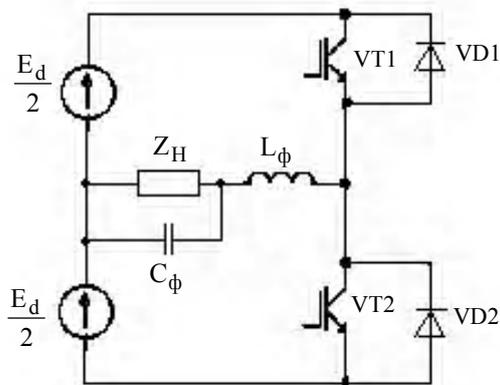


Рис. 1. Схема двухуровневого АИН

то установленную мощность реактора фильтра можно найти в виде:

$$S_L = 157 \frac{\rho I_{\text{эф}}^2}{\omega_0}, \quad (4)$$

где ω_0 – резонансная частота фильтра; ρ – волновое сопротивление фильтра.

Аналогично, для конденсатора накапливаемая на базисной частоте (50 Гц) реактивная мощность, определяющая его установленную мощность, равна:

$$S_c = I_{\text{эф}} \cdot U_{\text{эф}} = \omega_0 C U_{\text{эф}}^2 = 314 \cdot C U_{\text{эф}}^2, \quad (5)$$

где C – емкость конденсатора выходного фильтра.

Если емкость конденсатора выразить через параметры фильтра:

$$C = \frac{1}{\rho \omega_0}, \quad (6)$$

то установленную мощность конденсатора можно представить в виде:

$$S_c = 314 \frac{U_{\text{эф}}^2}{\rho \omega_0}. \quad (7)$$

В дальнейшем при расчете установленных мощностей реактивных элементов целесообразно сделать допущение о постоянстве соотношения между резонансной частотой фильтра и частотой коммутации. Например, предположим, что

$$\omega_0 = 0,1\omega, \quad (8)$$

где ω_0 , ω – резонансная частота фильтра и частота коммутации инвертора соответственно.

Массогабаритные показатели охладителей определяются мощностью, рассеиваемой в силовых полупроводниковых приборах, и условиями охлаждения. Мощность потерь в приборах содержит две составляющие:

$$S_O = P_S + P_D, \quad (9)$$

где P_D , P_S – мощность динамических и статических потерь в полупроводниковых приборах.

Известно, что мощность динамических потерь пропорциональна частоте коммутации [2]. С учетом этого находится мощность динамических потерь [4, 5]:

$$P_D = W \cdot \frac{\omega}{2\pi}, \quad (10)$$

где W – полная энергия потерь на коммутацию полупроводникового прибора, которая может быть взята из справочных данных фирм-производителей или рассчитана. Для двухуровневого АИН она рассчитывается из соотношения [4]:

$$W = \frac{U}{\pi} \cdot \left[(t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}} + t_{rr} + 1,5 \cdot 10^{-7}) \cdot I_m + 2Q_{rr} \right], \quad (11)$$

где $t_{\text{вкл}}$, $t_{\text{выкл}}$ – соответственно время включения и выключения IGBT-транзистора; t_{rr} – время обратного восстановления диода; Q_{rr} – заряд обратного восстановления диода, U – напряжение на транзисторе в закрытом состоянии, I_m – амплитуда тока нагрузки.

Следует отметить, что в справочных данных энергия потерь на коммутацию приведена для максимальных рабочих характеристик транзистора. При использовании приборов в других режимах следует произвести пересчет из соотношения [5]:

$$W^* = W \cdot \frac{U^*}{U_H} \cdot \frac{I^*}{I_H}, \quad (12)$$

где U^* , I^* – соответственно значения напряжения и тока в режиме эксплуатации, U_H , I_H – номинальные (справочные) значения напряжения и тока.

Путем подстановки выражений (4), (7), (8), (9) в соотношение (1), получим целевую функцию для полной установленной мощности двухуровневого АИН в зависимости от частоты:

$$S(\omega) = 157 \cdot \left(\frac{\rho I_{\text{эф}}^2}{0,1\omega} + \frac{2U_{\text{эф}}^2}{0,1\omega\rho} \right) + \frac{W^*}{2\pi} \cdot \omega + P_S. \quad (13)$$

Чтобы найти частоту коммутации, при которой установленная мощность системы инвертор-фильтр минимальна, требуется решить задачу однопараметрической оптимизации. Для исследования полученной функции (13) на экстремум (в данном случае – это минимум), необходимо продифференцировать ее по частоте. После решения полученного в результате дифференцирования уравнения относительно частоты коммутации, получим оптимальное значение частоты коммутации:

$$\omega_P^O = \sqrt{\frac{3140\pi \cdot (\rho^2 I_{\text{эф}}^2 + 2U_{\text{эф}}^2)}{W^* \rho}}, \quad (14)$$

Отсутствие в выражении (14) мощности статических потерь объясняется тем обстоятельством, что от частоты она не зависит, поэтому ее производная равна нулю.

Установленная мощность непосредственно не дает количественной оценки реальных массогабаритных показателей. Используя удельные массогабаритные показатели (весовые коэффициенты), которые являются коэффициентами пропорциональности между установленной мощностью и массой (или объемом), можно получить новые целевые функции: зависимость массы M и объема V АИН от частоты коммутации его транзисторов, по которым затем произвести оптимизацию АИН по новым критериям. С учетом этого получим:

$$M(\omega) = 314 \cdot \left(\frac{K_L^M \rho I_{\text{эф}}^2}{2} + \frac{K_C^M U_{\text{эф}}^2}{\rho} \right) \cdot \frac{1}{0,1\omega} +$$

$$+ K_O^M \left(\frac{W^*}{2\pi} \cdot \omega + P_{CT} \right); \quad (15)$$

$$V(\omega) = 314 \cdot \left(\frac{K_L^V \rho I_{\text{эф}}^2}{2} + \frac{K_C^V U_{\text{эф}}^2}{\rho} \right) \cdot \frac{1}{0,1\omega} + K_O^V \left(\frac{W^*}{2\pi} \cdot \omega + P_{CT} \right), \quad (16)$$

где $K_L^M, K_C^M, K_O^M, K_L^V, K_C^V, K_O^V$ – соответственно удельные массы и объемы индуктивности, емкости и охладителя.

После нахождения экстремума функций (15) и (16), получим формулы для расчета оптимальных частот по массе и объему соответственно:

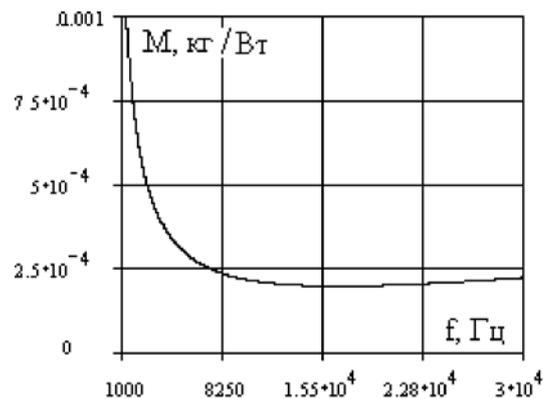
$$\omega_M^O = \sqrt{\frac{3140\pi \cdot (K_L^M \rho^2 I_{\text{эф}}^2 + 2K_C^M U_{\text{эф}}^2)}{K_O^M W^* \rho}}; \quad (17)$$

$$\omega_V^O = \sqrt{\frac{3140\pi \cdot (K_L^V \rho^2 I_{\text{эф}}^2 + 2K_C^V U_{\text{эф}}^2)}{K_O^V W^* \rho}}. \quad (18)$$

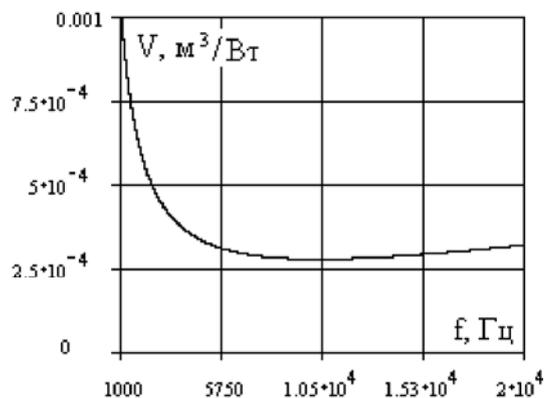
На рис. 2 представлены рассчитанные графики зависимостей массы $M(\omega)$ и объема $V(\omega)$, отнесенные к мощности нагрузки, для двухуровневого АИН средней мощности, выполненного на IGBT-транзисторах типа U фирмы International Rectifier [5] с использованием весовых коэффициентов из [3]. Из рис. 2 следует, что с ростом частоты происходит заметное снижение массы и габаритов из-за их существенного уменьшения для реактивных элементов. После достижения минимума кривые возрастают незначительно. Это обстоятельство позволяет сделать вывод о возможности выбирать частоту инвертора в достаточно широком диапазоне.

Очевидно, что при использовании различной элементной базы весовые коэффициенты будут отличаться, и, следовательно, частота коммутации должна быть выбрана в каждом случае конкретно. Также использование весовых коэффициентов позволяет учесть влияние частоты на другие параметры реактивных элементов (например – на предельное напряжение для конденсаторов, что также влияет на их габариты).

Кроме того, при использовании принудительного охлаждения рассеиваемая мощность охладителя повышается с возрастанием скорости воздушного потока [5, 6]. Если воспользоваться допущением, что максимальную мощность рассеивания приблизительно можно принять пропорциональной: $[1 + \sqrt{v}]$ (где v – скорость воздушного потока) [6], то весовые коэффициенты для охладителя окажутся пропорциональны: $1/[1 + \sqrt{v}]$. Тогда, используя формулы (17) и (18), мож-



а)



б)

Рис. 2. Зависимость массы (а) и объема (б) инвертора от частоты коммутации

но построить график зависимости оптимальной частоты коммутации АИН от скорости воздушного потока. На рис. 3 показаны такие зависимости при оптимизации по массе и объему для двухуровневого инвертора, выполненного на IGBT-транзисторах типа U.

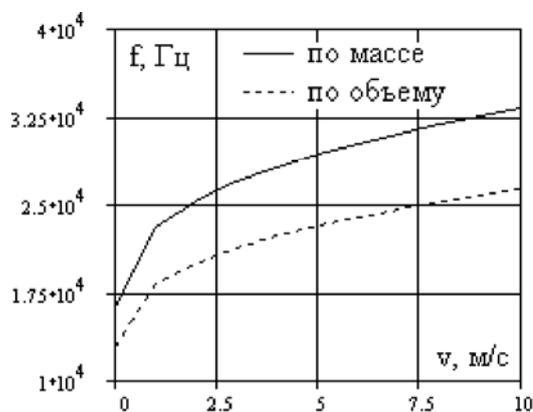


Рис. 3. Зависимость оптимальной частоты коммутации АИН от скорости воздушного потока

Следует отметить, что применение принудительного охлаждения, несмотря на повышение оптимальной частоты коммутации, большого выигрыша в массогабаритных показателях на практике не дает, так как установка дополнительных устройств (вентиляторов, датчиков скорости потока и т. п.) неизбежно ведет к повышению массы и объема инвертора, а также к усложнению его конструкции. Таким образом, для АИН мощностью (1–5) кВт, выполненных на интеллектуальных модулях, для упрощения конструкции можно рекомендовать использование естественного воздушного охлаждения.

Особый интерес представляет расчет оптимальной частоты при использовании различных типов IGBT-транзисторов. Результаты такого расчета представлены в табл. 1. При этом использованы удельные массогабаритные показатели из [3] и справочные данные, представленные в [5]. Расчеты выполнены для инвертора мощностью 2 кВт с выходным напряжением 220 В.

Таблица 1. Оптимальные частоты коммутации инвертора

Тип IGBT	Предельная частота, кГц	Оптимальная частота, кГц		
		По установленной мощности	По массе	По объему
S	до 1	40,1	12,2	9,7
F	5	45,6	13,7	9,9
U	10–15	46,4	14,0	10,8
K	15	47,8	14,4	11,4
W	50	54,4	16,3	12,9

Сравнивая полученные расчетным путем оптимальные значения частоты коммутации АИН с предельными частотами транзисторов, можно сделать следующие выводы:

Розглянуто вплив частоти комутації автономного інвертора напруги, який побудовано на IGBT-транзисторах, на встановлену потужність його елементів. Подано рекомендації з вибору частоти для дворівневого автономного інвертора середньої потужності.

Influence of switching frequency on the rated power of the voltage-source building on IGBT inverter's elements is considered. Recommendations on the choice of switching frequency for the two-level voltage-source inverter with middle rated power are given.

1. При использовании приборов S и F-типа массогабаритные показатели инвертора будут завышенными, так как для данных транзисторов оптимальная частота оказывается выше максимально допустимой. Применение таких приборов может быть оправдано лишь в инверторах невысокой стоимости и без жестких требований к габаритам и качеству выходного напряжения.

2. Использование IGBT-транзистора типа U, K или W характеризуется примерно одинаковой оптимальной частотой коммутации (от 10 до 16 кГц), что объясняется быстрым снижением массогабаритных показателей реактивных элементов АИН с возрастанием частоты. В таком случае дополнительным критерием выбора типа приборов может стать КПД инвертора.

Перечень ссылок

1. Онищенко Г. Б., Локтева И. Л. Асинхронные вентиляционные каскады и двигатели двойного питания. – М.: Энергия, 1979. – 200 с.
2. Высокочастотные транзисторные преобразователи. / Э. М. Ромаш, Ю. И. Дравович, Н. Н. Юрченко, П. Н. Шевченко. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.
3. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: Учеб. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2004. – 672 с.
4. Семенов В. В., Стрункин Г. Н., Попов С. А. Потери в инверторах с одно- и двуполярной ШИМ. // Електротехніка та електроенергетика. – 2007. – № 1. – С. 25–28.
5. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: Издательский дом Додека-XXI, 2001. – 384 с.
6. Семенов Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2006. – 416 с.

Поступила в редакцию 16.10.07 г.

После доработки 31.10.07 г.

УДК 621.314.3

А. В. Переверзев, Д. А. Кузнецов

Многоуровневый автономный инвертор напряжения с одноуровневым источником напряжения

Предложена схема многоуровневого автономного инвертора напряжения (МАИН). Определены рабочая область входных напряжений и рабочих частот инвертора, получены соотношения для расчета его потерь мощности и коэффициента полезного действия (КПД). Даны рекомендации по выбору рабочих частот и числа уровней квантования напряжения МАИН.

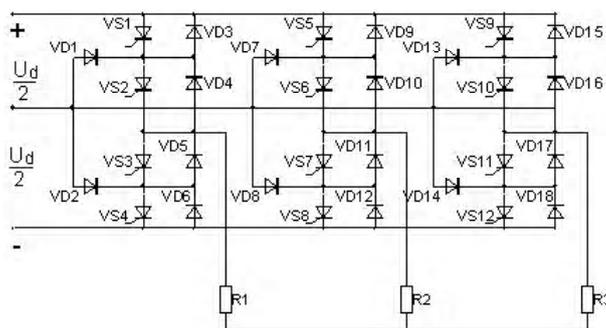
Создание современных систем автономного питания (с ветро- или дизель- генераторами) напряжением до 1кВ осуществляется с применением преобразователей частоты (ПЧ). При этом более эффективно задача снижения потерь мощности преобразования и повышения качества выходной энергии решается использованием в ПЧ многоуровневых автономных инверторов напряжения (МАИН) [1], которые характеризуются выходными напряжениями ступенчатой формы, аппроксимирующими синусоидальные сигналы. МАИН обладают следующими достоинствами: качество выходного напряжения приближается к принятым стандартам; силовые цепи инвертора могут выполняться на низко-вольтовых полупроводниковых приборах; более низкие по сравнению с одноуровневыми автономными инверторами потери мощности.

Проведенный анализ из [2, 3] существующих принципов построения силовых цепей и методов формирования выходного напряжения в МАИН позволяет выделить два основных способа построения многоуровневых преобразователей (МПЧ):

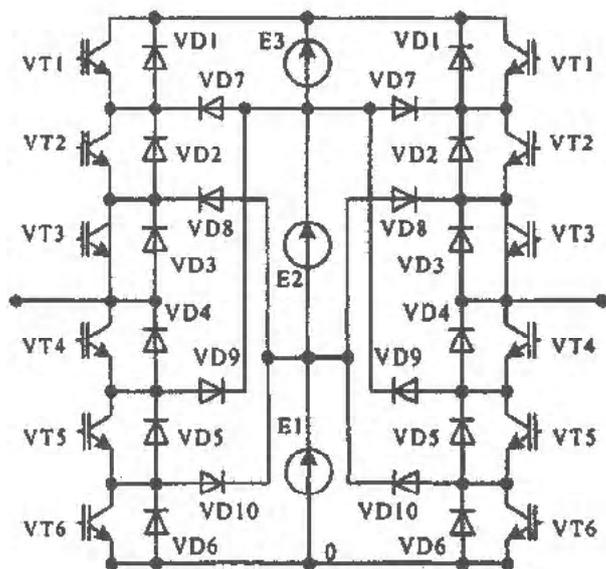
- преобразователи на базе МАИН с источником постоянного напряжения, имеющим несколько уровней напряжения (со схемой, показанной на рис. 1, а) [2];
- каскадные МПЧ с последовательным соединением инверторов и суммированием в выходных цепях напряжений изолированных источников постоянного тока (характеризуется схемой на рис.1, б) [4].

При увеличении в схеме МАИН на рис. 1, б числа уровней выходного напряжения увеличивается количество последовательно включенных силовых приборов, что приводит к возрастанию статических потерь. В схеме на рис. 1, б с каскадным включением с ростом уровней формируемого напряжения возрастает количество каскадов, силовых ключей и снижается КПД. Обои отмеченным выше способам построения МПЧ присуща общая проблема – необходимость использования нескольких независимых источников постоянного напряжения, что приводит к усложнению и удорожанию МПЧ с ростом числа формируемых уровней выходного напряжения.

Цель данной статьи – анализ предложенной новой схемы МАИН, получение для нее аналитических соотношений для расчета основных параметров и характеристик, рекомендаций по применению.



а)



б)

Рис. 1. Схема МАИН: а – с многоуровневым источником питания; б – каскадного.

Для решения описанных выше задач разработана схема четырехуровневого МАИН [5], представленная на рис. 2, в которой, благодаря соответствующему включению силовых приборов, достигается снижение потерь и повышение КПД схемы, а питание осуществляется от одного источника постоянного напряжения.

Принцип работы данного устройства поясним с помощью табл. 1 и табл. 2. В начальный момент все ключи закрыты и конденсаторы делителя C1, C2 и C3 заряжены. При открывании ключа VT2 из верхней параллельной группы и дополнительного ключа VT9 напряжение на нагрузке равняется напряжению конденсатора C2 (равному $U_d/3$, где U_d – полное напряжение источника питания постоянного тока). Когда конденсатор разрядится до допустимого граничного значения, закроется предыдущая группа ключей и откроются транзисторы VT3 и VT10, после чего к нагрузке подключится конденсатор C3. Этим достигается выравнивание уровня напряжения, формируемого емкостным делителем.

Следующий уровень напряжения, равный $2U_d/3$, формируется при включении транзисторов VT1 и VT9, после чего напряжение на нагрузке равняется напряжению конденсаторов C1 и C2. При уменьшении напряжения на нагрузке до допустимого граничного значения предыдущая группа ключей закрывается и включаются транзисторы VT2 и VT10, после чего напряжение на нагрузке становится равным напряжению конденсаторов C1 и C2.

Очередной уровень напряжения, равный U_d , формируется при включении транзисторов VT1 и VT10; после этого конденсаторы делителя заряжаются для осуществления последующего этапа формирования выходного напряжения. Последующий алгоритм работы силовых ключей соответствует обратному порядку, по сравнению с выше описанным (согласно табл. 1).

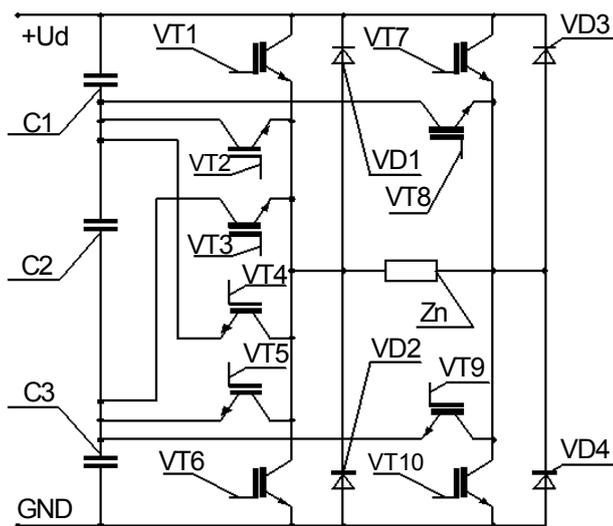


Рис. 2. Электрическая схема четырехуровневого инвертора напряжения

Формирование отрицательной полуволны выходного напряжения инвертора выполняется по алгоритму, аналогичному формированию положительной полуволны, но – для нижней группы силовых ключей и дополнительных ключей VT7 и VT8 (согласно табл. 2). Применение широтно-импульсной модуляции (ШИМ) в пределах каждого формируемого уровня напряжения значительно снижает коммутационные потери мощности в силовых ключах, так как с частотой ШИМ коммутируется не полное значение напряжения U_d , а только его часть – $U_d/3$.

Для сброса энергии, накопленной в нагрузке и других цепях при протекании коммутируемого тока, и исключения перенапряжения на силовых ключах служат обратные диоды. Для основных последовательно соединенных ключей VT1 и VT6 включены диоды VD1 и VD2, а для параллельных ключей в момент коммутации при ШИМ открывается соответствующий силовой ключ: для транзистора VT2 – открывается транзистор VT4, для транзистора VT3 – открывается транзистор VT5. Таким образом, при ШИМ в момент коммутации напряжения и формирования положительной полуволны роль обратного диода для транзистора VT2 выполняет транзистор VT4, а для транзистора VT3 – роль обратного диода выполняет транзистор VT5.

В табл. 1 показаны состояния ключей инвертора, где «0» – соответствует закрытому состоянию ключа, «1» – открытому состоянию при ШИМ, «2» – открытому состоянию. Для осуществления возможности использования одноуровневого источника питания постоянного тока в схему введены дополнительные силовые ключи VT8 и VT9, позволяющие реализовать алгоритм управления в соответствии с табл. 2.

Оценим область значений входных напряжений, частот и количество уровней для рационального применения предложенного четырехуровневого МАИН. Для этого определим коэффициент полезного действия (КПД) этого МАИН в зависимости от указанных величин.

Таблица 1. Алгоритм коммутации силовых ключей МАИН

VT1	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
VT2	0	1	2	2	1	0	0	2	0	0	0	0	2	0
VT3	1	2	0	0	2	1	0	0	2	0	0	2	0	0
VT4	0	2	0	0	2	0	0	1	2	0	0	2	1	0
VT5	2	0	0	0	0	2	0	0	1	2	2	1	0	0
VT6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0	0
VT7	0	0	0	0	0	0	0	2	2	2	2	2	2	0
VT10	2	2	2	2	2	2	0	0	0	0	0	0	0	0

Таблица 2. Режимы заряда/разряда емкостей делителя постоянного напряжения

Напряжение нагрузки	Конденсаторы, подключаемые к нагрузке	Конденсаторы, находящиеся в режиме зарядки	Открытые силовые ключи	Интервал работы МАИН
$U_d/3$	C2 C3	C2	VT2, VT9 VT3, VT10	[0; π]
$2U_d/3$	C1+C2 C2+C3	C3 C1	VT1, VT9 VT2, VT10	
U_d	C1+C2+C3	C2, C3	VT1, VT10	
$2U_d/3$	C2+C3 C1+C2	C3	VT2, VT10 VT1, VT9	
$U_d/3$	C3 C2	C1, C2 C3	VT3, VT10 VT2, VT9	
0	–	C1, C2, C3	–	
$U_d/3$	C2 C1	C2	VT8, VT5 VT7, VT4	[π ; 2π]
$2U_d/3$	C2+C3 C1+C2	C1 C3	VT8, VT6 VT7, VT5	
U_d	C1+C2+C3	C1, C2	VT7, VT6	
$2U_d/3$	C1+C2 C2+C3	C1	VT7, VT5 VT8, VT6	
$U_d/3$	C1 C2	C2, C3 C1	VT8, VT5 VT7, VT4	
0	–	C1, C2, C3	–	

КПД η рассчитаем по формуле [6]:

$$\eta = \frac{P - \Delta P}{P} = 1 - \frac{\Delta P}{P}, \quad (1)$$

где P – потребляемая инвертором мощность, ΔP – мощность потерь в инверторе.

Используя известные соотношения [6], найдем мощности P и ΔP через входное напряжения U_d , частоту коммутации f силовых ключей и количество формируемых уровней h выходного напряжения:

$$\left. \begin{aligned} P &= U_d \cdot I_d, \\ \Delta P &= P_s + P_d + \sum P_{VD(VT)} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где I_d – входной ток инвертора; P_s – мощность статических потерь, P_d – мощность динамических потерь; $\sum P_{VD(VT)}$ – сумма потерь мощности в обратных диодах и ключах (в моменты времени выполнения последними функций обратных диодов).

Определим статические потери [6]:

$$P_s = (U_{CE}^{MOD} + \frac{1}{h} \sum_i U_{CE}^i) I_C \frac{M}{\pi}, \quad (3)$$

где U_{CE}^{MOD} – остаточное напряжение на открытом модулирующем ключе; U_{CE}^i – остаточное напряжение

на приборах, работающих с частотой ШИМ; M – коэффициент модуляции; I_C – средний ток, протекающий через силовой ключ.

Динамические потери находим из соотношения [6]:

$$P_d = P_{on} + P_{off}, \quad (4)$$

где P_{on} – мощность потерь при включении силового прибора; P_{off} – мощность потерь при выключении силового прибора.

Подставив (2), (3) и (4) в (1), получим выражение для расчета КПД исследуемого МАИН:

$$\eta = 1 - \frac{(U_{CE}^{MOD} + \frac{1}{h} \sum_i U_{CE}^i) I_C \frac{M}{\pi} + P_{on} + P_{off} + \sum P_{VD(VT)}}{U_d I_d}. \quad (5)$$

В качестве примера проведем анализ полученного соотношения (5) для рассмотренного МАИН, реализованного на основе IGBT-транзисторов.

Статические потери мощности определим следующим образом [6]:

$$P_s = U_{CE} \cdot I_C \cdot n \cdot \frac{M}{\pi}, \quad (6)$$

где U_{CE} – прямое падение напряжения на открытом ключе (для IGBT-транзисторов, предназначенных для

работы в рассматриваемом диапазоне частот, оно характеризуется значениями от 2,5В до 3,2В); n – количество ключей в цепи тока нагрузки.

Динамические потери находим из соотношения [6]:

$$P_d = \frac{n \cdot U_k^2}{24 \cdot L_s} \cdot t_{on}^2 \cdot f + \frac{n \cdot I_{k,max}^2}{24 \cdot C_s} \cdot t_{off}^2 \cdot f = \frac{n \cdot f}{24} \cdot \left(\frac{U_k^2 \cdot t_{on}^2}{L_s} + \frac{I_{k,max}^2 \cdot t_{off}^2}{C_s} \right), \quad (7)$$

где U_k – коммутируемое напряжение силовым ключом, $I_{k,max}$ – максимальный коллекторный ток коллектора IGBT-транзистора, t_{on} и t_{off} – времена включения и выключения силовых приборов соответственно; f – опорная частота ШИМ; L_s и C_s – индуктивность снабберной и емкость демпфирующей цепи соответственно.

Индуктивность L_s и емкость C_s рассчитаем из выражений [6]:

$$\left. \begin{aligned} L_s &= \frac{U_d}{\frac{di}{dt}} \approx \frac{U_k}{\frac{I_{k,max}}{t_{on}}}, \\ C_s &\approx I_{k,max} \cdot \frac{t_{off}}{2 \cdot U_k} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Подставив (8) в (7), получим соотношение для расчета мощности динамических потерь МАИН для рассматриваемого случая:

$$P_d = \frac{n \cdot f \cdot U_k \cdot I_{k,max}}{24} \cdot (t_{on} + 2 \cdot t_{off}). \quad (9)$$

Подставив выражения (6) и (9) в (5), найдем выражение для расчета КПД многоуровневого инвертора, реализованного на IGBT-транзисторах:

$$\eta = 1 - \frac{U_{CE} \cdot I_c \cdot n \cdot \frac{M}{h \cdot \pi} + \frac{n \cdot f}{24} \cdot U_k \cdot I_{k,max}}{U_d \cdot I_d} \times \frac{(t_{on} + 2 \cdot t_{off}) + \sum P_{VD(V)}}{U_d \cdot I_d}. \quad (10)$$

Преобразуем (10) к виду, позволяющему выполнить анализ зависимостей КПД от опорной частоты ШИМ (f), количества уровней (h) и напряжения на входе инвертора (U_d). Для этого выразим средний ток транзистора I_c через максимальный ток нагрузки $I_{n,max}$ в виде:

$$I_c = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} I_{n,max} \cdot \sin(\omega t - \varphi) dt = \frac{I_{n,max}}{2 \cdot \pi} \cdot (1 + \cos \varphi) \Big|_{\varphi=0} = \frac{I_{n,max}}{\pi}. \quad (11)$$

Примем следующие допущения:

$$\left. \begin{aligned} I_{k,max} &= I_{n,max}; \\ I_d &= \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot I_{n,max}}{\pi}; \\ U_k &= U_d / h; \\ \sum P_{VD(VT)} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Подставляя (11) и (12), в (10) получим:

$$\eta(f) = 1 - \frac{\left[\frac{U_{CE} \cdot n \cdot M}{\pi} + \frac{\pi \cdot n \cdot f \cdot U_d \cdot (t_{on} + 2t_{off})}{24h} \right]}{2\sqrt{2}U_d}. \quad (13)$$

Сравнивая соотношения (13) и (1) между собой и учитывая зависимости (2), получим из (13) соотношение для расчета относительных значений статических ($P_V = P_s / P$) и динамических ($P_k = P_d / P$) потерь мощности:

$$\left. \begin{aligned} P_V &= \frac{U_{CE} \cdot n \cdot M}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot U_d}, \\ P_k &= \frac{\pi \cdot n \cdot f \cdot (t_{on} + 2 \cdot t_{off})}{24 \cdot h \cdot 2\sqrt{2}} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Проведем анализ зависимостей (13) и (14) для КПД, статических потерь мощности P_V , динамических потерь мощности P_k от: опорной частоты ШИМ (f), количества уровней выходного напряжения и величины входного напряжения U_d инвертора.

На рис. 3 показана рассчитанная из (13) зависимость КПД инвертора от частоты, для следующих численных значений параметров инвертора: $U_d = 360$ В, $U_{CE} = 3,2$ В, $n = 2$, $f_{nes} = 1000 \dots 36000$ Гц, $h = 3$, $t_{on} = 10^{-6}$ с, $t_{off} = 6,5 \cdot 10^{-7}$ с, $M = 0,95$. Как видно из рис. 4, при изменении опорной частоты ШИМ от 1 до

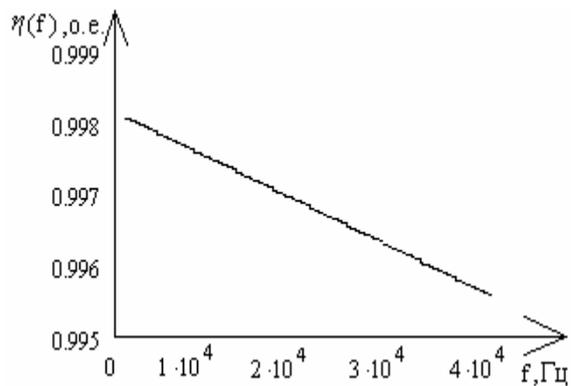


Рис. 3. Зависимость КПД от опорной частоты

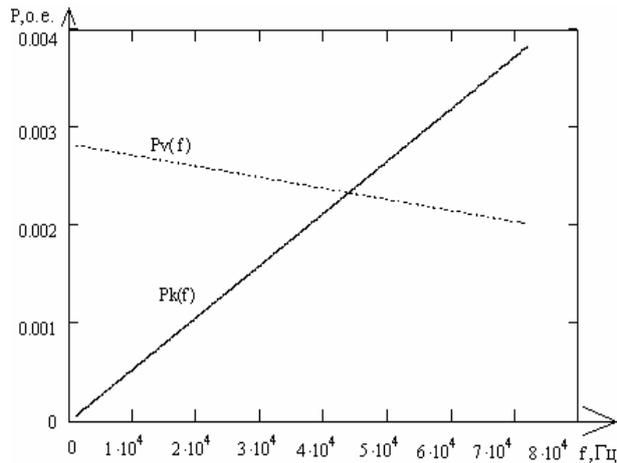


Рис. 4. Зависимость потерь в инверторе от изменения частоты

36 кГц наблюдается незначительное снижение КПД (в итоге результата роста динамических потерь в силовых приборах и при небольшом уменьшении статических потерь согласно рис. 4 за счет уменьшения коэффициента модуляции).

На рис. 5 представлены зависимости относительных потерь ($P_v(h) = P_s / P$, $P_k(h) = P_d / P$) в четырехуровневом МАИН от количества формируемых уровней h при неизменной опорной частоте ($f = 36000$ Гц) и входном напряжении ($U_d = 360$ В), которые рассчитаны из (14) (с теми же значениями параметров инвертора).

Из рис. 5 видно, что при увеличении числа уровней выходного напряжения МАИН, наблюдается снижение динамических потерь, а статические потери оста-

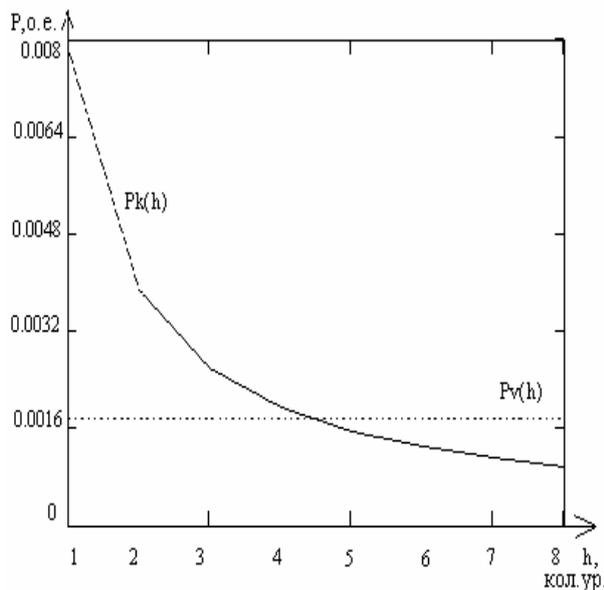


Рис. 5. Зависимость потерь от количества уровней выходного напряжения

ются неизменными. Это объясняется тем, что в контуре тока нагрузки при формировании разных потенциальных уровней выходного напряжения количество силовых ключей не изменяется. Уменьшение динамических потерь P_d (рис. 5) связано с уменьшением значений коммутируемых напряжений на силовых приборах при увеличении количества уровней ($U_k = U_d / h$), что также является причиной некоторого увеличения КПД (рис. 6).

На рис. 7 и рис. 8 приведены зависимости потерь мощности, КПД многоуровневого инвертора от значе-

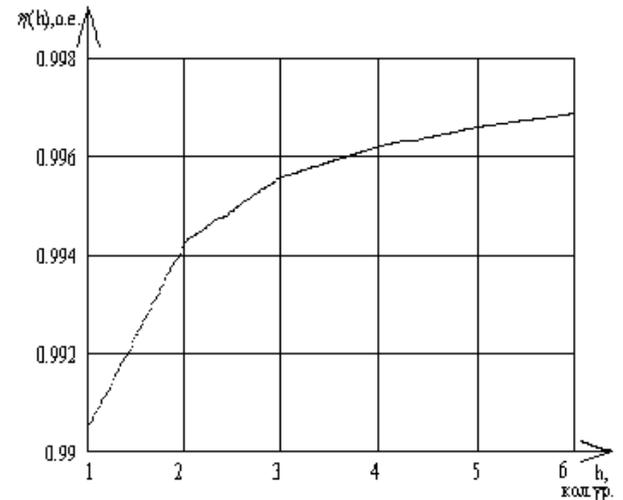


Рис. 6. Зависимость КПД от количества уровней выходного напряжения

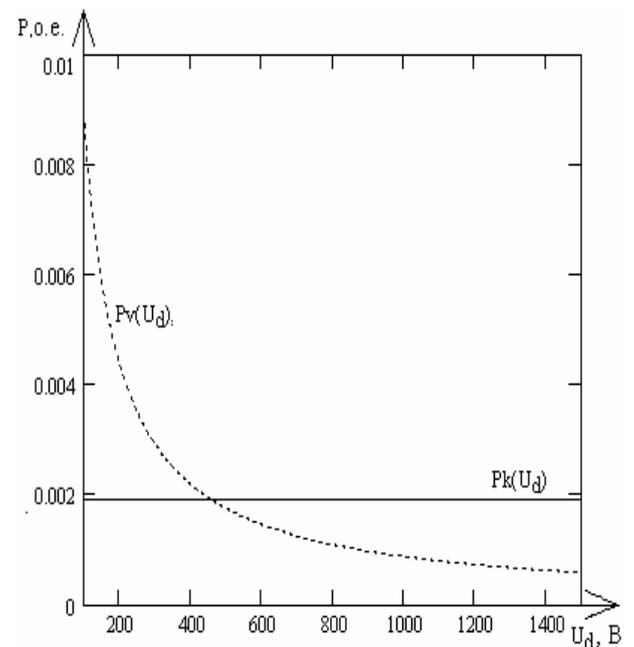


Рис. 7. Зависимость потерь в инверторе от изменения входного напряжения

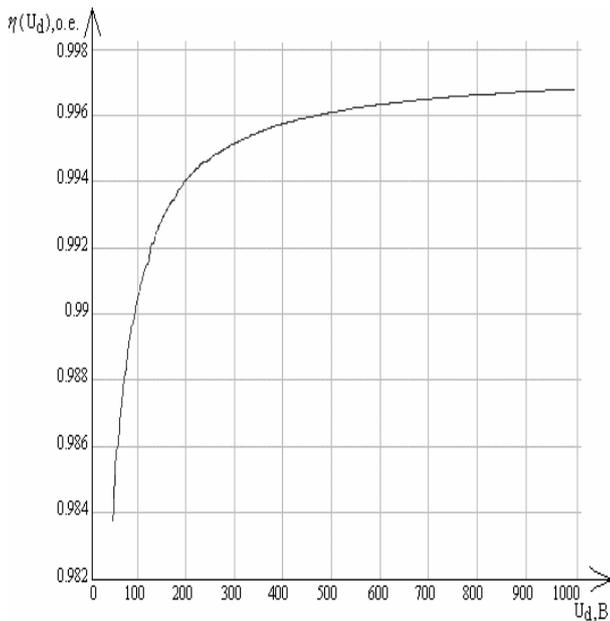


Рис. 8. Зависимость КПД от входного напряжения

ния входного напряжения (U_d) при фиксированных значениях частоты ($f = 36$ кГц) и количества уровней ($h = 3$). Как видно из рис. 7, с увеличением входного напряжения инвертора относительное значение статических потерь мощности уменьшается (при этом абсолютное значение статических потерь мощности с принятыми допущениями не изменяется), что и является причиной возрастания КПД исследуемого инвертора (рис. 8).

Выводы

1. Установлена возможность создания многоуровневого АИН с одноуровневым источником питания. Выявлено, что с увеличением количества уровней ($h = 3, 4$), формируемого выходного напряжения за-

метно увеличивается КПД преобразования. Большое количество уровней можно считать нецелесообразным, так как КПД далее растет незначительно, но при этом существенно возрастает количество силовых приборов и увеличиваются соответственно массогабаритные показатели инвертора.

2. КПД многоуровневого инвертора с увеличением частоты преобразования уменьшается незначительно. При этом до частот, равных 45 кГц, можно считать, что частотный диапазон МАИН определяется частотными свойствами используемых силовых приборов.

3. Анализ зависимости КПД многоуровневого АИН от значения питающего напряжения свидетельствует о целесообразности использования МАИН при входных напряжениях более 400 В. Максимальные значения входных напряжений ограничиваются параметрами используемых силовых приборов и количеством уровней формируемого напряжения.

Перечень ссылок

1. Руденко В. С., Гончаров Ю. П., Будьонний О. В., Морозов В. Г. Перетворювальна техніка: Підручник, Ч2, Вид-во – Харків: Фоліо, 2000 – 360 с.
2. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники: Уч. пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. – 664 с.
3. Асанов А. З., Романовский Э. А. Плавное регулирование уровня сигнала в многоуровневых инверторах напряжения // Электротехника. – 2000 – № 12. – С. 21–26.
4. Никитин В. М. Управление значением выходного напряжения трехфазного инвертора // Электротехника. – 1996 – № 4 – С. 34–40.
5. Переверзев А. В., Кузнецов Д. А. Многоуровневый инвертор напряжения: патент № 18870, 2006.
6. Семенов В. В. Основы автономных преобразователей: Уч. пособие. – Запорожье: ЗГИА, 2005. – 40 с.

Поступила в редакцию 08.10.07 г.

После доработки 30.11.07 г.

Запропоноване схемне рішення автономного багаторівневого інвертора напруги. Визначені робоча область вхідних напруг і робочих частот інвертора, отримано співвідношення для розрахунку його втрат та ККД. Надані рекомендації до вибору робочих частот і кількості рівней квантування вихідної напруги інвертора.

The circuit of the multilevel independent inverter of voltage is offered. The working area of input voltage and working frequencies of the inverter are determined; parties for calculation of its losses and efficiency are received. Change of efficiency from input voltage size is investigated and recommendations are given as to the choice of working frequencies and level numbers of target voltage quantization.

С. М. Тиховод

Совершенствование методики расчета установившихся процессов в электрических цепях переменного тока

Предложена методика и разработана универсальная компьютерная программа для расчета установившихся процессов в сложных электрических цепях синусоидального тока, содержащих источники ЭДС и тока, управляемые напряжениями и токами произвольных ветвей.

При проектировании электротехнических устройств выбор оптимальных параметров компонентов, как правило, выполняется путем компьютерного моделирования процессов. При использовании корректной модели, детально описывающей все существенные особенности устройства, компьютерное моделирование позволяет существенно сократить эксперименты на физических моделях, что сокращает стоимость и время разработки. В настоящее время существует ряд готовых компьютерных комплексов: Simulink, PSpice и других подобных, – позволяющих проводить компьютерное моделирование процессов в электрических цепях. Однако, в практике встречаются специфические задачи, которые не могут быть решены с помощью названных и других универсальных компьютерных программных комплексов. Поэтому разработка новых программных комплексов, устраняющих недостатки известных универсальных комплексов, является актуальной задачей.

Рассмотрим случай, когда применение популярных комплексов Simulink и PSpice не позволяет выполнить моделирование электрических процессов на примере расчета установившихся аварийных режимов в трехфазных электрических системах методом симметричных составляющих [1, 2]. Согласно данному методу предварительно выполняют построение схем замещения фазы «А» для прямой, обратной и нулевой последовательностей [1]. Затем для этих схем составляются уравнения Кирхгофа. Чтобы симметричные составляющие трехфазной цепи могли быть однозначно вычислены, необходимо в точке аварии задать дополнительные условия, описывающие характер несимметрии токов и напряжений. Например, при однофазном коротком замыкании фазы «А» на землю (рис. 1) эти условия имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_A &= 0; \\ \dot{I}_B &= 0; \\ \dot{I}_C &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где U_A – напряжение в точке короткого замыкания фазы «А» относительно земли; I_B, I_C – токи в неповрежденных фазах, протекающие на землю.

Уравнения (1), выраженные через симметричные составляющие, могут быть представлены как:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 + \dot{U}_2 + \dot{U}_0 &= 0; \\ a^2 \dot{I}_1 + a \dot{I}_2 + \dot{I}_0 &= 0; \\ a \dot{I}_1 + a^2 \dot{I}_2 + \dot{I}_0 &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где $a = e^{j2\pi/3}$ – поворотный множитель; $U_0, U_1, U_2, I_0, I_1, I_2$ – симметричные составляющие напряжений и токов.

Как правило, реальные системы электроснабжения имеют сложные схемы. Расчеты аварийных режимов в таких системах на практике можно осуществлять компьютерными методами с помощью универсальных программ расчета электрических цепей. Одними из самых популярных таких программ являются упомянутые системы Simulink и PSpice. Дополнительные условия, представленные системой уравнений (2), могут быть реализованы в указанных системах введением управляемого источника напряжения и двух управляемых источников тока (как показано на рис. 2). В этом случае три управляемых источника взаимно влияют друг на друга. Попытки использовать для расчета таких цепей системы Simulink и PSpice не дают положительного результата. При этом алгоритмы функционирования систем Simulink, PSpice и других аналогичных систем не приводятся для пользователей, что не позволяет их совершенствовать. Практика показывает, что в этих системах управляемые источники рассматриваются как нелинейные элементы, а взаимно влияющие друг на друга несколько управляющих источников приводят к появлению так называемых «алгебраических петель», которые затрудняют или делают невозможным расчет.

Целью данной работы является разработка методики расчета и программного комплекса, позволяющего выполнять расчеты цепей синусоидального тока, содержащих управляющие источники напряжения и тока (в том числе «алгебраические петли»).

За основу алгоритма разработанной программы, названной Colo-complex, взят алгоритм программы Colo [3]. Особенность данного алгоритма заключается в том, что все токи, напряжения, ЭДС и сопротивления рассматриваемых электрических цепей являются комплексными величинами, что допустимо в системе Matlab. Полагаем, что каждая ветвь электрической цепи содержит только один элемент. Будем рассматривать ветви трех типов:

– Е-тип (ветвь этого типа содержит несколько независимых и управляемых источников напряжения,

включенных последовательно; источники напряжения могут быть управляемые напряжением или током);

– Z-тип (ветвь этого типа содержит комплексное сопротивление);

– J-тип (ветвь этого типа содержит несколько независимых и управляемых источников тока, включенных параллельно; источники тока могут быть управляемыми напряжением или током).

Перед расчетом исследуемой электрической цепи предварительно вычерчивается ее схема. На схеме проставляются номера узлов (начиная с первого), произвольно указываются стрелки положительных направлений токов всех ветвей и номера ветвей (начиная с первой). В ветвях, содержащих источники ЭДС, направление тока следует выбирать против ЭДС (согласно напряжению). Ветвь этого типа содержит несколько независимых и управляемых источников напряжения, включенных последовательно. В ветвях, содержащих источники тока, направление тока следует выбирать согласно направлению тока источника. Ветвь этого типа содержит несколько независимых и управляемых источников тока, включенных параллельно. В ветвях Z-типа положительное направление тока выбирается произвольно. Положительные направления напряжений во всех ветвях выберем согласно положительному направлению токов в соответствующих ветвях.

Согласно подготовленной схеме в подпрограмме DataZ задается матрица входных данных Param_ish. В этой матрице каждой ветви соответствует отдельная строка. Строки могут идти произвольно. В шести столбцах матрицы Param_ish для каждой ветви последовательно задаются: номер ветви, номер узла начала ветви, номер узла конца ветви, тип ветви (E, Z или J), численное значение параметра ветви. Для ветви Z-типа параметром является комплексное сопротивление. Для ветвей E или J-типа параметром является комплексное значение ЭДС или тока независимого источника ЭДС или тока. Параметры управляемых источников напряжения задаются отдельно в массиве ячеек MCV.

Этот массив содержит два столбца ячеек. Каждая строка соответствует одному совокупному управляемому источнику напряжения. Первый элемент строки содержит номер ветви с управляемым источником напряжения. Второй элемент строки содержит матрицу, описывающую соответствующий источник. Матрицы могут содержать несколько строк, если совокупный источник напряжения содержит несколько управляемых источников напряжения, включенных последовательно. Каждая строка матрицы содержит параметр управления I или V (что означает, чем управляется данный источник), номер управляющей ветви и численное значение коэффициента управления. Параметры управляемых источников тока задаются в массиве ячеек MCJ. Этот массив имеет структуру, аналогичную структуре массива MCV.

В программе Colo-complex строки матрицы исходных данных сортируются по возрастанию номеров ветвей, а затем в соответствии с методикой построения «правильного дерева» [4] ветви расставляются по приоритету: E, Z, J. Результирующая матрица получила идентификатор Prior. Согласно этой матрице стро-

ится матрица инцидентий A типа «узел-ветвь». Матрица A имеет следующую структуру:

$$A = [a_{i,j}], \quad (3)$$

где $a_{i,j} = 1$, если ветвь j принадлежит узлу i и стрелка направлена от узла i ; $a_{i,j} = -1$, если ветвь принадлежит узлу i и стрелка направлена к узлу i ; $a_{i,j} = 0$, если ветвь j не принадлежит узлу i .

Целью построения матрицы инцидентий является автоматическое формирование полной системы независимых уравнений Кирхгофа, достаточной для расчета токов и напряжений во всех ветвях. Система независимых уравнений согласно закону токов Кирхгофа (ЗТК) может быть получена с помощью матрицы главных сечений цепи D. Система независимых уравнений согласно закону напряжений Кирхгофа (ЗНК) может быть получена с помощью матрицы главных контуров цепи B. В матричном виде уравнения Кирхгофа имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} D \cdot I &= 0; \\ B \cdot U &= 0; \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где I, U – векторы токов и напряжений всех ветвей.

Матрицы главных сечений и главных контуров цепи могут быть построены путем построения дерева цепи. Для этого с помощью матрицы инцидентий A и путем ее элементарных преобразований строится ступенчатая матрица A_ech. В системе Matlab для этого предназначена встроенная функция gref. Первые n – 1 строк матрицы A_ech соответствуют ветвям дерева, где n – число узлов цепи. По ступенчатой матрице строится дерево цепи, то есть составляется вектор N_Bt, элементы которого содержат номера ветвей дерева и вектор N_Bl, элементы которого содержат номера хорд (связей). Далее все связи расставляются по приоритету: J, Z, в результате чего получаем матрицу Prior_I, в которую входят только строки матрицы Param, расставленные по приоритету: J, Z.

Матрицы A, D и B можно представить в виде подматриц, соответствующих дереву (индекс T), и связям (индекс L):

$$\left. \begin{aligned} A &= [A_T \quad A_L]; \\ B &= [B_T \quad I_\mu]; \\ D &= [I_\rho \quad D_L]; \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

где I_μ, I_ρ – единичные матрицы.

Согласно рассуждениям, приведенным в [4], подматрицы B_T и D_L можно получить следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} D_L &= A_T^{-1} A_L; \\ B_T &= -D_L^t \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Таким образом, имея матрицу инцидентий и дерево цепи, можно получить матрицы сечений и конту-

ров, что достаточно для построения полной системы уравнений Кирхгофа. Рассмотрим единый вектор переменных:

$$\mathbf{X} = [\mathbf{I}_{ET}, \mathbf{I}_{ZT}, \mathbf{I}_{JL}, \mathbf{I}_{ZL}, \mathbf{U}_{ET}, \mathbf{U}_{ZT}, \mathbf{U}_{JL}, \mathbf{U}_{ZL}]^T, \quad (7)$$

где \mathbf{I}_{ET} – вектор токов ветвей дерева, содержащих источники ЭДС; \mathbf{I}_{ZT} – вектор токов ветвей дерева, содержащих комплексные сопротивления; \mathbf{I}_{JL} – вектор, токов связей, содержащих источники тока; \mathbf{I}_{ZL} – вектор, токов связей, содержащих комплексные сопротивления; \mathbf{U}_{ET} – вектор напряжений ветвей дерева, содержащих источники ЭДС; \mathbf{U}_{ZT} – вектор напряжений ветвей дерева, содержащих комплексные сопротивления; \mathbf{U}_{JL} – вектор напряжений связей, содержащих источники тока; \mathbf{U}_{ZL} – вектор напряжений связей, содержащих комплексные сопротивления.

С использованием единого вектора переменных система уравнений Кирхгофа примет вид:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{1}_\rho & \mathbf{D}_L & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_T & \mathbf{1}_\mu \end{bmatrix} \cdot \mathbf{X} = \mathbf{0}. \quad (8)$$

Уравнение (6) может быть решено в том случае, если дополнительно задать соотношения между токами и напряжениями на всех элементах цепи:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{Z}_T \mathbf{I}_{ZT} - \mathbf{U}_{ZT} &= \mathbf{0}; \\ \mathbf{Z}_L \mathbf{I}_{ZL} - \mathbf{U}_{ZL} &= \mathbf{0}; \\ \mathbf{U}_{ET} &= \mathbf{E} + \mathbf{z}_{ET} \mathbf{I}_{ET} + \mathbf{z}_{JL} \mathbf{I}_{JL} + \mathbf{z}_{ZL} \mathbf{I}_{ZL} + \\ &+ \boldsymbol{\mu}_{ET} \mathbf{U}_{ET} + \boldsymbol{\mu}_{ZT} \mathbf{U}_{ZT} + \boldsymbol{\mu}_{JL} \mathbf{U}_{JL} + \boldsymbol{\mu}_{ZL} \mathbf{U}_{ZL}; \\ \mathbf{I}_{JL} &= \mathbf{J} + \mathbf{B}_{ET} \mathbf{I}_{ET} + \mathbf{B}_{ZT} \mathbf{I}_{ZT} + \mathbf{B}_{JL} \mathbf{I}_{JL} + \mathbf{B}_{ZL} \mathbf{I}_{ZL} + \\ &+ \mathbf{S}_{ET} \mathbf{U}_{ET} + \mathbf{S}_{ZT} \mathbf{U}_{ZT} + \mathbf{S}_{JL} \mathbf{U}_{JL} + \mathbf{S}_{ZL} \mathbf{U}_{ZL} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где $\mathbf{Z}_T, \mathbf{Z}_L$ – векторы-строки, содержащие значения комплексных сопротивлений, элементов, попавших в ветви дерева и связи; \mathbf{U}_{ET} – вектор полных напряжений всех источников ЭДС, включенных последовательно; \mathbf{E} – вектор значений напряжений независимых источников; $\mathbf{z}_{ET}, \mathbf{z}_{ZT}, \mathbf{z}_{JL}, \mathbf{z}_{ZL}$ – векторы коэффициентов управления по току управляемых источников напряжения; $\boldsymbol{\mu}_{ET}, \boldsymbol{\mu}_{ZT}, \boldsymbol{\mu}_{JL}, \boldsymbol{\mu}_{ZL}$ – векторы коэффициентов управления по напряжению управляемых источников напряжения; $\mathbf{B}_{ET}, \mathbf{B}_{ZT}, \mathbf{B}_{JL}, \mathbf{B}_{ZL}$ – векторы коэффициентов управления по току управляемых источников тока; $\mathbf{S}_{ET}, \mathbf{S}_{ZT}, \mathbf{S}_{JL}, \mathbf{S}_{ZL}$ – векторы коэффициентов управления по напряжению управляемых источников тока.

Объединив уравнения (8) и (9) в одну систему, получим матричное линейное алгебраическое уравнение:

$$\mathbf{M} \cdot \mathbf{X} = \mathbf{F}, \quad (10)$$

где \mathbf{M} – матрица коэффициентов, а \mathbf{F} – вектор правых частей объединенной системы уравнений. Решение

матричного уравнения (10) позволяет вычислить вектор всех неизвестных \mathbf{X} .

Программа Colo-complex составлена согласно описанному алгоритму в системе Matlab. Программа позволяет выполнять расчет электрических цепей, содержащих «алгебраические петли». Для демонстрации возможностей программы выполним расчет токов однофазного короткого замыкания трехфазной электрической цепи, представленной на рис. 1, методом симметричных составляющих.

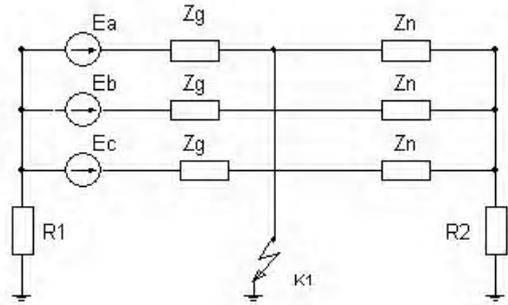


Рис. 1. Электрическая трехфазная цепь в режиме однофазного короткого замыкания на землю фазы «А»

Особенно широкое применение метод симметричных составляющих находит для расчета несимметричных трехфазных цепей электроснабжения. Эти цепи, как правило, содержат устройства, имеющие различные значения сопротивлений для прямой, обратной и нулевой последовательностей [2]. Для расчета методом симметричных составляющих составим схемы замещения фазы «А» для прямой, обратной и нулевой последовательностей. Эти схемы показаны на рис. 2.

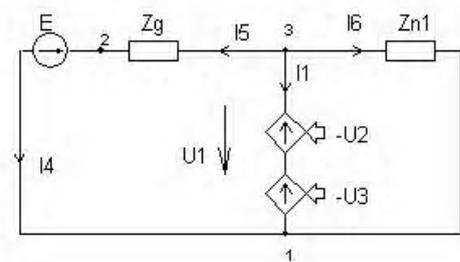
Согласно методу симметричных составляющих [1] короткое замыкание заменяется несимметричным трехфазным источником напряжения таким, чтобы напряжения всех трех фаз в точке короткого замыкания остались неизменными. Учет короткого замыкания фазы А на землю приводит к следующим условиям:

$$\left. \begin{aligned} U_a &= 0; \\ I_b &= 0; \\ i_c &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

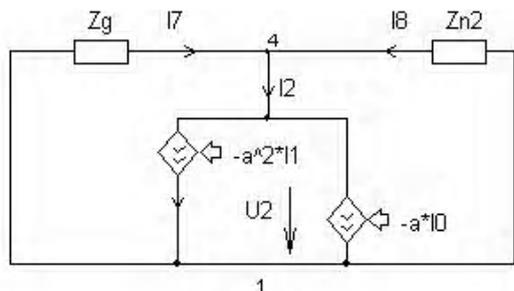
Условия (11) выразим через симметричные составляющие:

$$\left. \begin{aligned} U_1 + U_2 + U_3 &= 0; \\ a^2 I_1 + a I_2 + I_3 &= 0; \\ a I_1 + a^2 I_2 + I_3 &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

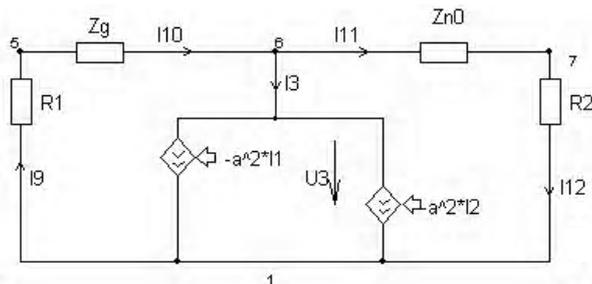
где индекс 1 указывает на прямую, индекс 2 – на обратную, индекс 3 – на нулевую последовательность.



а)



б)



в)

Рис. 2. Схемы замещения фазы «А»: для прямой (а), обратной (б) и нулевой (в) последовательностей

Учет условий (12) приводит к появлению в схемах замещения на рис. 2 управляемых источников напряжения и тока. Матрица входных данных программы Solcomplex для данной задачи имеет вид, показанный в табл.1. Массивы входных данных управляемых источников напряжения и тока заданы табл. 2. В табл. 3 приведены результаты расчета токов и напряжений симметричных составляющих.

С помощью значений симметричных составляющих могут быть рассчитаны реальные несимметричные токи и напряжения в трехфазной цепи. Например, токи короткого замыкания можно определить по формулам [1]:

$$\left. \begin{aligned} I_a &= I_1 + I_2 + I_3; \\ I_b &= a^2 I_1 + a I_2 + I_3; \\ I_c &= a I_1 + a^2 I_2 + I_3. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

Таблица 1. Входные данные матрицы программы

N ветви	От узла	К узлу	Тип ветви	Значение параметра
1	3	1	E	0
2	4	1	J	0
3	6	1	J	0
4	2	1	E	63500
5	3	2	Z	61,5j
6	3	1	Z	50+10j
7	1	4	Z	70,2j
8	1	4	Z	50+10j
9	1	5	Z	0,05
10	5	6	Z	12j
11	6	7	Z	50+10j
12	7	1	Z	0,05

Таблица 2. Выходные данные управляемых источников

N ветви с управляемым источником	Параметр управления 1-1, 2-V	Управляющая ветвь	Коэффициент управления
MCV={1}	{2,	2,	-1;
	2,	3	-1];
	{}];
MCJ={2}	{1,	1,	-a*a;
	1,	3,	-a];
	{1,	1,	-a*a;
	1,	2,	-a]];

В результате расчета получим:

$$\left. \begin{aligned} I_a &= -6,0451 \cdot 10^{-1} - 1,3330 \cdot 10^3 i, \\ I_b &= -3,5527 \cdot 10^{-15}, \\ I_c &= 1,6698 \cdot 10^{-13} + 2,2737 \cdot 10^{-13} i \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Обратим внимание, что токи фаз «b» и «с» точно до 10^{-13} равны нулю. Это является следствием того, что фазы b с не повреждены. Затем данный расчет также был выполнен в системе путем «ручного» составления уравнений по законам Кирхгофа. Расхождение результатов упомянутых параллельных расчетов не превышает значения 10^{-13} .

Таблиця 3. Результати розрахунку

Номера ветвей	Значення токов ветвей * 10 ²	Значення напряжень ветвей * 10 ⁴
1	-0,2015-4,4433i	1,5779-1,4089i
2	-0,2015-4,4433i	-1,0975+1,2780i
3	-0,2015-4,4433i	-0,4803+0,1309i
4	-2,2909+7,7596i	6,3500
5	-2,2909+7,7596i	-4,7721-1,4089i
6	2,4924-3,3163i	1,5779-1,4089i
7	-1,8205-1,5634i	1,0975-1,2780i
8	-1,6190-2,8799i	1,0975-1,2780i
9	-1,0741-4,0074i	-0,0005-0,0020i
10	-1,0741-4,0074i	0,4809-0,1289i
11	-0,8726+0,4359i	-0,4799+0,1307i
12	-0,8726+0,4359i	-0,0004+0,0002i

Выводы

Универсальная компьютерная программа, разработанная согласно предложенной методике, позволяет выполнять расчет установившихся режимов электрических цепей синусоидального тока, имеющих взаимовлияющие ветви, что зачастую невозможно выполнить с помощью популярных систем Simulink и PSpice.

Перечень ссылок

1. Зевеке Г. В., Ионкин П. А., Нетушилл А. В., Страхов С. В. Основы теории цепей. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.
2. Нейман Л. Р., Демирчян К. С. Теоретические основы электротехники т. 1.: Энергоиздат, 1981. – 522 с.
3. Тиховод С. М., Корнус Т. М., Паук Ю. И., Тарчуткин А. Л. Разработка алгоритма и программы расчета переходных процессов в нелинейных электрических цепях // Электротехника та електроенергетика – 2003. – № 1. – С. 35–42.
4. Чуа Л.О., Пен – Мин – Лин. Машинный анализ электронных схем. М.: Энергия, 1980. – 640 с.

Поступила в редакцию 06.11.07 г.

После доработки 13.11.07 г.

Запропоновано методику й розроблена універсальна комп'ютерна програма для розрахунку сталих процесів у складних електричних ланцюгах синусоїдального струму, що містять джерела ЕДС і струму, керовані напругами й струмами довільних галузей.

The technique is offered and the universal computer program for calculation of the established processes in the complex electric circuits of a sine wave current containing EMF sources and current, controlled by voltage and currents of any branches is developed.

УДК 621.314.632

А. П. Сінолиций, В. А. Кольсун, М. В. Жуйков

Енергетичні характеристики тиристорних електроприводів постійного струму у динамічному режимі їх роботи

Розглянута робота тиристорних перетворювачів постійного струму в динамічних режимах електроприводів ножиць неперервного прокатного стану ДС-250/150-6 та блюміну ВАРСЕЛОР МІТТАЛ. Проведений гармонічний аналіз струму, розраховані складові потужності та несиметрія навантаження трансформаторів перетворювачів вказаних установок у відповідних режимах.

В зв'язку з енергетичною кризою, яка набула чинності у останні роки, актуальним та витрибованим практикою є аналіз енергетичних характеристик автоматизованих електроприводів постійного струму, результати якого дають можливість отримати критерії для їх покращення.

Застосування регульованого електроприводу постійного струму для енергоємних установок з нестабільними навантаженнями (прокатні кліті, ножиці,

підіймально-транспортні засоби і т. п.), силові ланки якого містять керовані випрямлячі різної фазності, призводить до появи специфічних умов формування енергобалансу. На відміну від сталих режимів перетворювальних пристроїв (ПП), коли складові потужності і гармоніки струму в енергетичних колах визначаються досить легко [1, 2], для несталих режимів використання відомих підходів і особливо їх математичного забезпечення неможливе.

Відомі дослідження [3, 4] містять загальний теоретичний аналіз та розрахункові співвідношення без визначення їх практичного використання, особливо в частині появи та рівня неканонічних гармонік та нестабільності складових потужності. Зазначене призводить до ускладнень режимів роботи фільтрокомпенсуючих пристроїв, вибору їх оптимальних параметрів і позитивного вирішення проблеми електромагнітної сумісності.

Запропонована стаття присвячена аналізу енергетичних характеристик тиристорних електроприводів постійного струму у динамічному режимі їх роботи.

Аналіз несталих процесів перетворювача обумовлює врахування як зміни струму в колі постійного струму, так і зміни його кута керування. Якщо струм в колі постійного струму змінюється досить повільно (розглядається робота мостового перетворювача) у порівнянні зі зміною кута керування, то струм у фазі можна апроксимувати прямокутною формою імпульсу (рис. 1). Лінійний характер зміни кута керування призведе до того, що частота основної гармоніки струму буде збільшуватися (зменшуватися), а рівні гармонічних складових струму залишаться такими ж, як і для сталого режиму перетворювача. Та дослідження основних енергетичних характеристик перетворювача з таких позицій не досить зручні, оскільки значно ускладнюються вирази складових потужностей перетворювача. Так, наприклад, активна потужність для синусоїдних напруги та струму однієї фази з різними частотами матиме вигляд

$$P_{A(1)}(t) = \frac{1}{T/2} \int_{t-T/4}^{t+T/4} u(t)i(t)dt = \frac{1}{T/2} \int_{t-T/4}^{t+T/4} U_m \sin(\omega t) I_m \sin((\omega + \Delta\omega)t - \varphi_i) dt = \frac{U_m I_m}{T/2} \left[\frac{\sin(\Delta\omega T/4) \cos(\Delta\omega t - \varphi_i)}{\Delta\omega} - \frac{\sin((2\omega + \Delta\omega)T/4) \cos((2\omega + \Delta\omega)t - \varphi_i)}{2\omega + \Delta\omega} \right], (1)$$

де $\Delta\omega$ – різниця частот напруги та струму; U_m и I_m – амплітудне значення напруги та струму, відповідно; φ_i – кут зсуву фазних напруг та струму.

Для сталого режиму справедливо спрощене співвідношення [1]:

$$P = UI \cos(\varphi). (2)$$

Якщо прийняти, що кут зсуву φ дорівнює куту керування α , який, в свою чергу, визначається як

$$\alpha(t) = \pi/2 - t \cdot \Delta\alpha/2\pi, (3)$$

де $\Delta\alpha$ – зміна кута керування за період 2π , та підставивши (3) в (2), будемо мати

$$P_{A(1)}(t) = UI \cos(\pi/2 - t \cdot \Delta\alpha/2\pi). (4)$$

Побудувавши графіки зміни потужності (рис. 2, а) розрахованих за (1) та (4) видно, що похибка складає менше 1 % (рис. 2, б).

Отже, враховуючи незначну похибку результатів, які отримуються при використанні (4), та простий вираз (4) у порівнянні з (1), можна сказати про доцільність використання (4) для розрахунку активної потужності в перехідних режимах, а також приймати рівні гармонічних складових струму як для сталого режиму роботи перетворювача. При цьому частота основної гармоніки струму визначається

$$\omega_i = \omega_u + \Delta\omega = \omega_u + \omega_u \cdot \Delta\alpha/2\pi = \omega_u (1 + \Delta\alpha/2\pi), (5)$$

де ω_u – частота напруги.

По-іншому слід розглядати процеси в тиристорному перетворювачі постійного струму при одночасній зміні кута керування та струму, виходячи з реальних діаграм (осцилограм) навантаження, наприклад, при реверсивній роботі ножиць неперервного прокатного стану ДС-250/150-6 АРСЕЛОР МІТТАЛ (рис. 3). На представленому рисунку використовуються наступні позначення: U_3 – задана напруга; n – швидкість; I_d – вихідний струм перетворювача.

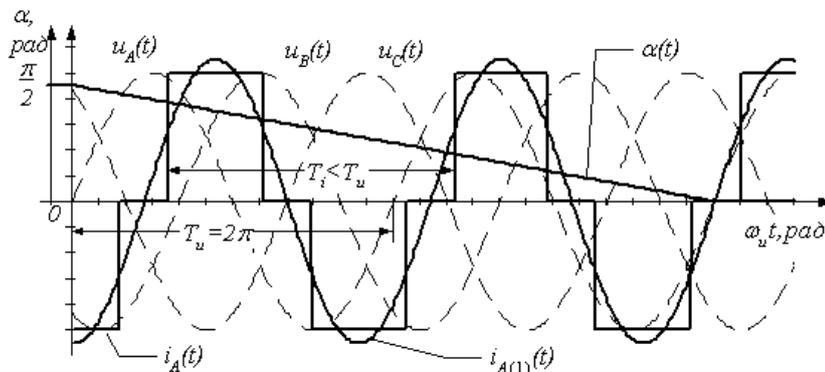
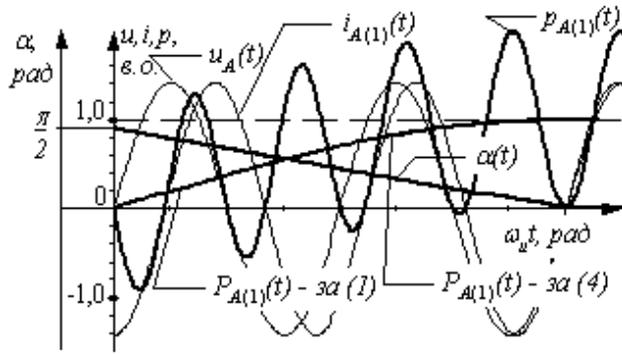
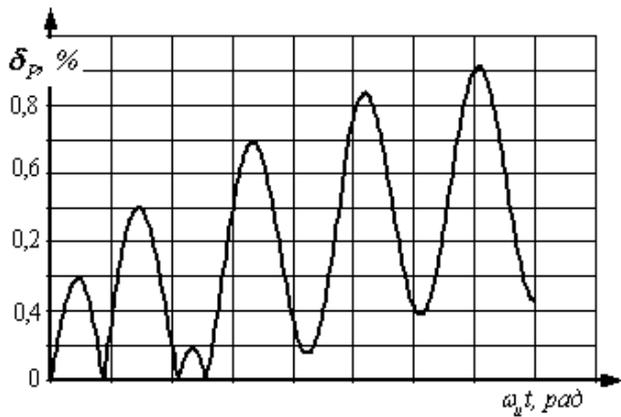


Рис. 1. Діаграми струму та напруги в несталих режимах перетворювача



а)



б)

Рис. 2. Графіки зміни потужності (а) та відносна похибка розрахунків (б)

В розгорнутому вигляді зміни кута керування та струму за час $t_{розр}$. ($\omega t_{розр} = 0,75 \cdot 2\pi$) наведені на рис. 4, де I_ϕ – фазний струм тиристорного перетворювача.

Виходячи з рис. 4, впливає, що в розрахунковому періоді відбуваються значні зміни, як струму, так і кута керування перетворювачем. Вище було доведено доцільність використання спрощеного розрахунку

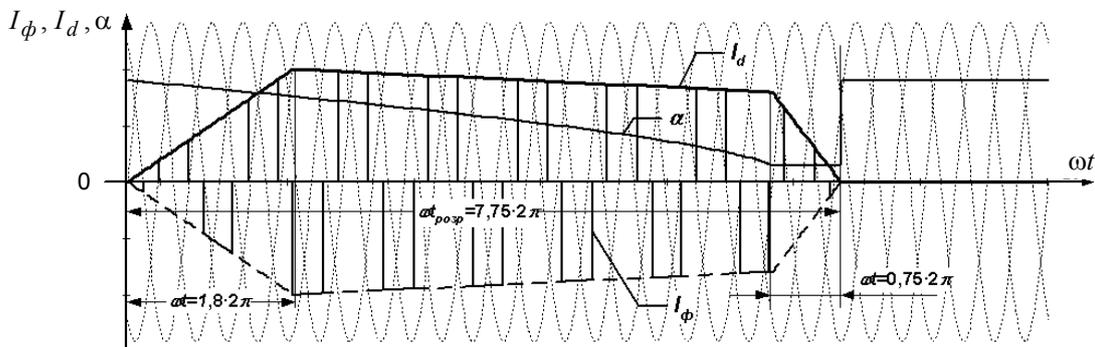


Рис. 4. Спрощена розрахункова діаграма струму за період $t_{розр}$.

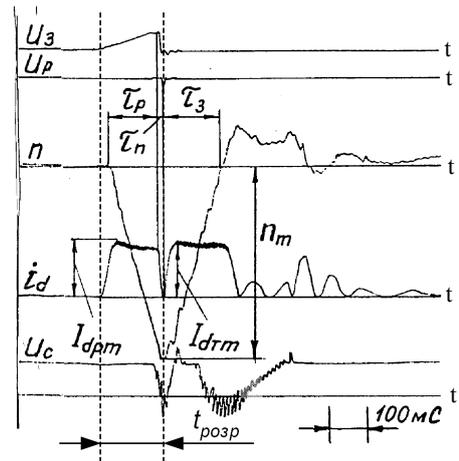


Рис. 3. Осцилограми роботи ножиць неперервного прокатного стану ДС-250/150-6 АРСЕЛОП МІТТАЛ

зміни активної потужності (2). Очевидно, що розрахунки реактивної та повної потужностей за першою гармонікою можна теж спростити до аналогічних виразів [1]:

$$\left. \begin{aligned} P &= U_d I_d(t); \\ Q_{(1)} &= U_d I_d(t) \operatorname{tg} \alpha(t); \\ S_{(1)} &= \frac{U_d I_d(t)}{\cos \alpha(t)} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Зміни складових потужностей, розрахованих за (6), наведені на рис. 5 (при використанні системи відносних одиниць, в якій за базисне значення прийнята повна потужність $S_{(1)}$).

Визначення для цього випадку k -х гармонік здійснюється з використанням дискретного гармонічного аналізу неперіодичних функцій [5] за виразами:

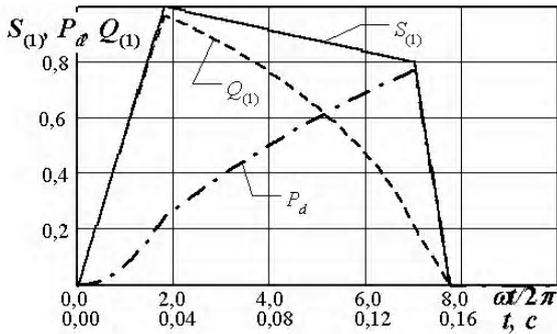


Рис. 5. Зміни складових потужностей для ножиць неперервного прокатного стану ДС-250/150-6 АРСЕЛОР МІТТАП

$$A_{(k)} = \frac{1}{\pi} \begin{bmatrix} \frac{I_{d0}}{k} \cdot A_{11} + \frac{\delta I}{k^2} (A_{12} + A_{13} - \\ - A_{14} - A_{15} + A_{16} + A_{17}) \end{bmatrix};$$

$$B_{(k)} = \frac{1}{\pi} \begin{bmatrix} \frac{I_{d0}}{k} \cdot B_{11} + \frac{\delta I}{k^2} (B_{12} - B_{13} - \\ - B_{14} - B_{15} + B_{16} - B_{17}) \end{bmatrix};$$

$$A_0 = \frac{1}{\pi} \left[I_{d0} \cdot C_{11} + \frac{\delta I}{2} (C_{12} + \frac{\pi}{3} C_{13} - \frac{4}{3} \pi^2) \right]$$

$$A_{11} = \sin k(5\pi/6 + \alpha_{12}) - \sin k(\pi/6 + \alpha_{11}) - \\ - \sin k(11\pi/6 + \alpha_{22}) + \sin k(7\pi/6 + \alpha_{21});$$

$$A_{12} = \cos k(5\pi/6 + \alpha_{12});$$

$$A_{13} = k \left(\frac{5\pi}{6} + \alpha_{12} \right) \sin k \left(\frac{5\pi}{6} + \alpha_{12} \right);$$

$$A_{14} = \cos k(\pi/6 + \alpha_{11}) + k \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_{11} \right) \sin k \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_{11} \right);$$

$$A_{15} = \cos k(11\pi/6 + \alpha_{22}) + \\ + k \left(\frac{11\pi}{6} + \alpha_{22} \right) \sin k \left(\frac{11\pi}{6} + \alpha_{22} \right);$$

$$A_{16} = \cos k(7\pi/6 + \alpha_{21});$$

$$A_{17} = k(7\pi/6 + \alpha_{21}) \sin k(7\pi/6 + \alpha_{21});$$

$$B_{11} = -\cos k(5\pi/6 + \alpha_{12}) + \cos k(\pi/6 + \alpha_{11}) + \\ + \cos k(11\pi/6 + \alpha_{22}) - \cos k(7\pi/6 + \alpha_{21});$$

$$B_{12} = \sin k(5\pi/6 + \alpha_{12});$$

$$B_{13} = k \left(\frac{5\pi}{6} + \alpha_{12} \right) \cos k \left(\frac{5\pi}{6} + \alpha_{12} \right);$$

$$B_{14} = \sin k(\pi/6 + \alpha_{11}) - \\ - k \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_{11} \right) \cos k \left(\frac{\pi}{6} + \alpha_{11} \right);$$

$$B_{15} = \sin k(11\pi/6 + \alpha_{22}) - \\ - k \left(\frac{11\pi}{6} + \alpha_{22} \right) \cos k \left(\frac{11\pi}{6} + \alpha_{22} \right);$$

$$B_{16} = \sin k(7\pi/6 + \alpha_{21});$$

$$B_{17} = k(7\pi/6 + \alpha_{21}) \cos k(7\pi/6 + \alpha_{21});$$

$$C_{11} = [(\alpha_{12} - \alpha_{11}) - (\alpha_{22} - \alpha_{21})];$$

$$C_{12} = (\alpha_{12}^2 - \alpha_{11}^2) - (\alpha_{22}^2 - \alpha_{21}^2);$$

$$C_{13} = (5\alpha_{12} - \alpha_{11}) - (11\alpha_{22} - 7\alpha_{21}) \quad (7)$$

Виходячи з (7), амплітуди гармонік струму визначаються:

$$I_{(k)} = \sqrt{A_{(k)}^2 + B_{(k)}^2} \quad (8)$$

Як показали розрахунки та графічне подання їх (рис. 6), окрім 5-ї, 7-ї, 11-ї, 13-ї і т.п. гармонік сталого режиму, виникають також парні та гармоніки кратні 3-м, з різним їх розкидом на інтервалі нестабільності.

В статті [6] показано, що при швидкій зміні струму можна спостерігати несиметрію струмів, що свідчить про несиметрію навантаження трансформатора. Доцільно розрахувати рівень несиметрії в несталих режимах перетворювача, який визначається коефіцієнтом несиметрії (що показано на рис. 7). Розрахунок коефіцієнта несиметрії в даній роботі проводився тільки для першої гармоніки за відомим виразом [7]

$$\varepsilon_2 = I_{(1)2} / I_{(1)1}, \quad (9)$$

де $I_{(1)1}$, $I_{(1)2}$ – струми прямої та оберненої послідовності відповідно, розраховані для першої гармоніки,

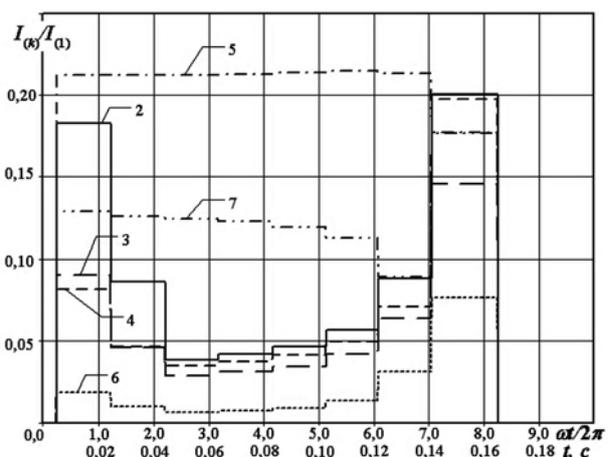


Рис. 6. Зміна гармонік струму ножиць за $t_{розр}$.

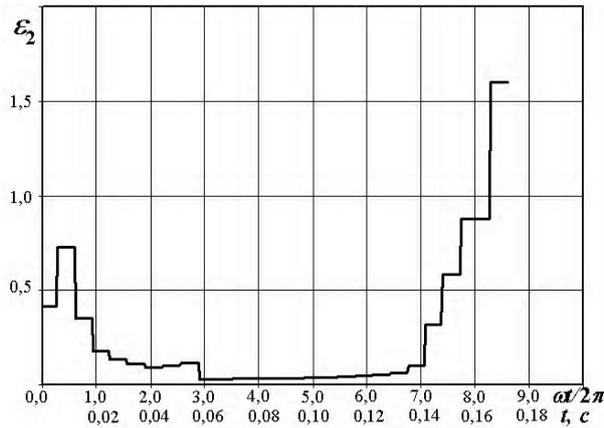


Рис. 7. Графік зміни коефіцієнту несиметрії ε_2 в несталому режимі перетворювача

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{(1)1} &= \frac{\dot{I}_{(1)A} + a \cdot \dot{I}_{(1)B} + a^{-1} \cdot \dot{I}_{(1)C}}{3}; \\ \dot{I}_{(1)2} &= \frac{\dot{I}_{(1)A} + a^{-1} \cdot \dot{I}_{(1)B} + a \cdot \dot{I}_{(1)C}}{3} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

де $a = e^{j \cdot 2\pi/3}$ – комплексний множник.

Добуток будь-якого вектора та a означає поворот цього вектора у напрямку додатного відліку кутів, тобто проти годинникової стрілки на 120° . Зазначений поворот вектора можна здійснити, користуючись косинусними та синусними коефіцієнтами ряду Фур'є, тоді амплітуди струмів прямої та оберненої послідовності матимуть вигляд:

$$\left. \begin{aligned} I_{(k)1} &= \frac{1}{3} \left\{ \left[\begin{aligned} &A_{A(k)} + (\sqrt{3}/2 B_{B(k)} - 1/2 A_{B(k)}) + \\ &+ (-\sqrt{3}/2 B_{C(k)} - 1/2 A_{C(k)}) \end{aligned} \right]^2 + \left[\begin{aligned} &B_{A(k)} + (-1/2 B_{B(k)} - \sqrt{3}/2 A_{B(k)}) + \\ &+ (-1/2 B_{C(k)} + \sqrt{3}/2 A_{C(k)}) \end{aligned} \right]^2 \right\}^{1/2} \\ I_{(k)2} &= \left\{ \left[\begin{aligned} &A_{A(k)} + (-\sqrt{3}/2 B_{B(k)} - 1/2 A_{B(k)}) + \\ &+ (\sqrt{3}/2 B_{C(k)} - 1/2 A_{C(k)}) \end{aligned} \right]^2 + \left[\begin{aligned} &B_{A(k)} + (-1/2 B_{B(k)} + \sqrt{3}/2 A_{B(k)}) + \\ &+ (-1/2 B_{C(k)} - \sqrt{3}/2 A_{C(k)}) \end{aligned} \right]^2 \right\}^{1/2} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

де $A_{A(k)}, A_{B(k)}, A_{C(k)}, B_{A(k)}, B_{B(k)}, B_{C(k)}$ – косинусні та синусні коефіцієнти струмів фаз А, В, С.

Як відомо з [7, 8], ідеальне урівноваження намагнічуючих сил (НС) трифазного трансформатора можливо лише за умови:

$$\sum_{s=1}^3 F_{1s\Sigma} + \sum_{s=1}^3 \sum_{i=1}^n F_{2si} = 0, \quad (12)$$

або після згрупування по стержням:

$$\sum_{s=1}^3 \left(F_{1s\Sigma} + \sum_{i=1}^n F_{2si} \right) = 0, \quad (13)$$

де $F_{1s\Sigma}, \sum F_{2si}$ – відповідно результуючі намагнічуючі сили стержня первинної та вторинної (при наявності n обмоток) обмотки.

З урахуванням запропонованого в (8) визначення k -ї гармоніки кінцеве рівняння матиме вигляд:

$$3 \sum_{k=1}^{\infty} \left[\sqrt{\left(\sum_{i=1}^n A_{(k)i} \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^n B_{(k)i} \right)^2} \times \left. \begin{aligned} &\times \sin k \left(\omega t + \psi_H - \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \left(1 + 2 \cdot \cos k \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \right] + \bar{I}_{\Sigma} = 0, \quad (14)$$

а умови врівноваження при кількості вторинних фаз, кратній трьом, виконуються, якщо приведені вторинні струми не містять:

- гармонік з порядковими номерами, кратних трьом;
- постійних складових.

Провівши аналіз неусталених режимів перетворювача (рис. 6) показує, що жодна з приведених умов не виконується.

Розрахункові вирази у спрощеному вигляді для визначення k -х гармонік одиночних установок:

- при збільшенні навантаження:

$$\bar{i}_{(k)} = \frac{1}{k} \sin k \left(\frac{\pi}{3} - \Delta\alpha \right) \times \sqrt{1 + (1 - \Delta i) [(1 - \Delta i) \pm 2 \cos k 3\Delta\alpha]}; \quad (15)$$

- при зниженні навантаження:

$$\bar{i}_{(k)} = \frac{1}{k} \sin k \left(\frac{\pi}{3} + \Delta\alpha \right) \times \sqrt{1 + (1 - \Delta i) [(1 - \Delta i) \pm 2 \cos k 3\Delta\alpha]}. \quad (16)$$

Залежність рівня гармонік струму мережі від зміни кута керування представлена на рис. 8.

Характеризуючи роботу розглянутого механізму, слід зазначити, що найбільш характерною величиною зміни кута $\Delta\alpha$ (з урахуванням швидкодії механізму) доцільно розглядати в межах $5 - 10^\circ$, а розглядання більшого значення $\Delta\alpha$ носить більш теоретичний характер.

Для іншого випадку, при роботі головного електроприводу блюмінга, темп зміни струму і напруги досить незначний (напруга завдання зростає до свого номінального значення за 1,8 с або за 90 періодів, струм – за 0,3 с або за 15 періодів). Це показано на рис. 9, де I_{dB} та I_{dH} вихідні струми, неревесивних тиристорних перетворювачів «Вперед» і «Назад». Рівень неканонічних гармонік надто низький (для даного при-

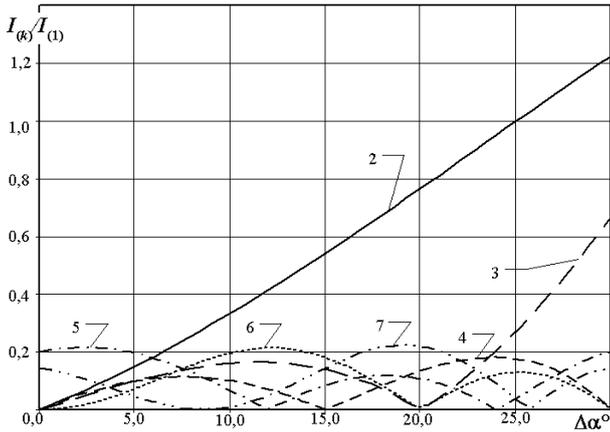


Рис. 8. Залежність рівня гармонік від зміни кута керування перетворювачем

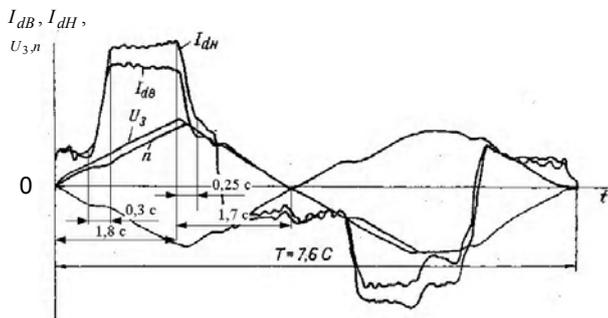


Рис. 9. Діаграма роботи головного електроприводу блюмінга

кладу $\Delta\alpha \approx 0,3^\circ$, і, як видно з рис. 8, неканонічні гармоніки наближаються до нуля, які можна невраховувати, але слід враховувати зміни балансу потужностей (рис. 10).

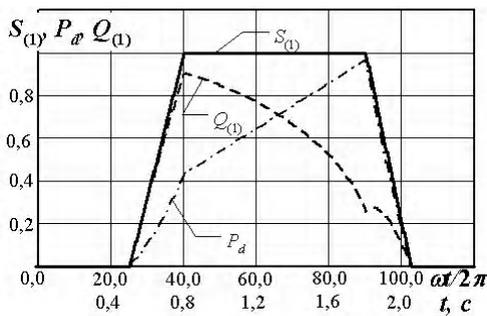


Рис. 10. Баланс потужностей головного електроприводу блюмінга

Висновки

1. Визначення енергетичних характеристик тиристорних електроприводів з керованими перетворювальними пристроями і нестабільними навантаженнями пов'язане зі специфічними умовами формування складових потужності і гармонік на інтервалах нестабільності і пропорційно залежить від швидкості зміни навантаження (струму) і кута керування.

2. Для тиристорних електроприводів постійного струму підвищеної швидкодії (наприклад, ножиць), при зміні кута керування $\Delta\alpha$ в межах $(5-8)^\circ$ і відносній зміні струму $\Delta i = (0,20-0,25)$ необхідно враховувати наявність всіх гармонік (включно з парними та кратними трьома) та виникнення несиметрії струму (для розрахункового інтервалу в межах 0,2-0,5), а для установок меншої швидкодії (наприклад, прокатного стану) доцільно враховувати лише зміну активної та реактивної потужностей.

Перелік посилань

1. Маевский О. А. Энергетические показатели вентиляльных преобразователей. – М.: Энергия, 1978. – 320 с.
2. Жежеленко И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промышленных предприятий. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 160 с.
3. Родькин Д. И., Каневский В. В. Энергопотребление вентиляльных преобразователей в неустановившихся режимах работы привода // Электричество. – 1975. – №3. – С. 38-43.
4. Здрок А. Г., Силютин А. А. Выпрямительные устройства электропитания и управления (теория и расчет). – М.: Энергия, 1975. – 328 с.
5. Булгаков А. А. Новая теория управляемых выпрямителей. – М.: Наука, 1970. – 320 с.
6. Сінолиций А. П., Удовенко О. О., Кольсун В. А. Електромагнітні процеси перетворювачів в нестабільних режимах роботи // Техн. електродинаміка. Тем. вип.: Силова електроніка та енергоефективність. – 2006. – Ч. 2. – С. 47-50.
7. Сінолиций А.Ф., Головченко В.В., Кольсун В.А. Концепция анализа и синтеза групповых систем питания и управления на основе обобщенной модели трансформатора // Разработка рудных месторождений. – 2005. – Вип. № 88. – С. 120-124.
8. Глинтерник С. Р. Электромагнитные процессы и режимы мощных статических преобразователей. – Л.: Наука, 1968. – 308 с.

Поступила в редакцию 06.11.07 г.

Рассмотрена работа тиристорных преобразователей постоянного тока в динамических режимах электроприводов ножиц непрерывного прокатного стана MC-250/150-6 и блюминга ОАО АРСЕЛОР МИТТАЛ. Проведен гармонический анализ тока, рассчитаны составляющие мощности и несимметрия нагрузки трансформаторов преобразователей указанных установок в соответствующих режимах.

The paper considers the research of dc thyristor converters in unstable conditions. The estimations were made on examples of unbroken mill cutter MC-250/150-6 and blooming of joint-stock company ARSELOR MITTAL. Authors performed the harmonic analysis of current; calculated the power constituents and loading asymmetry of converters transformer in the mentioned devices in correspondent modes.

УДК 62–83:621.874

И. А. Орловский, Ю. С. Бут

Уточненные математическая и имитационная модели электропривода перемещения мостового крана

Разработаны математическая и имитационная модели движения в горизонтальной плоскости четырехдвигательного электропривода перемещения мостового крана, которые учитывают: упругости приводных валов, главной и концевых балок, углы установочного перекоса колес, взаимодействие четырех цилиндрических двухребордных колес с рельсами. Выполнены исследования движения данного крана с помощью разработанной имитационной модели.

В настоящее время с ростом возможностей вычислительной техники исследование и первоначальную отладку новых систем управления целесообразно выполнять на имитационной математической модели, описывающей с достаточной точностью реальный объект. Это позволяет снизить себестоимость исследований, сократить время разработки системы управления, оценить работу объекта при различных параметрах и режимах работы, с различными вариантами систем управления. Такая модель, разработанная применительно к электроприводам мостового крана, не только позволяет выявлять основные факторы, определяющие движения мостового крана, но и дает возможность оценить порядок системы дифференциальных уравнений, линейность или нелинейность ее отдельных частей, что необходимо для исследования возможности последующей идентифика-

ции параметров математической модели в реальном времени. Наличие математической модели, описывающей работу крана, позволяет найти с помощью обучающих алгоритмов (например, генетических алгоритмов [1]) оптимальные (по различным критериям) настройки системы управления.

Большинство существующих кранов на рельсовом ходу (мостового типа, башенные и порталные) имеют механизмы передвижения с отдельным приводом. В этих механизмах на каждой стороне крана устанавливаются самостоятельные приводы с одним или двумя приводными колесами, получающими движение от индивидуальных двигателей. В механизмах передвижения применяют, как правило, двухребордные ходовые колеса с цилиндрической дорожкой катания. Общий вид мостового крана представлен на рис. 1 [2].

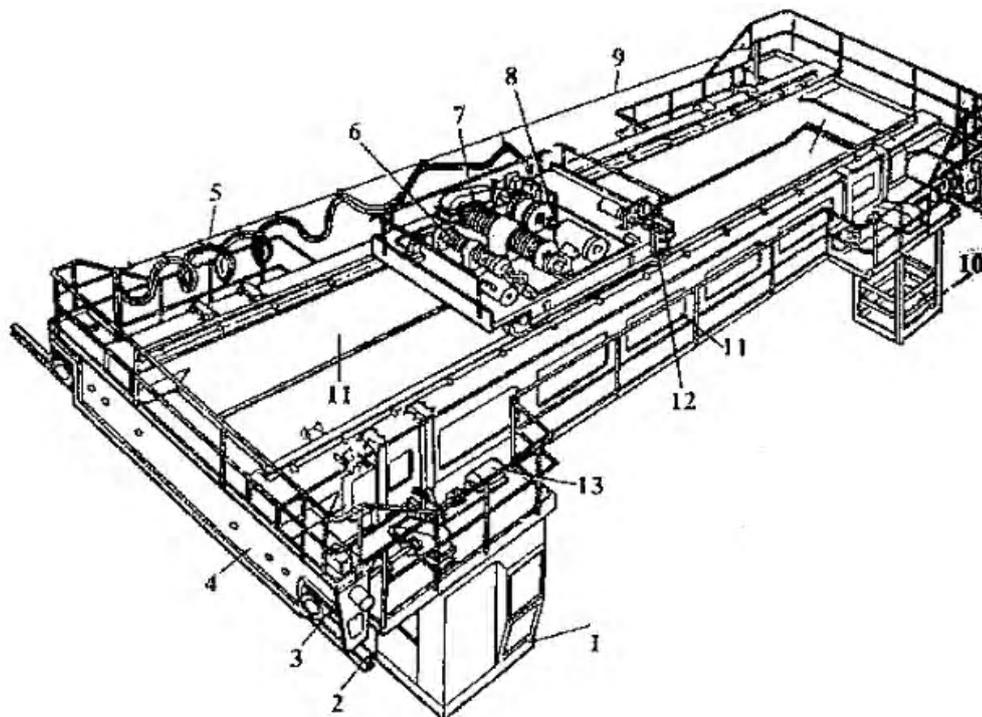


Рис. 1. Расположение составных частей и сборочных единиц на мостовом двухбалочном опорном кране: 1 – кабина машиниста (крановщика); 2 – крановые рельсы; 3 – ходовые колеса; 4 – концевая балка; 5 – гибкий кабель для токоподвода к тележке крана; 6 – вспомогательный механизм подъема груза; 7 – главный механизм подъема груза; 8 – крановая тележка; 9 – проволока для подвески гибкого кабеля; 10 – площадка для обслуживания троллеев; 11 – главная балка; 12 – механизм передвижения тележки; 13 – механизм передвижения моста

Металлоконструкция мостовых кранов на рельсовом ходу соединена с ходовыми колесами, которые через приводные валы и редукторы приводятся во вращения электродвигателями, показанными в кинематической схеме на рис. 2 [2]. Для компенсации отклонений пролетов рельсового пути и крана от своих номинальных значений ширина дорожки катания двухребордного колеса делается больше ширины головки рельса (обычно на 30 мм) [3]. Это предопределяет некоторый зазор между ребордами колес и рельсом.

При движении крана возникают колебания его отдельных частей, вызванные упругостью соединений, возникновением изменяющихся возмущающих сил (сил перекоса и поперечных реакций рельсового пути), что подтверждается результатами, полученными в [4]. Основными факторами, способствующими возникновению сил перекоса и поперечных реакций рельсового пути, являются: установочный перекося ходовых колес в горизонтальной плоскости; смещение грузовой тележки от середины пролета; перекося ходовых колес вследствие упругой деформации моста; различные характеристики приводных двигателей для кранов с раздельным приводом и разница в диаметрах приводных колес кранов [3].

Снизить влияние нежелательных факторов можно, применив многодвигательный взаимосвязанный привод перемещения мостового крана, перед которым ставятся задачи: повышения скорости перемещения, плавности разгона и торможения, снижения износа реборд колес и рельсов, минимизация потребляемой энергии. Для обеспечения заданных требований необходима разработка и создание новых систем управления, обеспечивающих взаимосвязанное управление индивидуальными асинхронными приводами колес, обеспечивающими перемещение моста крана.

В существующей научно-технической литературе рассмотрены математические модели электропривода перемещения мостового крана, выполненные с различными допущениями. Так, в работе [3], рассматриваются основные закономерности нагружения металлоконструкции и ходовых колес крана. Четырехколесный мостовой кран с двухдвигательным приводом представлен в виде одномассовой системы, в кото-

рой учитываются жесткости моста при действии на него в точках установки колес поперечной силы, упругое скольжение колес, взаимодействие реборд колес с рельсами, углы установочного перекося отдельных колес. Однако, при этом не учитывается многомассовая система крана с четырехдвигательным электроприводом перемещения моста с упругостями приводных валов, упругостями главной и концевых балок крана.

В статье [5] определены параметры траектории движения многоколесных ходовых тележек кранов, цилиндрические колеса которых в горизонтальной плоскости установлены друг относительно друга под некоторыми (достаточно малыми) углами. При построении модели учитывалось упругое продольное и поперечное скольжение колес. Рассмотрена кинематика свободного движения многоколесных кранов, колеса которых установлены с взаимными перекосями в горизонтальной плоскости, и получены математические зависимости, позволяющие определять параметры траектории движения крана. При этом в электроприводе перемещения крана не учитываются: упругости приводных валов, упругости главной и концевых балок крана, взаимодействие реборд колес крана с головками рельса.

В статье [6] на основе анализа функционирования динамической модели крана приводятся результаты исследования боковых сил, возникающих при движении восьмиколесного крана, имеющего четыре балансира, и учитывается влияние перекося осей балансира на значения боковых сил. Восьмиколесный кран с двухдвигательным приводом представлен в виде одномассовой динамической модели. При составлении модели крана учитывалась жесткость моста крана и подкрановых путей в направлении действия боковых сил, наезд реборд каждого колеса на головку рельса, упругое проскальзывание ходовых колес крана. В статье [7] приведены результаты анализа работы привода передвижения мостового крана в период пуска с учетом трения качения колеса по рельсу. Предлагается аналитическая зависимость для определения коэффициента трения качения с учетом общепринятых механических характеристик материала, геометрических параметров колеса и рельса, времени разгона крана и характеристики сцепления колес с рельсом. Авторами установлено, что время разгона крана и коэффициент сцепления колес с рельсами зависят как от типа конструкции механизма передвижения, так и от диаметра ходовых колес. Согласно расчету по предложенной авторами методике, зависимость между диаметром колеса и временем пуска механизма является нелинейной.

Проведенный анализ перечисленных научно-технических работ показал, что существующие в настоящее время математические модели электропривода перемещения мостового крана предназначены либо для расчета возникающих максимальных усилий и напряжений в металлоконструкциях [6, 7] без возможностей исследовать динамику, либо рассматривают динамику движения крана упрощенно [3–5]: без упругости приводных валов, упругостей главной и концевых балок, углов установочного перекося колес, взаимодействия всех ведущих колес с рельсами с учетом реборд. Как следствие, в последнем случае нет воз-

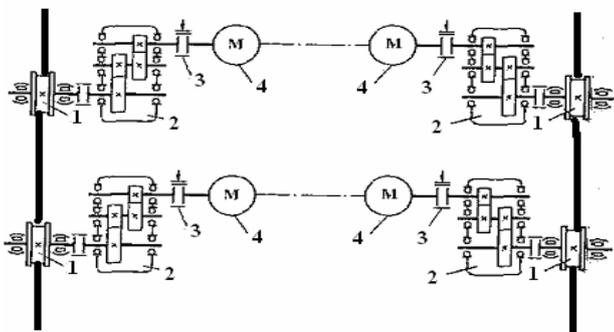


Рис. 2. Кинематическая схема механизма передвижения мостового крана с индивидуальным приводом:
1 – приводное колесо; 3 – тормоза; 2 – редукторы;
4 – электродвигатели

возможности исследовать возникающие колебания элементов крана. Для исследования движения крана, при котором учитываются колебания в четырехдвигательном мостовом кране (что важно для настройки взаимосвязанной системы управления краном), необходима уточненная математическая модель, учитывающая перечисленные факторы: упругости и изгибы элементов крана, динамику взаимодействия всех ведущих колес с рельсами с учетом реборд.

Целью статьи является разработка уточненных математической и имитационной моделей движения в горизонтальной плоскости мостового крана с четырехдвигательным электроприводом перемещения, учитывающих упругости приводных валов, упругости главной и концевых балок, углы установочного перекоса колес, динамику взаимодействия цилиндрических двухребордных колес с рельсами.

Математическая модель электропривода перемещения крана при прямолинейном движении ходовых колес

При построении модели приняты следующие допущения: тележка неподвижна и находится в центре моста, распределенные массы представлены в виде сосредоточенных масс, проскальзывание между колесом и рельсом отсутствует, подъемные канаты приняты абсолютно жесткими, упрощенно учитывается сопротивление вязкого трения, колеса, рельсы и подкрановый рельсовый путь принимаются абсолютно жесткими.

Рассматривается случай, когда четырехколесный мостовой кран (с отдельным приводом на цилиндрических ходовых колесах, установленных в направлении идеального рельсового пути, с тележкой в середине пролета) движется прямолинейно. Такое движение (без касания реборд с рельсами) возникает на практике достаточно часто, хотя может быть не продолжительным.

Силы, действующие на кран, массы и упругости его отдельных частей показаны на рис. 3.

На рис. 3. приняты следующие обозначения: P_i – движущие или тормозные силы, развиваемые i -ым колесом, $i = 1, 2, 3, 4$ – номер колеса; W_i – силы сопротивления передвигению соответствующим колесам крана; F_i – силы упругости между колесами крана и соответствующими валами двигателей; F_{13}, F_{24} – силы упругости на изгиб соответственно для правой и левой концевой балок крана; T_x, T_y – горизонтальные составляющие по оси «х» и «у» сил натяжения подъемных канатов; R_i – поперечные реакции рельсов, действующие на колеса; c_i – коэффициент жесткости приводных валов, соединяющих колеса крана и соответствующие двигатели; c_{13}, c_{24} – коэффициенты жесткости соответственно правой и левой концевых балок крана; c – коэффициент жесткости моста при действии на него в точках установки колес поперечной силы; m_T – масса средних частей моста вместе с грузовой тележкой; m_{k1}, m_{k2} – приведенные массы к точкам А и В соответственно для правой и левой концевых балок моста; $m_{прi}$ – приведенные к посту-

пательному движению крана в направлении оси «у» моменты инерции вращающихся частей механизмов соответствующих колес; $m_{\delta i}$ – приведенные к сосредоточенным массы половины концевых балок моста (вместе с колесами, редукторами и двигателями); $m_{гр}$ – масса груза; l – половина пролета крана; a – половина базы крана; y_i – перемещения центров колес в направлении оси «у»; y_{k1}, y_{k2} – перемещения правой и левой концевых балок крана в направлении оси «у»; y_T – перемещение средней части моста в направлении оси «у»; $x_{кр}$ – движение крана по оси «х»; $x_{гр}, y_{гр}$ – перемещение груза в направлении оси «х» и «у»; φ – угол изгиба моста в горизонтальной плоскости; $m_{кр}$ – приведенная к сосредоточенной массе средней части моста (с грузовой тележкой, грузом и приведенной массой половины концевых балок моста); x_i – поперечные смещения центров соответствующих колес (отсчитываемые от средней линии рельса в направлении оси «х»).

В соответствии с рис. 3 составлена система уравнений, описывающая движение крана вдоль оси «у» с учетом упругостей, которая согласно классическим законам механики, имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} m_{прi} \ddot{y}_i &= (P_i - W_i) \cos(\varphi + \beta_i - \alpha) - F_i, \\ m_{k1} \ddot{y}_{k1} &= F_1 + F_3 - F_{13}, \\ m_T \ddot{y}_T &= F_{13} + F_{24} - T_y, \\ m_{k2} \ddot{y}_{k2} &= F_2 + F_4 - F_{24}, \\ m_{гр} \ddot{y}_{гр} &= -T_y, \\ \alpha &= \arcsin \frac{(y_{k1} - y_{k2})}{2 \cdot l}, \\ T_y &= T_{ay} (1 - \cos \omega t), \\ T_{ay} &= \frac{(-F_{24} - F_{13}) m_{гр}}{m_{кр} + m_{гр}}, \\ \omega &= \sqrt{\frac{(m_{кр} + m_{гр}) g}{m_{кр} \cdot H}} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где α – угол поворота моста в горизонтальной плоскости; T_{ay} – амплитуда колебаний усилий, действующих на груз в направлении оси «у» [3]; ω – частота собственных маятниковых колебаний груза [3]; g – ускорение свободного падения; H – длина троса, равная расстоянию между осью барабана и центром массы груза.

В разрабатываемой модели рассматриваются нерегулируемые индивидуальные приводы перемещения колес крана. В этом случае при работе двигателей на линейных участках механических характеристик создаваемые тяговые усилия определяются по формуле [3]:

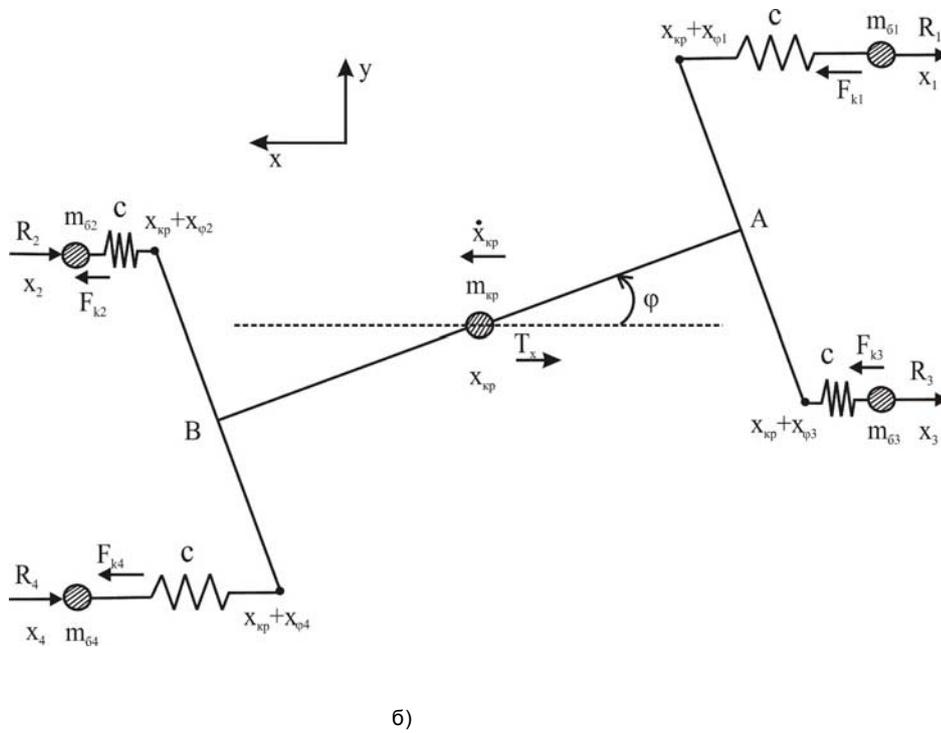
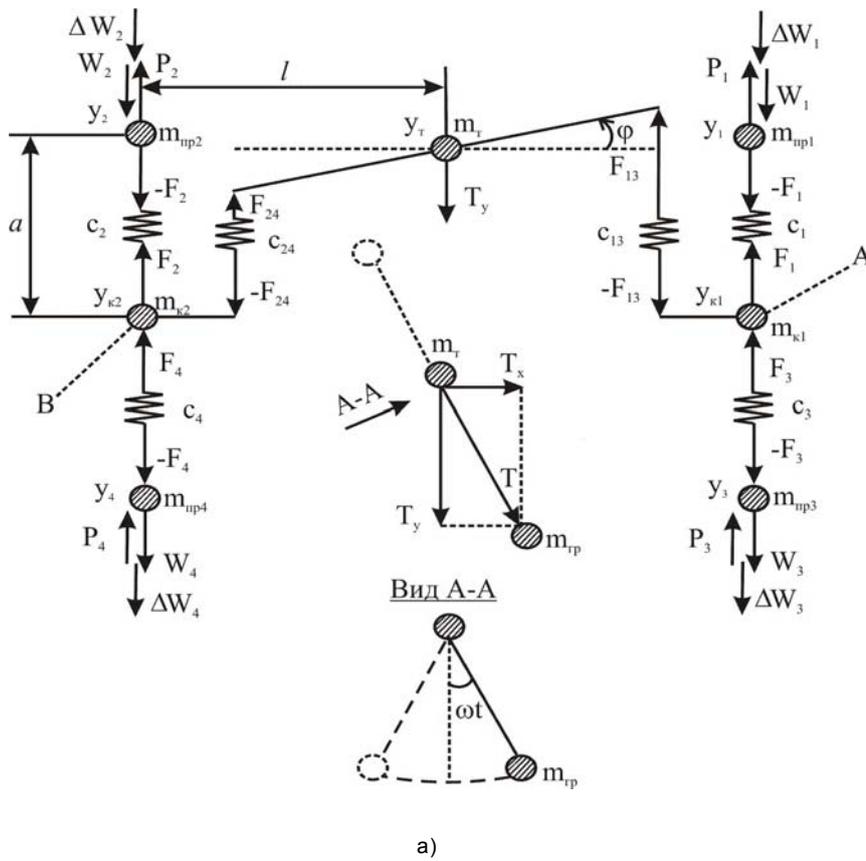


Рис. 3. Динамическая система мостового крана: а) силы и перемещения, действующие по оси «у»; б) силы и перемещения, действующие по оси «х»

$$P_i = P_{0i} - B_i \cdot \dot{y}_i, \quad (2)$$

где P_{0i} – усилия, развиваемые двигателями при неподвижном роторе; $B_i = k_p^2 / (k_{\beta_i} \cdot r_i^2)$ – жесткости механических характеристик, приведенные к поступательной скорости колеса [8]; k_p – передаточное число редуктора; k_{β_i} – жесткости механических характеристик двигателей; \dot{y}_i – линейные скорости центров колес; r_i – радиус колеса. Представление нерегулируемого привода уравнением (2) позволяет описывать его работу на линейном участке механической характеристики при использовании любого типа электродвигателя: как постоянного тока, так и переменного тока.

Силы упругости, согласно закону Гука, определяются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} F_1 &= c_1(y_1 - y_{\kappa 1}), \\ F_2 &= c_2(y_2 - y_{\kappa 2}), \\ F_3 &= c_3(y_3 - y_{\kappa 1}), \\ F_4 &= c_4(y_4 - y_{\kappa 2}), \\ F_{13} &= c_{13}(y_{\kappa 1} - y_T), \\ F_{24} &= c_{24}(y_{\kappa 2} - y_T) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

При движении по оси «х» возникают силы, действующие на ходовые колеса по оси «х» со стороны рельса R_i , упругие силы F_{ki} и силы, вызванные колебаниями груза T_x . Опишем силы R_i (определяемые без учета проскальзывания) уравнениями [3]:

$$R_i = (P_i - W_i) \sin(\varphi + \beta_i - \alpha), \quad (4)$$

где β_i – углы установочного перекоса ходовых колес.

Движение центра моста крана по оси «х», согласно второму закону Ньютона, описывается уравнением:

$$m_{\text{кр}} \ddot{x}_{\text{кр}} = (\sum F_{ki}) - T_x. \quad (5)$$

Движение по оси «х» тележки и моста крана приводит к возникновению колебаний груза в направлении оси «х». Данное движение описывается уравнениями [3]:

$$\left. \begin{aligned} m_{\text{гр}} \ddot{x}_{\text{гр}} &= -T_x, \\ T_x &= T_{\text{ax}}(1 - \cos \omega t), \\ T_{\text{ax}} &= \frac{\left(\sum_{i=1}^4 F_{ki} \right) m_{\text{гр}}}{m_{\text{кр}} + m_{\text{гр}}} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где T_{ax} – амплитуда колебаний усилий, действующих на груз в направлении оси «х».

Между ходовыми колесами и главной балкой крана в направлении «х» действуют через концевые балки упругие силы F_{ki} . Если соответствующие колеса получают поперечные смещения, отсчитываемые от средней линии рельса x_1, x_2, x_3 и x_4 , то эти силы, согласно закону Гука и рис. 3, будут рассчитываться в виде:

$$\left. \begin{aligned} F_{\kappa 1} &= -c(x_{\text{кр}} + x_{\varphi 1} - x_1), \\ F_{\kappa 2} &= c(x_{\text{кр}} + x_{\varphi 2} - x_2), \\ F_{\kappa 3} &= -c(x_{\text{кр}} + x_{\varphi 3} - x_3), \\ F_{\kappa 4} &= c(x_{\text{кр}} + x_{\varphi 4} - x_4) \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

где $x_{\varphi i}$ – смещения концевых балок от вертикальной оси (рис. 4), определяемые из выражений:

$$\left. \begin{aligned} x_{\varphi 1} &= -(l - l \cos \varphi) - a \sin \varphi, \\ x_{\varphi 2} &= (l - l \cos \varphi) - a \sin \varphi, \\ x_{\varphi 3} &= -(l - l \cos \varphi) + a \sin \varphi, \\ x_{\varphi 4} &= (l - l \cos \varphi) + a \sin \varphi \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Система уравнений (8) получена, согласно рис. 4 и исходя из геометрии перемещений точек крепления колес моста крана.

Поперечные смещения каждого колеса находятся из соотношений:

$$m_{\text{б}i} \ddot{x}_i = F_{ki} - R_i. \quad (9)$$

При прямолинейном равномерном движении реакции R_i рельсов, действующие на колеса, равны силам F_{ki} , действующим на колеса со стороны моста. Вращение моста крана в горизонтальной плоскости, согласно рис. 3 и второму закону Ньютона для вращательного движения, описывается уравнением:

$$J_0 \ddot{\varphi} = (F_{13} - F_{24})l + (F_{\kappa 1} + F_{\kappa 2} - F_{\kappa 3} - F_{\kappa 4})a, \quad (10)$$

где J_0 – момент инерции моста крана при вращении в горизонтальной плоскости вокруг центра масс.

Полная математическая модель, характеризующая движение крана вдоль осей «х» и «у» при отсутствии касания реборд колес рельсов, описывается совокупностью уравнений: (1), (2), (5), (6), (7), (9) и (10).

Математическая модель электропривода перемещения крана с учетом контакта реборд ходовых колес с рельсами

В реальных условиях нарушается равенство между тяговыми усилиями приводных колес и силами сопротивления соответствующих сторон крана, что приводит к нарушению прямолинейного движения. При этом возникают силы перекоса и поперечные реакции рельсового пути, действующие на ходовые колеса, что приводит к появлению вращательного и поперечного движений крана в пределах зазоров между

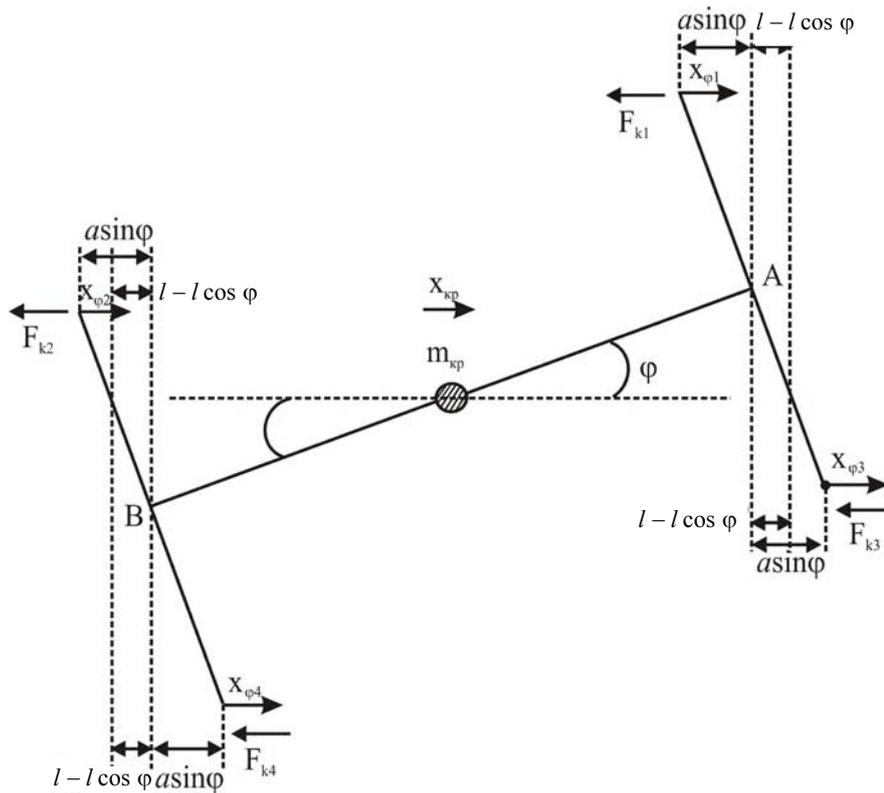


Рис. 4. Смещения концевых балок $x_{\phi i}$ от вертикальной оси

ребордами и головками рельсов, к различным поперечным смещениям отдельных колес [3].

При соприкосновении реборд колес с рельсами возникают дополнительные силы N_i , действующие со стороны рельсов по оси «х» на реборды колес, и дополнительные силы сопротивления ΔW_i передвижению колес по оси «у». Эти силы возникают между продольными осями рельса и колеса при касании рельса ребордой под углом, не равным нулю.

Контактная сила N_i между ребордой и рельсом, действующая на колесо в горизонтальной плоскости, определяется как разность сил, действующих на колеса в поперечном направлении [3]:

$$N_i = F_{ki} - R_i. \tag{11}$$

Условием контакта реборды с рельсом является неравенство: $N_i \neq 0$.

Дополнительные силы сопротивления передвижению колес, согласно [3], описываются выражением:

$$\Delta W_i = N_i \cdot f_{тр}, \tag{12}$$

где $f_{тр}$ – коэффициент трения скольжения.

При этом реборды колес вступают в контакт с рельсами при следующем условии для поперечных смещений [3]:

$$\left. \begin{aligned} x_i &\geq \delta_{\Theta i 1}, \\ x_i &\leq \delta_{\Theta i 2} \end{aligned} \right\} \tag{13}$$

где $\delta_{\Theta i 1}, \delta_{\Theta i 2}$ – минимальные расстояния между рельсом и соответственно правыми и левыми ребордами колес.

Значения расстояний $\delta_{\Theta i 1}$ и $\delta_{\Theta i 2}$ вычисляется по формулам [3]:

$$\left. \begin{aligned} \delta_{\Theta i 1} &= \delta_{i1} - |e_i \cdot \operatorname{tg}(\beta_i + \varphi + \alpha)|, \\ \delta_{\Theta i 2} &= -(\delta_{i2} - |e_i \cdot \operatorname{tg}(\beta_i + \varphi + \alpha)|), \\ e_i &= r / \operatorname{tg} \gamma \cdot |\sin(\beta_i + \varphi + \alpha)| \end{aligned} \right\} \tag{14}$$

где δ_{i1}, δ_{i2} – расстояния между точками контакта колес с рельсами и соответственно правыми и левыми ребордами; e_i – расстояния от точки контакта реборд с рельсом до вертикальной оси колеса; γ – угол уклона реборды.

Полагаем, что если при движении крана по оси «х» происходит контакт реборды с рельсом, то движение колеса в этом направлении прекращается ($\Delta x_i = 0$). Данное условие описывается следующими математическими выражениями:

$$x_i = \begin{cases} \frac{1}{m_{i\phi}} \int_0^t \int_0^t (F_{ki} - R_i) dt dt, & \text{если } \delta_{\Theta i 2} \leq x_i \leq \delta_{\Theta i 1}, \\ \delta_{\Theta i 1}, & \text{если } x_i \geq \delta_{\Theta i 1}, \\ \delta_{\Theta i 2}, & \text{если } x_i \leq \delta_{\Theta i 2}. \end{cases} \tag{15}$$

Дополнительные силы N_i возникают при взаимодействии реборд с рельсами и, согласно уравнению (11), описываются зависимостями:

$$N_i = \begin{cases} 0, & \text{если } \delta_{\Theta i2} \leq x_i \leq \delta_{\Theta i1}, \\ |F_{ki} - R_i|, & \text{если } x_i \geq \delta_{\Theta i1} \text{ или } x_i \leq \delta_{\Theta i2}. \end{cases} \quad (16)$$

С учетом вышеупомянутого общая математическая модель, характеризующая собой движение крана при контакте реборд колес с рельсами, описывается совокупностью уравнений: (1), (2), (5), (6), (7), (9), (10), (12), (13), (15) и (16). При этом первое уравнение системы (1) преобразовано к виду:

$$m_{\text{пр}i} \ddot{y}_i = (P_i - W_i - \Delta W_i) \cos(\varphi + \beta_i - \alpha) - F_i. \quad (17)$$

Имитационная модель и результаты моделирования. На основании разработанных математических моделей созданы имитационные модели электропривода перемещения мостового крана в системе MATLAB с использованием пакета инструментов Simulink [9], приведенные на рис. 5. В данных моделях индивидуальные приводы перемещения колес крана представлены блоками: `dvigatel_1` – `dvigatel_4`. Движение сосредоточенных масс крана реализовано следующими блоками: `move_mpr1` – `move_mpr4`, которые моделируют движения колес крана в направлении оси «у». Блоки: `move_mk1` и `move_mk2` моделируют движения в точках А и В соответственно правой и левой концевых балок моста. Блок: `move_mt` моделирует движение массы средних частей моста (вместе с грузовой тележкой). Блоки `move_mrgy` и `move_mrgx` моделируют движение массы груза в направлении осей «х» и «у» (рис. 5, а). Расчет сил упругости, действующих на колеса со стороны моста, выполняется в блоке: `rashet_Fki`, угла изгиба моста в горизонтальной плоскости – в блоке: `rashet_fi`, реакции рельсов, действующих на колеса, – в блоке: `rashet_Ri`, дополнительных сил сопротивления передвижения колес – в блоке: `rashet_deltaWi`, поперечных смещений колес – в блоке: `rashet_Xi` (рис. 5, б).

При последующих расчетах на данной имитационной были заданы следующие параметры реального мостового электрического крана (грузоподъемностью 20/5т) для тяжелого режима работы: $m_{\text{пр}1} = m_{\text{пр}2} = m_{\text{пр}3} = m_{\text{пр}4} = 1470$ кг; $m_{\text{к}1} = m_{\text{к}2} = 7100$ кг; $m_{\text{Г}} = 32700$ кг; $m_{\text{кр}} = 47200$ кг; $m_{\text{ГР}} = 15000$ кг; $m_{\text{б}1} = m_{\text{б}2} = m_{\text{б}3} = m_{\text{б}4} = 3625$ кг; $c_1 = c_2 = c_3 = c_4 = 6,9 \cdot 10^6$ Н/м; $c_{13} = c_{24} = 6,9 \cdot 10^8$ Н/м; $J_0 = 2,21 \cdot 10^6$ кгм²; $l = 14,25$ м; $a = 2,5$ м; $c = 24500$ Н/м; $P_{01} = P_{02} = P_{03} = P_{04} = 60000$ Н; $B_1 = B_2 = B_3 = B_4 = 30000$ Нсм⁻¹; $f_{\text{тр}} = 0,018$; $r = 0,35$ м; $\gamma = 0,035$ рад; $W_1 = W_2 = W_3 = W_4 = 1010$ Н; $g = 9,8$ м/с²; $H = 10$ м; $\delta_{11} = \delta_{12} = 0,002$ м; $\delta_{21} = \delta_{22} = 0,003$ м; $\delta_{31} = \delta_{32} = 0,004$ м;

$$\delta_{41} = \delta_{42} = 0,005 \text{ м}; \beta_1 = \beta_4 = 0,001 \text{ рад}; \beta_2 = \beta_3 = -0,001 \text{ рад}.$$

Для проверки работоспособности модели крана расчеты на модели выполнялись для трех вариантов: 1) без учета упругостей (т.е. при $c_1 = c_2 = c_3 = c_4 = c_{13} = c_{24} = \infty$), но с установочным перекосом колес (рис. 6); 2) с учетом упругостей (рис. 7), но без установочного перекоса колес (т.е. при $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta_4 = 0$); 3) с учетом упругостей и установочным перекосом колес (рис. 8). На рис. 6, а, рис. 7, а и рис. 8, а для демонстрации возникающих колебаний при задании упругости звеньев механизма перемещения крана показан переходный процесс изменения электромагнитного момента для одного двигателя (в первые 2 секунды). На рис. 6, б, рис. 7, б и рис. 8, б для того же интервала времени показаны переходные процессы изменения линейной скорости первого колеса.

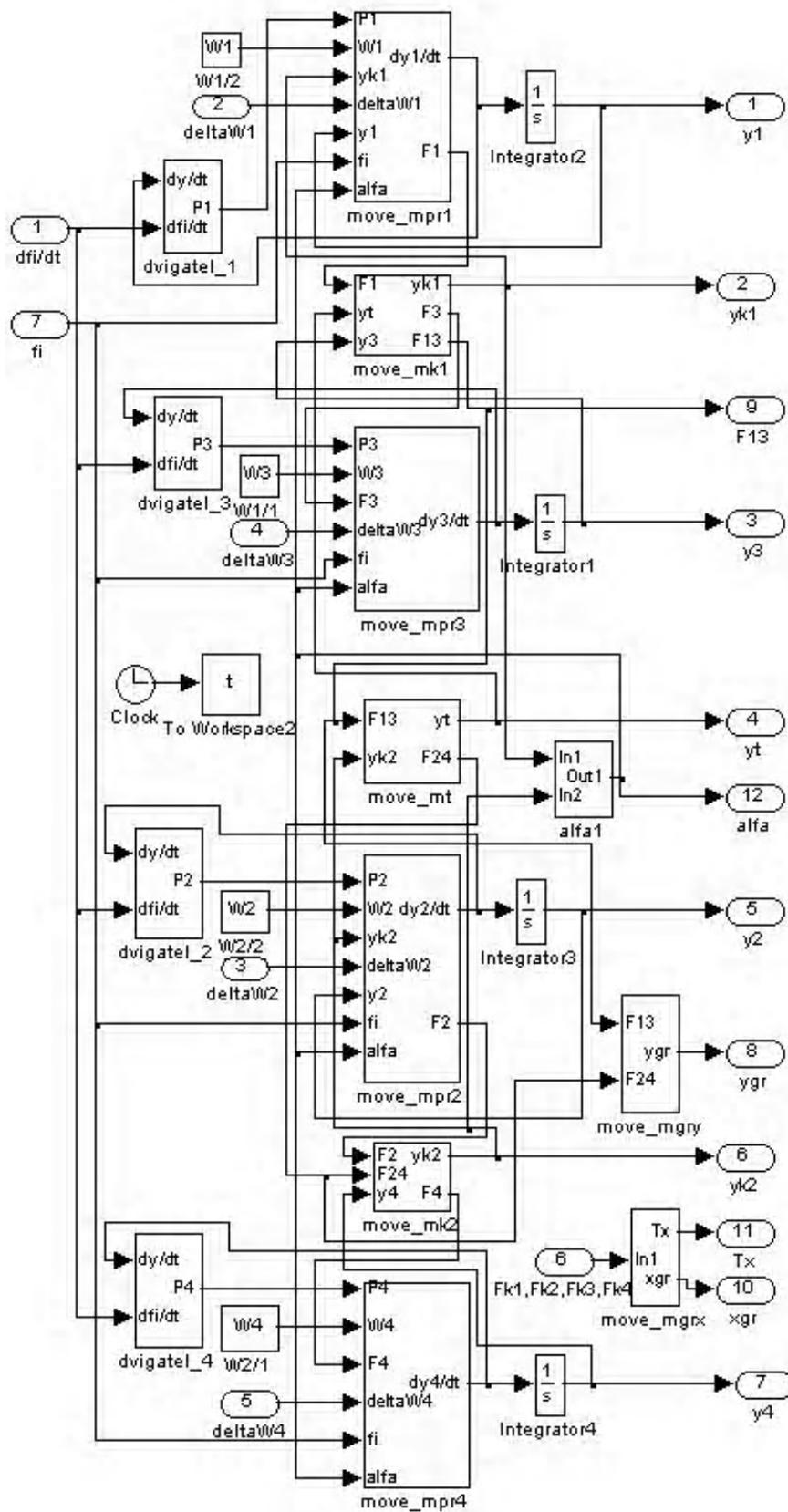
Из анализа рис. 6 следует, что при отсутствии упругостей, но при наличии установочного перекоса колес, отсутствуют колебания электромагнитного момента двигателя и колебания линейной скорости колеса (рис. 6 а, б), но возникает изменение угла изгиба моста в горизонтальной плоскости (рис. 6, в), происходит движение крана по оси «х» (рис. 6, г) и поперечные смещения центров соответствующих колес от средней линии рельса в направлении оси «х» (рис. 6, д).

Наличие упругостей, даже при отсутствии перекоса колес, вызывает колебания электромагнитного момента двигателя и линейной скорости колеса (рис. 7 а, б). Но при этом не происходят: изгиб моста в горизонтальной плоскости (рис. 7, в), движение крана по оси «х» (рис. 7, г), поперечные смещения центров соответствующих колес от средней линии рельса в направлении оси «х» (рис. 7, д).

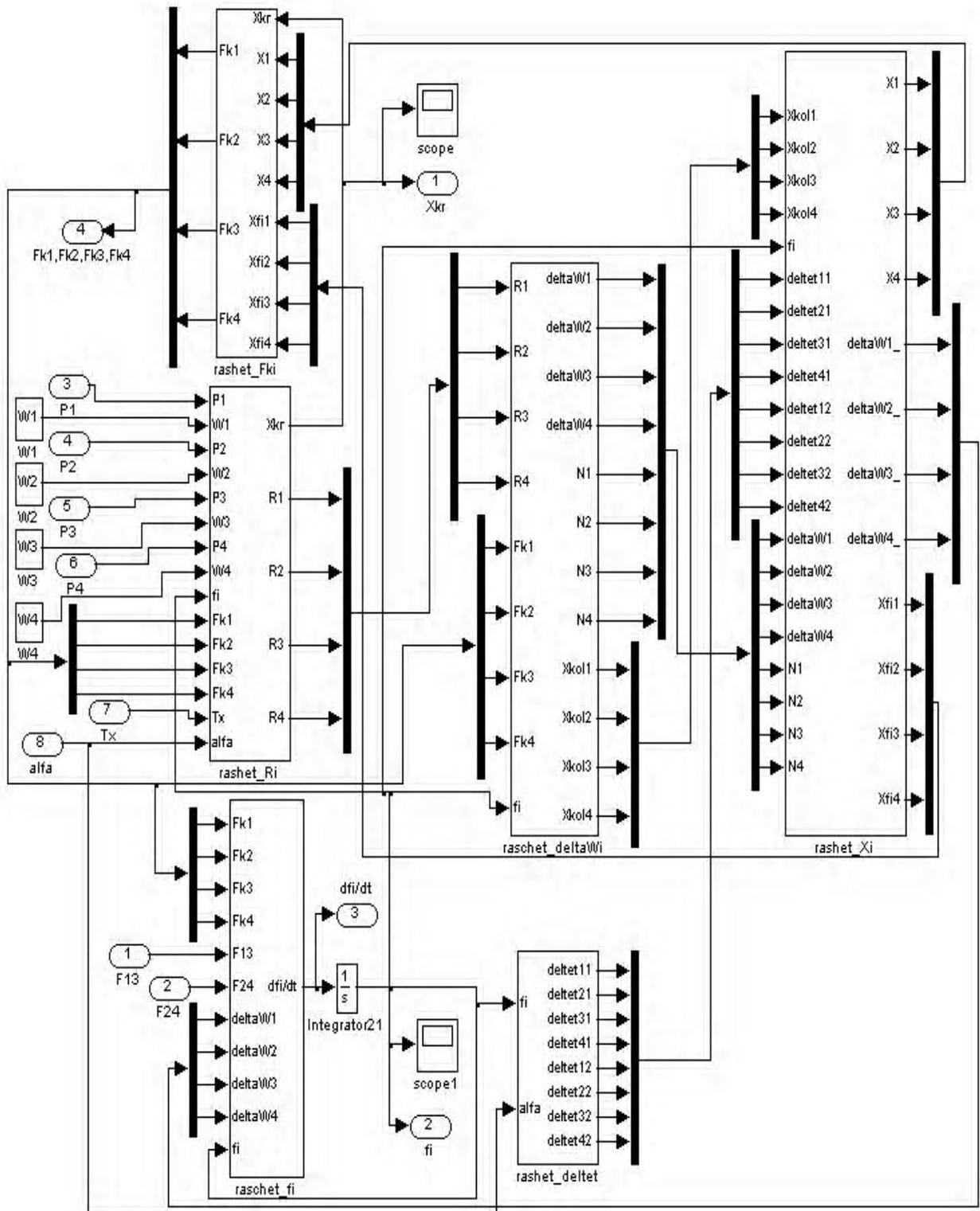
При учете упругостей и установочного перекоса колес наблюдаются: как колебания электромагнитного момента двигателя и линейной скорости колеса (рис. 8 а, б), так и изгиб моста в горизонтальной плоскости (рис. 8, в), а также движение крана по оси «х» (рис. 8, г) и поперечные смещения центров соответствующих колес от средней линии рельса в направлении оси «х» (рис. 8, д). Во всех рассмотренных случаях происходит равномерное движение по оси «у» всех колес (рис. 6, е, рис. 7, е и рис. 8, е).

Выводы: 1. Разработанные математическая и имитационная (в пакете Matlab) модели движения в горизонтальной плоскости четырехдвигательного электропривода перемещения мостового крана учитывают: упругости приводных валов, главной и концевых балок, углы установочного перекоса колес, взаимодействие четырех цилиндрических двухребордных колес с рельсами.

2. Данные математическая и имитационная модели, предназначенные для исследования движения в горизонтальной плоскости четырехдвигательного электропривода перемещения мостового крана, отображают динамику движения реального крана с отклонениями расчетных значений периодов колебаний электромагнитных моментов двигателей и скоростей колес от экспериментальных менее, чем на (10–15) %.



a)



б)

Рис. 5. Имитационная модель электропривода перемещения мостового крана в пакете Simulink: а – модель движения сосредоточенных масс крана; б – модель сил, возникающих в кране

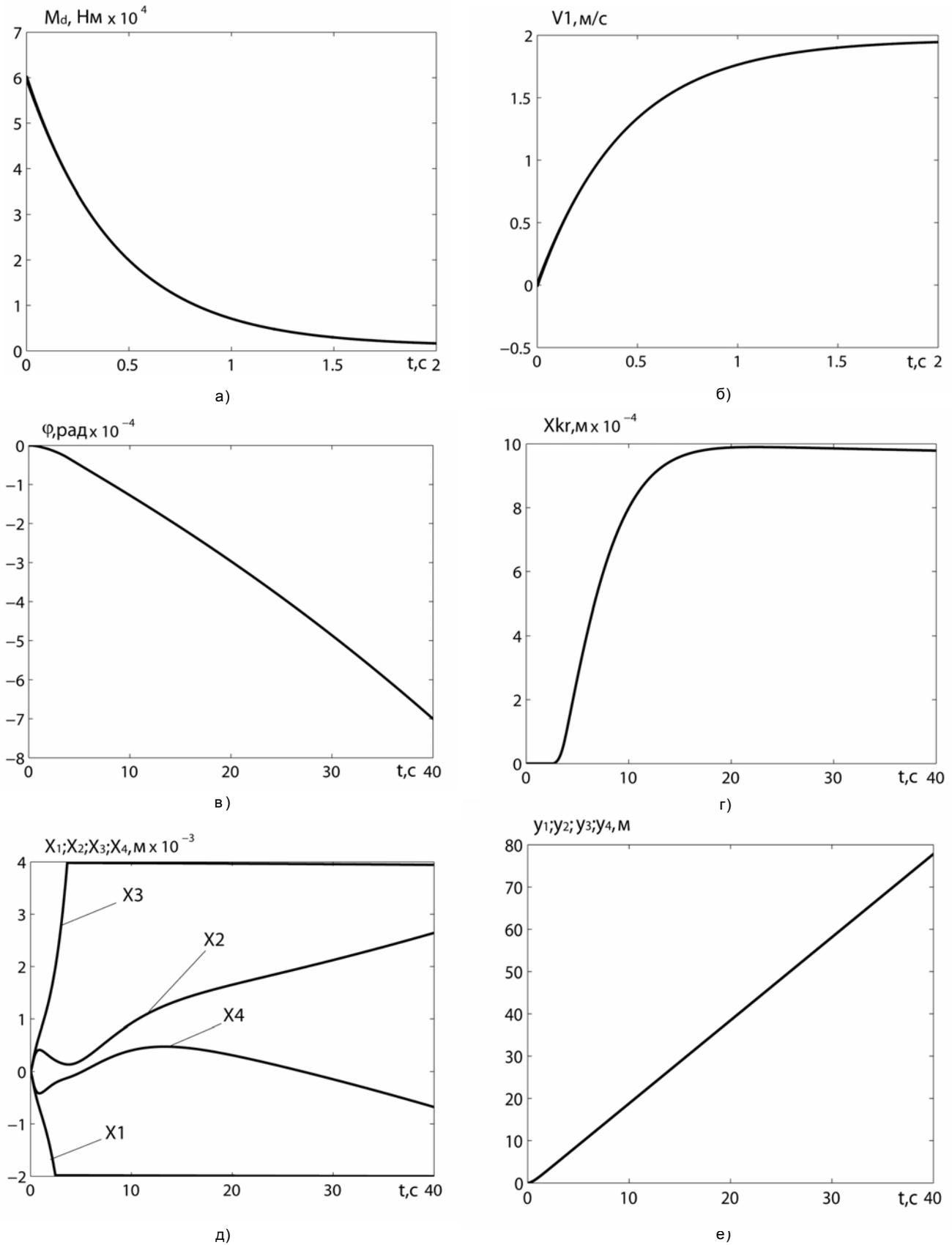


Рис. 6. Результаты моделирования движения крана без учета упругостей, но с учетом установочного перекоса колес: а – электромагнитный момент двигателя на первом колесе; б – линейная скорость первого колеса; в – угол изгиба моста в горизонтальной плоскости; г – движение крана по оси «х»; д – поперечные смещения центров соответствующих колес от средней линии рельса в направлении оси «х»; е – перемещение центров колес в направлении оси «у»

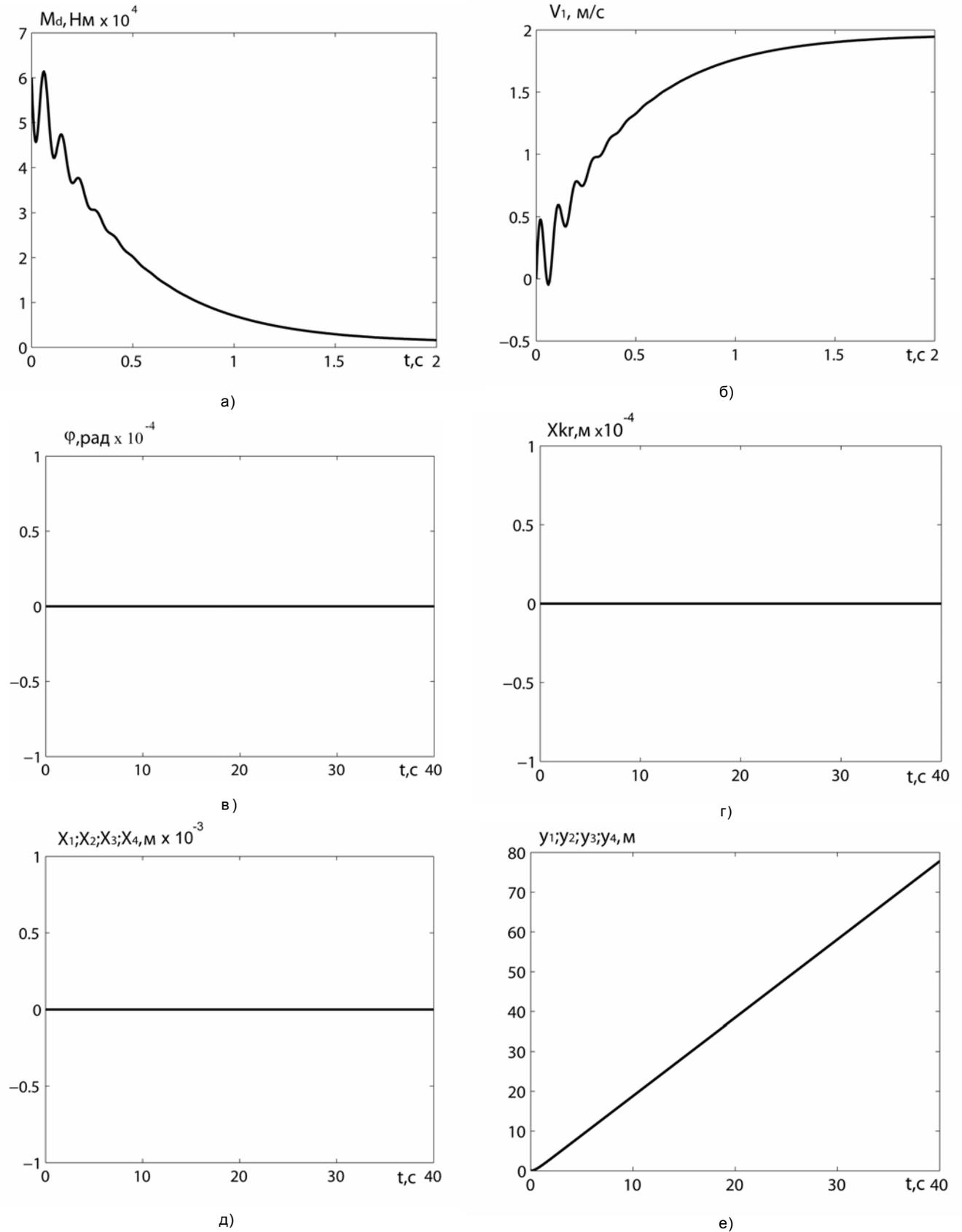
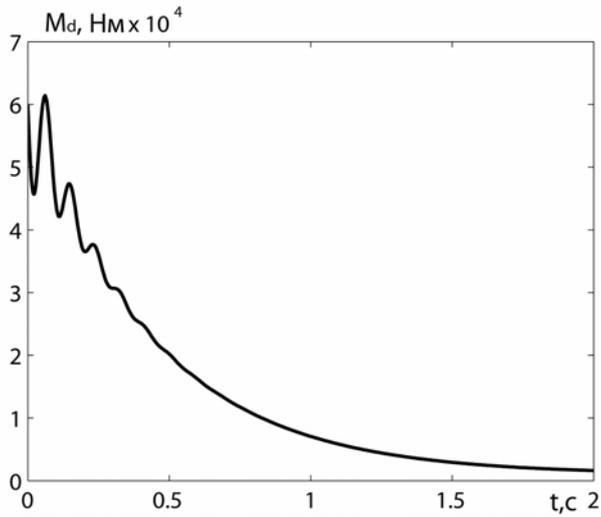
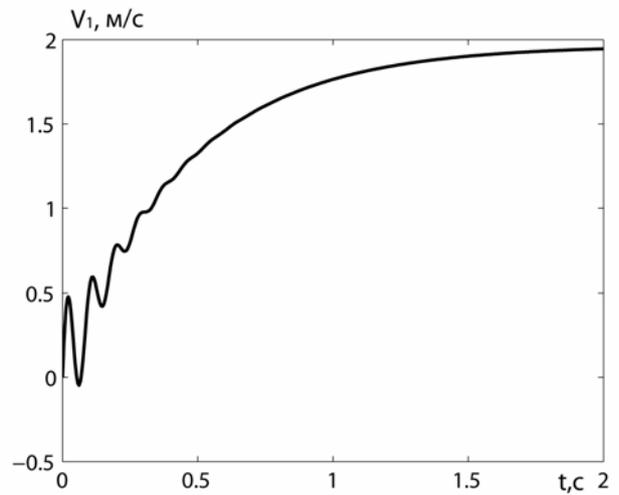


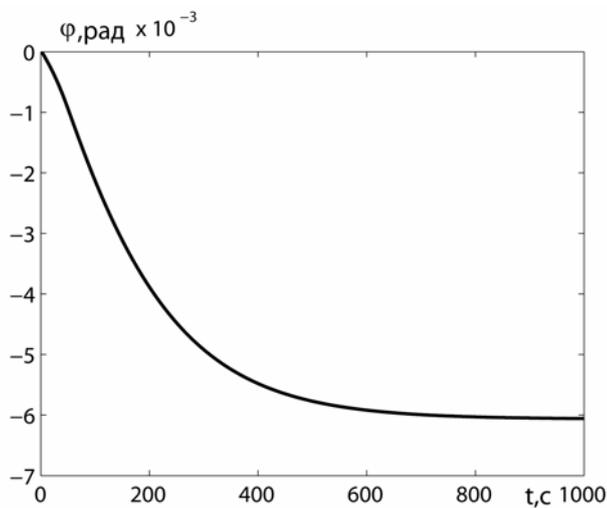
Рис. 7. Результаты моделирования движения крана с учетом упругостей, но без установочного перекоса колес: а – электромагнитный момент двигателя на первом колесе; б – линейная скорость первого колеса; в – угол изгиба моста в горизонтальной плоскости; г – движение крана по оси «х»; д – поперечные смещения центров соответствующих колес от средней линии рельса в направлении оси «х»; е – перемещение центров колес в направлении оси «у»



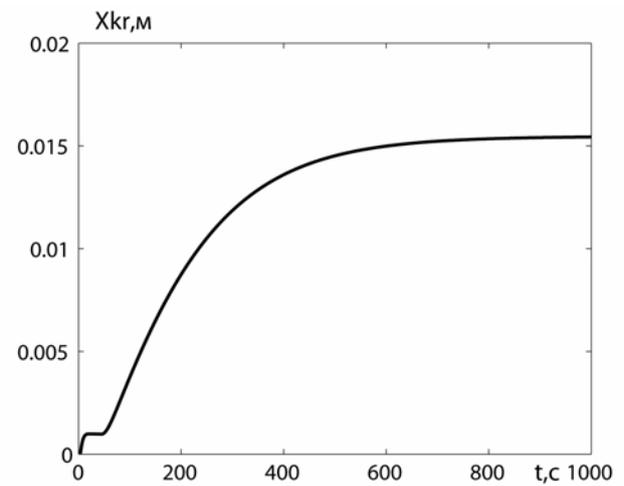
а)



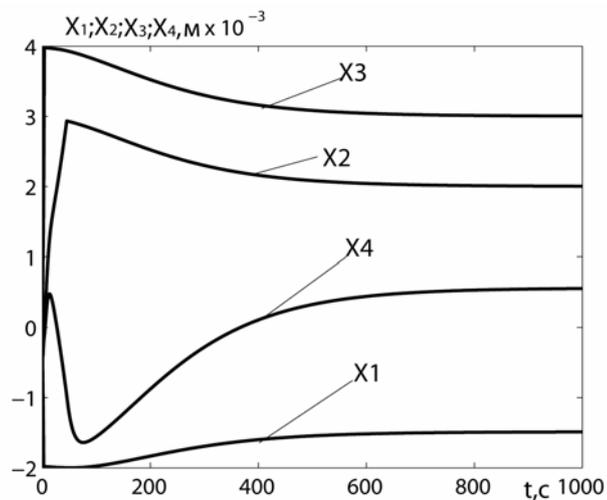
б)



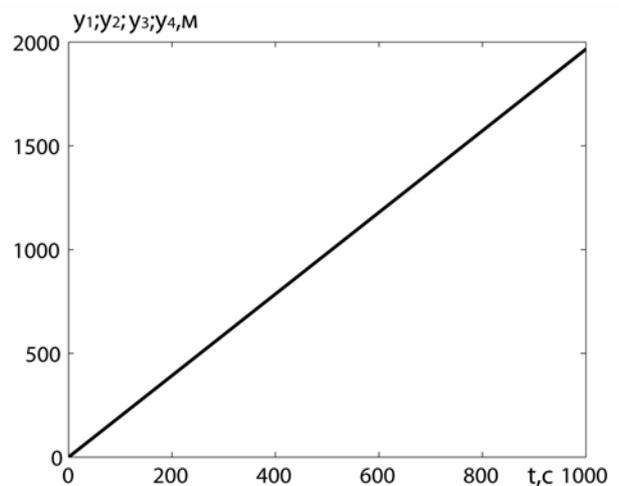
в)



г)



д)



е)

Рис. 8. Результаты моделирования движения крана с учетом упругостей, с установочным перекосом колес:
 а – электромагнитный момент двигателя на первом колесе; б – линейная скорость первого колеса; в – угол изгиба моста в горизонтальной плоскости; г – движение крана по оси «х»; д – поперечные смещения центров соответствующих колес от средней линии рельса в направлении оси «х»; е – перемещение центров колес в направлении оси «у»

Перечень ссылок

1. Орловский И. А., Бут Ю. С. Минимизация потерь энергии генетическими алгоритмами во взаимосвязанном асинхронном приводе перемещения крана // Вісник Кременчуцького державного політехнічного ун-та ім. М. Остроградського. – Ч.1. – Кременчук, 2007. – Вип. 3 (44). – С. 95–99.
2. Невзоров Л. А. Устройство и эксплуатация грузоподъемных кранов: Учебник / Л. А. Невзоров, Ю. И. Гудков, М. Д. Полосин. – 2-е изд., стер. – М.: Академия, 2002. – 448 с.
3. Лобов Н. А. Динамика грузоподъемных кранов. – М.: Машиностроение, 1987. – 160 с.
4. Лобов Н.А. Разработка основ динамики передвижения кранов по рельсовому пути и методов повышения ресурса работы крановой системы [Электронный ресурс]: дис. ... д-ра техн. наук: 05.05.04.- М.: РГБ, 2007. – 294 с. (Из фондов Российской Государственной Библиотеки).
5. Поликарпов Ю.В. Кинематика движения многоколесных ходовых тележек грузоподъемных кранов // Подъемно-транспортная техника. – 2005. – №1. – С. 88–95.
6. Спицына Д. Н. Исследование боковых сил, действующих на многоколесные мостовые краны // Вестник машиностроения. – 2003. – №3. – С. 3–9.
7. Бондаренко Л. Н., С. В. Ракша Параметры привода передвижения мостового крана в период пуска с учетом трения качения колеса по рельсу // Дніпропетровський національний ун-т залізничного транспорту ім. В.Лазаренка: Вісник наук.праць. Вип 10. – Дніпропетровськ, 2006. – С. 29–31.
8. Справочник по автоматизированному электроприводу / Под ред. В. А. Елисеева и А. В. Шинянского. – М.: Энергоатомиздат. 1983. – 616 с.
9. Дьяконов В. П. MatLab 6.0/6.1/6.5+SP1+Simulink 4/5. Обработка сигналов и изображений. М.: СОЛОН – Пресс, 2005. – 592 с.

Поступила в редакцию 13.11.07 г.

Розроблено математичну та імітаційну моделі руху в горизонтальній площині чотирьохдвигунного електропривода переміщення мостового крана, що враховують: пружності приводних валів, головної і кінцевої балок, кути настановного перекоосу коліс, взаємодію чотирьох циліндричних двухребордних коліс з рейками. Виконано дослідження руху даного крана за допомогою розробленої імітаційної моделі.

Mathematical and imitating models of movement in a horizontal plane of the four-impellent electric drive of the bridge crane moving are developed; the models take into account: elasticity of drive shafts, main and trailer beams, corners of an adjusting skew of wheels, interaction of four cylindrical double-flanged wheels with rails. Researches of the given crane movement with the help of the developed imitating model are executed.

УДК 621.316

В. П. Соколов

Устройство для контроля высоких значений постоянного напряжения

Рассмотрено устройство для контроля высоких значений постоянного напряжения и предложены расчет параметров данного устройства.

В процессе эксплуатации энергетического оборудования тяговых подстанций и подвижных транспортных средств (электрического железнодорожного транспорта, городского электрического транспорта и др.) проблемы контроля больших значений постоянных напряжений определяют разработку и производство устройств контроля эффективных по технико-экономическим показателям, безопасных по условиям электробезопасности для обслуживающего персонала.

Известные устройства для контроля больших значений постоянного напряжения представляют собой [1, 2]:

- измерительный прибор с последовательно включенным высокоомным резистором;
- омические делители напряжения;

- измерительные трансформаторы постоянного напряжения;

- устройства с датчиками Холла;
- шаровые разрядники и др.

Все указанные устройства имеют ограничения по применению из-за:

- влияния дестабилизирующих факторов окружающей среды (температура, влага, запыленность);
- повышенных вибрационных воздействий, снижающих механическую прочность устройства и изменяющих электротехнические параметры;
- влияния индуктивности токопроводящих проводников;
- сложность контроля и калибровки сопротивлений резисторов.

Целью статьи является разработка и расчет параметров устройства служащего для контроля высоких значений постоянного напряжения.

Для контроля больших значений постоянного напряжения достаточно эффективно (по технико-экономическим показателям) применение емкостного делителя с запоминанием напряжения (рис. 1), предложенного авторами в [3]. Данное устройство контроля состоит из цепи последовательно соединенных конденсатора C_1 высоковольтного плеча делителя напряжения, разделительного диода V и конденсатора C_2 низковольтного плеча делителя напряжения. При этом $C_2 > C_1$.

Параллельно конденсатору C_2 низковольтного плеча делителя напряжения через контакты замыкателя S_2 может подключаться измерительный прибор PU -вольтметр, обладающий входным сопротивлением $R_{и}$ и входной емкостью $C_{и}$, которые для измерительных приборов PU -вольтметров составляют $R_{и} \geq (1...10)$ МОм и $C_{и} \leq (30...100)$ пФ. Наиболее эффективно применение цифровых измерительных вольтметров, работающих в режиме ждущего внешнего запуска.

К точке соединения конденсатора C_1 высоковольтного плеча и анода разделительного диода V через контакт замыкателя S_1 может подключаться заземленный проводник. Для разряда конденсаторов C_1 и C_2 параллельно им могут подключаться резистор R_1 через контакт замыкателя S_3 и резистор R_2 через контакт замыкателя S_4 .

Подключение устройства контроля к источнику больших значений напряжений U осуществляется с помощью замыкателя S_5 .

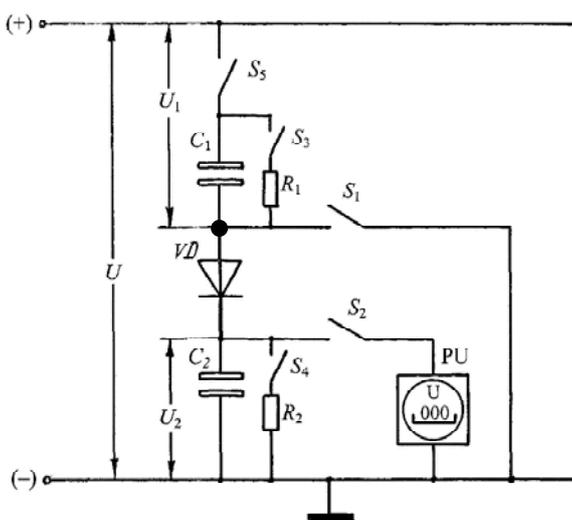


Рис. 1.

Устройство работает следующим образом. В исходном состоянии измерительного устройства контакты замыкателей S_1, S_2, S_3, S_4 и S_5 разомкнуты и конденсаторы C_1 и C_2 полностью разряжены. При подключении устройства контроля через контакты замыкателя S_5 к шине измеряемого постоянного напряжения U конденсаторы C_1 и C_2 заряжаются до напряжений U_1 и U_2 , значения которых обратно пропорциональны емкостям C_1 и C_2

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{C_2}{C_1}. \quad (1)$$

Так как измеряемое напряжение $U = U_1 + U_2$, то при $U_1 = U - U_2$ справедливо соотношение

$$K_{Д} = \frac{U}{U_2} = 1 + \frac{C_2}{C_1}, \quad (2)$$

которое определяет коэффициент деления емкостного делителя с запоминанием напряжения.

После подключения емкостного делителя к шине измеряемого постоянного напряжения U через определенный промежуток времени t , в течение которого осуществляется полный заряд емкостей C_1 и C_2 , замыкаются контакты замыкателей в последовательной очередности S_1 и S_2 . Контакт замыкателя S_1 , подключая заземленный проводник к точке соединения конденсатора C_1 и анода разделительного диода V , образует заземленный контур, исключаящий изменение напряжения U_2 на конденсаторе C_2 .

По результатам измерения напряжения U_2 на конденсаторе C_2 низковольтного плеча емкостного делителя напряжения определяют величину измеряемого постоянного напряжения

$$U = U_2 K_{Д} = U_2 \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right). \quad (3)$$

По окончании измерения напряжения отключаются контакты замыкателей S_5, S_1 и S_2 .

Для подготовки устройства контроля с емкостным делителем напряжения к последующим измерениям необходимо полностью разрядить конденсаторы C_1 и C_2 замыканием контактов замыкателей S_3 и S_4 , создающих контуры разряда $R_1 - C_1$ и $R_2 - C_2$.

Продолжительность времени t_p включенного состояния контактов замыкателей S_3 и S_4 превышает наибольшее значение одного из времени t_{p1} и t_{p2} полного разряда емкостей C_1 и C_2 , которые можно определить как $t_{p1} \geq 10R_1 \cdot C_1$ и $t_{p2} \geq 10R_2 \cdot C_2$.

Входное сопротивление $R_{и}$ измерительного прибора PU выбирается достаточно большим по значению, которое должно обеспечить малую величину погрешности δU_{p2} разряда напряжения U_2 на конденсаторе C_2 за полное время $t_{и}$ измерения напряжения U_2 измерительным прибором PU .

При заданной допустимой погрешности $\delta U_{p2} \%$ разряда напряжения U_2 на конденсаторе C_2 с учетом известных параметров $R_{и}$ и $t_{и}$ минимально допустимое значение емкости C_{2min} конденсатора C_2 низковольтного плеча емкостного делителя напряжения должно быть

$$C_{2min} \geq \frac{t_{и}}{R_3} \cdot \frac{1}{\ln \frac{100}{100 - \delta U_{p2} \%}} \quad (4)$$

где $R_3 = \frac{R_{Y\text{обр}} \cdot R_{и}}{R_{Y\text{обр}} + R_{и}}$ – эквивалентное сопротивление

цепи разряда конденсатора C_2 ; $R_{и}$ – входное сопротивление измерительного прибора PU ; $R_{Y\text{обр}}$ – обратное сопротивление разделительного диода V .

На основе уравнения (2) при заданном значении коэффициента $K_{д}$ деления емкостного делителя напряжения определяется величина емкости конденсатора C_1 высоковольтного плеча делителя напряжения

$$C_1 = \frac{C_2}{K_{д} - 1} \quad (5)$$

Составные параметры U_2 , C_1 , C_2 уравнения (3) имеют относительные погрешности δU_2 , δC_1 , δC_2 , которые являются величинами случайными, независимыми, имеющими определенный закон распределения.

С использованием методов теории вероятностей и математической статистики [4] из уравнения (3) определяется случайная относительная погрешность δU измерения постоянного напряжения:

$$\delta U = \sqrt{(B_{U_2} \delta U_2 K_{U_2})^2 + (B_{C_1} \delta C_1 K_{C_1})^2 + (B_{C_2} \delta C_2 K_{C_2})^2} \quad (6)$$

где $B_{U_2} = 1$, $B_{C_2} = -B_{C_1} = 1 - \frac{1}{K_{д}}$ – коэффициенты влияния

относительных погрешностей δU_2 , δC_1 , δC_2 ; K_{U_2} , K_{C_1} , K_{C_2} – коэффициенты относительного рассеивания заданного закона распределения случайных величин.

Предложенное устройство безопасно по условиям электробезопасности для обслуживающего персонала, так как процесс управления устройством и контроль напряжения осуществляется на низкой стороне емкостного делителя напряжения при низком уровне напряжения. Данное устройство применимо для контроля напряжения в цепях постоянного тока, характеризующихся отсутствием в них индуктивностей (поскольку при наличии указанных индуктивностей из-за происходящего колебательного процесса заряда конденсаторов C_1 и C_2 возникает недопустимая ошибка при измерении постоянных значений напряжений [5]).

Перечень ссылок

1. Соколов В. П., Сафронов А. В., Лопатин В. А. Инженерное проектирование специальных датчиков тока и напряжения для электрического транспорта. – М.: МЭИ, 1997.
2. Пермяков В. Л. Исследование и модернизация высоковольтной изоляции, изготавливаемой методом ВВП // Труды 5-й международной конференции «Электромеханика, электротехнологии и электро материаловедение». – Ч. 1. – М. – 2003. – С. 672–673.
3. А. с. 978057 СССР, МКИ³ G 01 R 19/00. Устройство для измерения напряжения / Л. М. Ваврженкевич, В. П. Соколов. БИ № 44, 1982.
4. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М.: Наука, 1974. – 232 с.
5. Волков А. В., Метельский В. П., Лохматов А. Г. Управление нерекуперативным асинхронным электроприводом с АИН-ШИМ при провале сетевого напряжения // Електротехніка та електроенергетика. – 2006. – № 1. – С. 68–75.

Поступила в редакцию 05.09.05 г.

После доработки 20.12.07 г.

Розглянуто пристрій для контролю високих значень постійної напруги й запропонований розрахунок параметрів даного пристрою.

The device for the supervisory control of high values of a dc voltage is considered and calculation of the given device parameters is offered.

А. А. Синявский

Учет эффекта упругого сплющивания рабочих валков в имитационной модели электроприводов клетей непрерывного тонколистового прокатного стана

Разработана имитационная модель электроприводов клетей непрерывного тонколистового четырехклетьевого прокатного стана, учитывающая эффект упругого сплющивания рабочих валков, и с ее помощью выполнены расчет и анализ электромеханических процессов стана.

Математическое моделирование представляет собой один из наиболее мощных и универсальных методов исследования сложных систем, поведение которых зависит от многих факторов. Применение метода математического моделирования для исследования электромеханических процессов непрерывного тонколистового прокатного стана позволяет оценить то, как конструктивные параметры оказывают влияние на электромеханические процессы и на качество продукции. Очень актуально и востребовано практикой создание имитационной модели такого стана. Для реализации этого в имитационной модели электроприводов клетей непрерывного тонколистового прокатного стана необходимо учесть физические явления, оказывающие наибольшее влияние на ход технологического процесса. А именно: растяжение полосы металла между клетями; влияние значительных межклетевых натяжений на давление металла на рабочие валки в зоне деформации полосы; сплющивание рабочих валков в зависимости от давления; влияние условий деформации на механические свойства металла; изменение относительных скоростей, вследствие изменения уровня обжатия (при условии постоянства объема металла, проходящего в единицу времени).

В научно-технической литературе предложены разные подходы к построению математической модели ЭП клетей прокатных станов. В общем случае эти модели представляют собой совокупность дифференциальных уравнений и нелинейных зависимостей, описывающую многомассовую электромеханическую систему с упругими связями и непостоянными параметрами [1–3]. Одни решения [1] позволяют получить статическую модель прокатного стана достаточно точно, но не позволяют оценить динамику переходных процессов. Другие решения [4, 5] позволяют получить динамическую модель прокатного стана, но при этом обычно учитываются не все, а лишь самые основные взаимосвязи координат объекта управления (и игнорируются другие, оказывающие порой весьма существенное влияние на технологический процесс). Это приводит к тому, что такие модели просты в реализации, но описывают технологический процесс приближенно. Их применение в случаях, когда необходима высокая точность исследований, оказывается неэффективным.

Статья посвящена разработке и исследованию имитационной модели электропривода клетей непре-

рывного тонколистового четырехклетьевого прокатного стана, учитывающей эффект упругого сплющивания рабочих валков.

Общая математическая модель прокатного стана может быть представлена в виде нескольких своих подсистем, отображающих: межклетевую промежуток, клеть, моталку, разматыватель и электроприводы исполнительных механизмов. Общая модель выполнялась при допущениях, что силы воздействия на полосу металла со стороны разматывателя и моталки равны нулю.

Математическую модель межклетьевого промежутка можно представить согласно [3, 4, 6] в виде системы уравнений (1):

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\varepsilon}{dt} &= \frac{V_{2n}}{l} - \frac{V_{1n}}{l}(1 + \varepsilon), \\ F &= \begin{cases} 0, & \text{если } \varepsilon < 0 \\ ES\varepsilon, & \text{если } \varepsilon \geq 0 \end{cases}, \\ S &= h_p b, \\ h_p &= \frac{h_{in}}{1 + \varepsilon} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где E – модуль Юнга, l – длина промежутка, b – ширина полосы, h_{in} – толщина полосы металла при входе в промежуток.

Входными координатами модели являются линейные скорости движения полосы металла V_{1n} и V_{2n} соответственно на входе в промежуток и на его выходе. Выходными координатами модели служат натяжение металла F в промежутке и толщина листа металла h_p , изменяющаяся вследствие его растяжения. Первое дифференциальное уравнение системы (1) описывает зависимость между изменением относительного удлинения и разностью скоростей на входе и выходе из промежутка [4]. Второе уравнение описывает закон Гука [6]. Оставшиеся два уравнения характеризуют изменение геометрической формы полосы металла вследствие растяжения. Ввиду того, что рассматривается растяжение широкой тонкой полосы металла при холодной прокатке, изменение ширины полосы металла не учитывается [3] (т. к. ширина полосы металла намного больше ее толщины и изменением ширины на практике можно пренебречь).

Ввиду подобия происходящих процессов, рассмотренная модель межклетьевого промежутка также подходит для описания поведения металла в промежутках: разматыватель – первая клетка, последняя клетка – моталка [4].

Математическая модель клетки, согласно [3–5], представлена системой уравнений (2):

$$\left. \begin{aligned}
 M_d - M_p + F_2 R - F_1 R &= J \frac{d\omega}{dt}, \\
 M_p &= 2P_c \Psi b L_d, \\
 P_c &= 1,15 \sigma_T \frac{2h_2}{(h_1 - h_2)(\delta - 1)} \left[\left(\frac{h_\gamma}{h_2} \right)^\delta - 1 \right] - \\
 &\quad - \frac{1}{2} \left(\frac{F_1}{bh_1} + \frac{F_2}{bh_2} \right), \\
 \left(\frac{h_\gamma}{h_2} \right) &= \left(\frac{1 + \sqrt{1 + (\delta^2 - 1)(h_1 / h_2)^\delta}}{\delta + 1} \right), \\
 \delta &= \frac{f_y}{\operatorname{tg}(\alpha / 2)}, \\
 L_d &= \sqrt{R_v (h_1 - h_2) + (cmRP_c)^2} + cmRP_c, \\
 \alpha &= \frac{L_d}{R_c}, \\
 R &= R_v - \Delta R, \\
 \Delta R &= 2R_v \frac{m^2}{4} P_c, \\
 h_2 &= h_2^* - 2 \cdot \Delta R, \\
 V_{2k} &= \omega R \frac{h_\gamma}{h_2}, \\
 V_{1k} &= V_{2k} \frac{h_2}{h_1}, \\
 m &= \frac{8(1 - \mu^2)}{\pi E}
 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где: m – промежуточный коэффициент, M_d – крутящий момент приводного двигателя, J – суммарный приведенный к валу двигателя момент инерции, R_v – радиус вала, h_γ – толщина металла в нейтральном сечении, f_y – коэффициент трения, L_d – длина зоны деформации, R – радиус рабочего вала с учетом сплющивания. Для моделирования технологического процесса выбраны следующие коэффициенты: $\mu = 0,3$; $E = 2,06 \cdot 10^5$ Мпа; $\Psi = 0,2$; $c = 1,375$. В сис-

теме уравнений (2) входными координатами являются: силы переднего и заднего натяжения металла F_1 и F_2 , раствор рабочих валков h_2^* , крутящий момент приводного двигателя M_d и толщина прокатываемого металла h_1 .

Выходными координатами служат: линейные скорости движения металла при входе в зону деформации V_{1k} и при выходе из нее V_{2k} , угловая скорость вращения валков ω , толщина металла при выходе из зоны деформации h_2 . Первое дифференциальное уравнение системы (2) описывает динамику изменения угловой скорости приводных валков. Второе уравнение определяет момент прокатки M_p в зависимости среднего значения давления металла на валки, ширины прокатываемой полосы и длины зоны контакта [3]. Третье уравнение описывает зависимость среднего значения давления металла на рабочие валки [3]. Изменение радиуса рабочего вала вследствие его сплющивания описывается девятым уравнением системы (2).

Последние два уравнения определяют скорости движения металла при входе в зону деформации и при выходе из нее. Остальные уравнения позволяют рассчитать промежуточные коэффициенты, а также: отношение толщины металла в нейтральном сечении к толщине металла, выходящего из зоны деформации; длину зоны деформации с учетом упругого сплющивания рабочих валков; угол контакта; изменение радиуса рабочего вала вследствие сплющивания (зависит от давления металла на валки); значения линейных скоростей движения полосы металла до и после деформации в зависимости от отношений толщин, угловой скорости вращения рабочего вала и его радиуса.

С учетом первого уравнения системы (2) математическая модель электропривода клетки с двигателем постоянного тока независимого возбуждения представлена в виде [7]:

$$\left. \begin{aligned}
 M_d - M_p + F_2 R - F_1 R &= J \frac{d\omega}{dt}, \\
 M_d &= C\Phi I, \\
 U - \omega C\Phi &= L \frac{dI}{dt} + RI
 \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

где Φ – магнитный поток двигателя; C – конструктивная постоянная двигателя; L, R – суммарные индуктивность и активное сопротивление якорной цепи двигателя; I и U – ток и напряжение якорной цепи двигателя.

На основании рассмотренных математических зависимостей (1) – (3) разработана имитационная модель прокатного стана, которая показана на рис. 1, она представляет собой совокупность функциональных блоков: POLOSA_1-POLOSA_5 (межклетьевые промежутки), CAGE_1 – CAGE_4 (клетки) и Motor1 – Motor4 (электроприводы). Блоки: S и Sig задают механические свойства прокатываемой стали. Блоки: k1 – k7 задают коэффициенты, учитывающие изменение

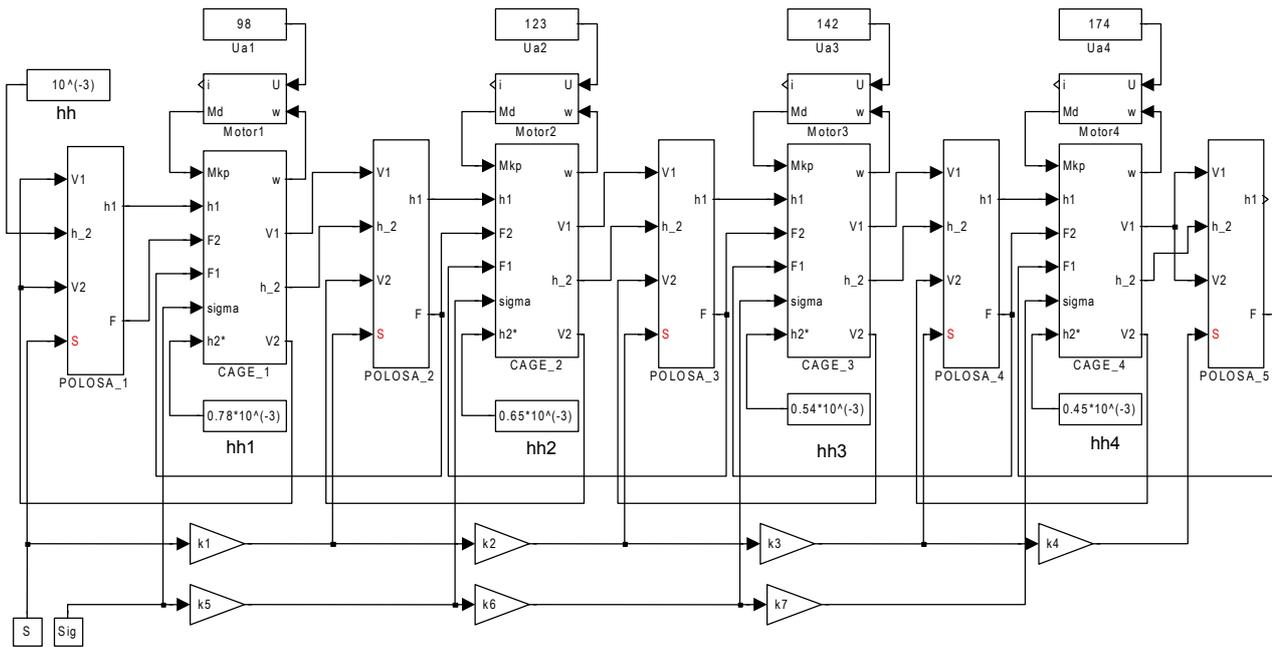


Рис. 1. Имитационная модель прокатного стана

механических свойств прокатываемой стали в зависимости от условий прокатки. Блок: hh задает толщину полосы металла до прокатки, а блоки: hh1 – hh4 задают растворы рабочих валков.

С использованием данной имитационной модели, выполненной в пакете Matlab, проведено моделирование электромеханических процессов в режиме постоянно заданных значений якорных напряжений приводных двигателей клетей (т. е. без использования систем автоматического управления данными приводами). Якорные напряжения приводных двигателей клетей подбирались расчетным путем из условия отработки требуемых значений межклетевых натяжений и в соответствии с технологическими условиями прокатки. В начальный момент пуска модели предполагалось, что металл заправлен во все клетки и заданы требуемые растворы рабочих валков блока: hh1 – hh4.

Результаты математического моделирования работы непрерывного прокатного стана приведены на рис. 2–рис. 5. Анализ данных результатов показывает, что частоты колебаний межклетевых натяжений металла, толщин металла, давлений металла на рабочие валки примерно одинаковы и составляют 9 Гц. Межклетевые натяжения меняются в тех же пределах, что и полученные на реальном прокатном стане, описанном в работе [8]. Исследования, проведенные на лабораторных станах в [9], также подтверждают наличие аналогичных колебаний. При этом выходные толщину металла колеблются со значениями, превышающими заданные растворы рабочих валков, что объясняется наличием эффекта сплющивания рабочих валков, происходящего в реальном процессе прокатки.

В установившемся режиме колебания толщины прокатываемой полосы металла после четвертой кле-

ти происходят в пределах 0,01 мм (по сравнению с максимальной толщиной металла, равной 0,49 мм, это составляет 2 %). Полученный результат находится в тех же пределах, что и снятые экспериментально данные в работе [8].

Результаты дополнительного математического моделирования, проведенного с целью определения влияния жесткости рабочих валков на переходные процессы при прокатке металла, приведены на рис. 3 и рис. 4, а также на рис. 5, б и рис. 5, в.

Как видно из рис. 5, а, в якорном токе наблюдаются незначительные колебания (с упомянутой частотой 9 Гц). Эти колебания тока (их амплитуда относительно невелика) вызваны колебаниями, происходящими в нагрузке привода. При этом для заданных параметров модели (жесткости прокатываемого металла, жесткости рабочих валков, растворов рабочих валков, напряжения на якорях приводных двигателей клетей) происходит обмен энергией между упругими валками и упругой полосой металла. С ростом натяжений уменьшаются давления на рабочие валки клетей, и уменьшается уровень сплющивания, что приводит к росту значения коэффициента: h_1 / h_2 , используемого в системе (2), и изменению скоростей движения стальной полосы до и после клетки. Такие изменения скоростей могут приводить к изменению (увеличению) межклетевых натяжений. Исследования на модели при разных условиях прокатки показали, что подобные процессы могут проявлять себя по-разному в виде: незатухающих колебаний, нарастающих колебаний, затухающих колебаний либо как апериодический процесс.

Сравнивая между собой рис. 5, рис. 3 и рис. 4, можно сделать выводы, что при увеличении жесткости

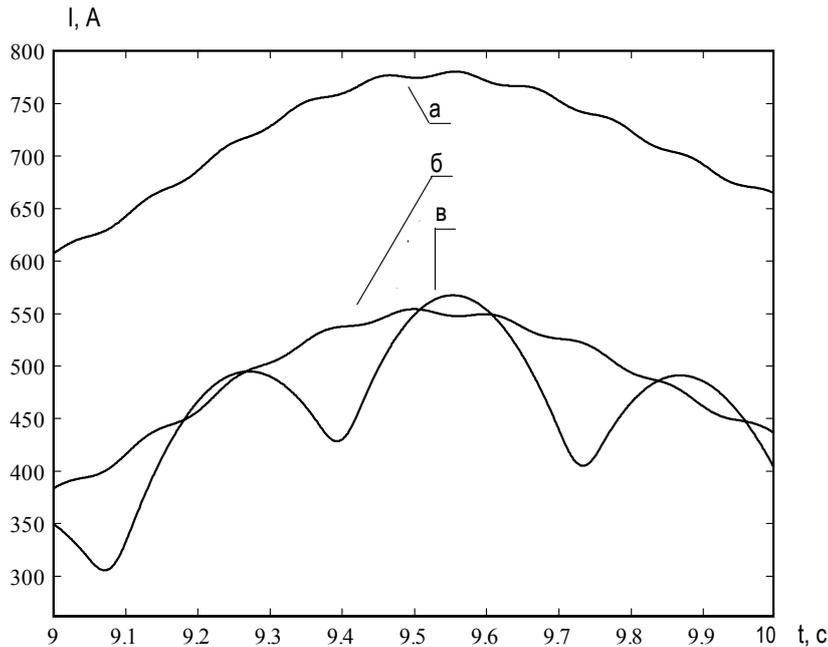


Рис. 5. Графики изменения якорного тока приводного двигателя четвертой клетки: а – при исходной жесткости рабочих валков; б – при двукратной жесткости рабочих валков; в – при трехкратной жесткости рабочих валков

рабочих валков прокатных клетей происходит: увеличение давления металла на валки, уменьшение уровня прогиба рабочих валков, а, соответственно, уменьшение амплитуды колебаний толщины прокатываемой стали и ее приближение к значениям растворов рабочих валков. Одновременно с увеличением жесткости рабочих валков происходит увеличение амплитуды колебаний токов приводных двигателей клетей, вызванных изменением межклетевых натяжений, что можно увидеть, сравнивая между собой рис. 5, а рис. 5, б и рис. 5, в. Уменьшение частоты колебаний связано с увеличением амплитуды колебаний межклетевых натяжений и с увеличением жесткости рабочих валков.

Исследования на полученной имитационной модели показали, что, во-первых, возможны режимы, при которых колебания межклетевых натяжений достигают нуля (это создает согласно рис. 4 условия для образования петель при движении полосы металла). Во-вторых, отсутствие систем автоматического управления, способных демпфировать колебания натяжений, может приводить к ухудшению качества продукции и даже к аварийным режимам. В-третьих, при вариациях параметров имитационной модели возможны режимы, когда колебания толщины металла не возникают, что позволяет предполагать возможность существования оптимального режима прокатки. В-четвертых, увеличение жесткости рабочих валков приводит к уменьшению неравномерности продольной толщины прокатываемой полосы металла, а также к увеличению амплитуды колебаний межклетевых натяжений и якорных токов приводных двигателей рабочих клетей.

Выводы

1. Разработанная имитационная модель представляет собой дальнейшее развитие существующих имитационных моделей для исследования электро-механических процессов прокатных станов, в которой дополнительно осуществляется учет взаимовлияний натяжений, давлений металла на валки и изменений обжатий металла, возникающих вследствие сплющивания рабочих валков.

2. Полученная имитационная модель воспроизводит электро-механические процессы в четырехклетевом прокатном стане тонкого листа, близкие к реальным (результаты моделирования отличаются от экспериментальных данных менее, чем на 10 %).

3. Проведенные исследования с использованием полученной модели электроприводов клетей непрерывного тонколистового прокатного стана показали, что появление колебаний в межклетевых натяжениях прокатываемого металла во многом вызвано эффектом сплющивания рабочих валков и приводит к возникновению колебаний в толщине прокатываемой полосы металла.

4. Выбор рабочих валков с большей жесткостью позволяет уменьшить степень проявления эффекта сплющивания и увеличить степень влияния колебаний межклетевых натяжений на якорные токи приводных двигателей клетей.

Перечень ссылок

1. В. Робертс. Холодная прокатка стали. – М: Металлургия, 1982. – 300 с.
2. Зеленов А. Б. Тертичников Н. В. Гулякин В. Г. Электропривод механизмов прокатных станов. – Харьков: Металлургуздат, 1963. – 340 с.

3. Грудев А. П. Теория прокатки. – М.: Интермет инжиниринг, 2001. – 280 с.
4. Пирожок А. В. Супрун А. А. Супрун Ю. А. Имитационные модели электромеханических процессов тонколистового стана холодной прокатки // Электротехника та електроенергетика. – 2005. – № 2. – С. 34–42.
5. Мокрий Г. В. Борисов О. О. Моделювання динаміки листопрокатного стана і оптимізація управління процесом прокатки // Наукові праці ДонНТУ. Серія: Обчислювальна техніка та автоматизація. Вип. 74. – 2006. – С. 14–18.
6. Лукьянец В. А. Физические эффекты в машиностроении.: Справочник – М.: Машиностроение, 1993. – 224. с.
7. Чиликин М. Г. Общий курс электропривода. – М.: Энергия, 1971. – 432 с.
8. Жуков С. Ф. Шамрай А. А. Синтез динамической линеаризованной модели клетки непрерывного стана холодного проката // Техн. електродинаміка. Тем. випуск: Електропривод. – 2006. – С. 48–53.
9. Дружинин Н. Н. Непрерывные станы как объект автоматизации. – М.: Металлургия, 1967. – 259 с.

Поступила в редакцию 20.12.07 г.

Розроблена імітаційна модель електроприводів клітей безперервного тонколистового чотирикільцевого прокатного стана яка враховує ефект пружного стиснення робочих валків, з її допомогою виконані розрахунок та аналіз електромеханічних процесів стана.

Simulation model of uninterrupted thin sheet mill's electric drivers considering the worked rollers flattening effect was developed, and mathematical calculation and analysis of electromechanical mill processes were realized.

УДК 621.313

А. В. Волков, С. М. Крикота

Имитационная модель двухзвенного непосредственного преобразователя частоты, нагруженного на асинхронный двигатель

Разработана имитационная модель двухзвенного непосредственного преобразователя частоты, нагруженного на асинхронный двигатель, предназначенная для исследования электромагнитных и электромеханических процессов в преобразователе частоты и двигателе.

В последние годы за рубежом и в Украине интенсивно проводятся работы по созданию частотно-регулируемых (ч-р) асинхронных электроприводов (ЭП) на основе новых типов статических преобразователей частоты (ПЧ) [1]. Среди них наиболее привлекательным является ч-р асинхронный ЭП с двухзвенным непосредственным преобразователем частоты (ДНПЧ) с широтно-импульсной модуляцией [2–6]. Данный ПЧ отличается хорошими энергетическими показателями и улучшенной электромагнитной совместимостью с питающей сетью, характеризуется уменьшенными массогабаритными и стоимостными показателями [2–5].

Для успешного промышленного внедрения асинхронного ЭП на основе ДНПЧ-ШИМ требуется предварительно всесторонне исследовать достигаемые посредством него электромеханические процессы и энергетические характеристики привода, определить наиболее эффективные алгоритмы управления этим электроприводом. При этом целесообразно основной объем данных исследований провести на имитационных моделях указанного ЭП, что позволит снизить трудоемкость этих исследований, расширить количество исследуемых возможных вариантов алгоритмов управления, ускорить во времени проведение данных исследований. Однако, в зарубежной и отечествен-

ной литературе до настоящего времени вопросу создания имитационных моделей асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ или его составных элементов (преобразователя частоты и двигателя) не уделено достаточного внимания, хотя это очень актуально и востребовано практикой.

Целью статьи является разработка имитационной модели двухзвенного непосредственного преобразователя частоты, нагруженного на асинхронный двигатель, предназначенной для исследования электромагнитных процессов в преобразователе частоты и электромеханических процессов в двигателе.

Силовая схема трехфазного ДНПЧ-ШИМ, нагруженного на асинхронный двигатель (АД), представлена на рис. 1 и содержит в своем составе: трехфазный активный выпрямитель (АВ), выполненный на управляемых силовых ключах VS1–VS6, VS1'–VS6' и трехфазный автономный инвертор напряжения (АИН), состоящий из управляемых силовых ключей VS7–VS12. В качестве указанных управляемых силовых ключей VS1–VS6, VS1'–VS6' и VS7–VS12 (шунтированных обратными диодами VD1–VD6, VD1'–VD6' и VD7–VD12 соответственно) могут применяться транзисторы IGBT или MOSFET и запираемые тиристоры GTO или IGCT.

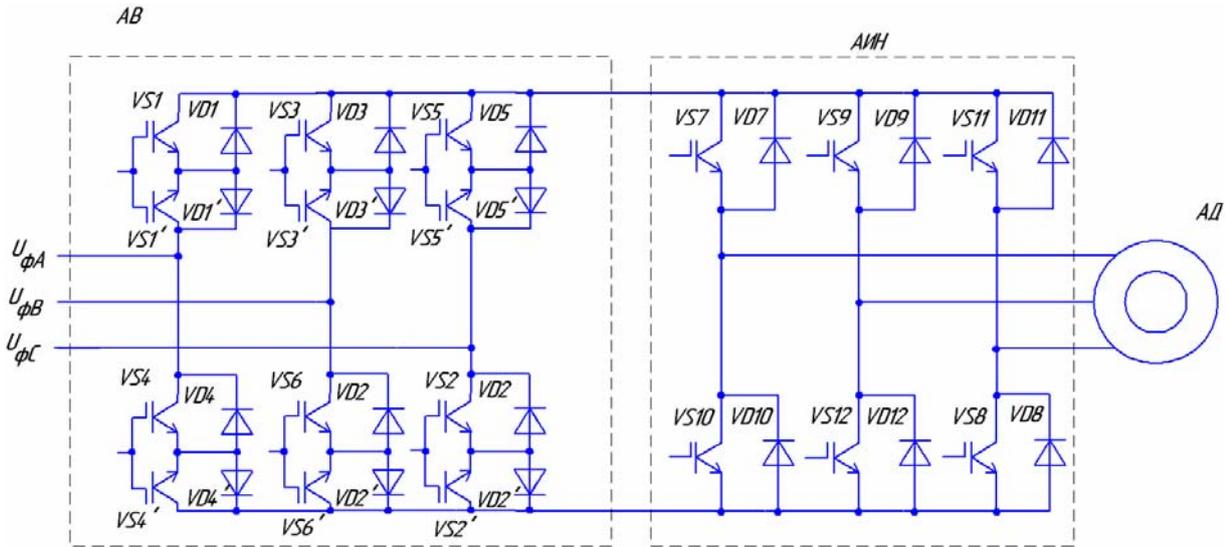


Рис. 1. Силовая схема трехфазного ДНПЧ-ШИМ

При разработке математической модели ДНПЧ-ШИМ, нагруженного на АД, воспользуемся формой записи через обобщенные векторы параметров режима двигателя и их проекции на оси неподвижной ортогональной координатной системы, а также известным идеализированным представлением преобразователя частоты и асинхронного двигателя [7, 8]. В частности, представив в исходной ДНПЧ-ШИМ схеме на рис.1 силовые ключи АВ и АИИ идеализированными (не имеющими запаздывания при их открытии или закрытии и характеризующимися сопротивлением, равным нулю в открытом состоянии или равным бесконечности в закрытом состоянии), преобразуем схему этого преобразователя к упрощенной эквивалентной (на идеальных ключах: V1–V6 и V7–V8) схеме, показанной на

рис. 2. При этом в любой момент времени в активном выпрямителе одновременно открыты два силовых ключа (по одному в катодной и анодной группах разных фаз АВ), а в автономном инверторе напряжения – одновременно открыты три силовых ключа (два в одной группе и один в другой группе инвертора, либо все три в одной группе АИИ).

Все возможные состояния открытых (обозначены знаком "+") и закрытых силовых ключей активного выпрямителя и автономного инвертора показаны в табл. 1 и табл. 2 соответственно, где $n = 1, 2, \dots, 6$ и $m = 1, 2, \dots, 8$ – соответствующие возможные комбинации открытых и закрытых силовых ключей АВ и АИИ. В данных таблицах приведены соотношения для расчета: выходного напряжения U_d активного выпрямителя и обобщен-

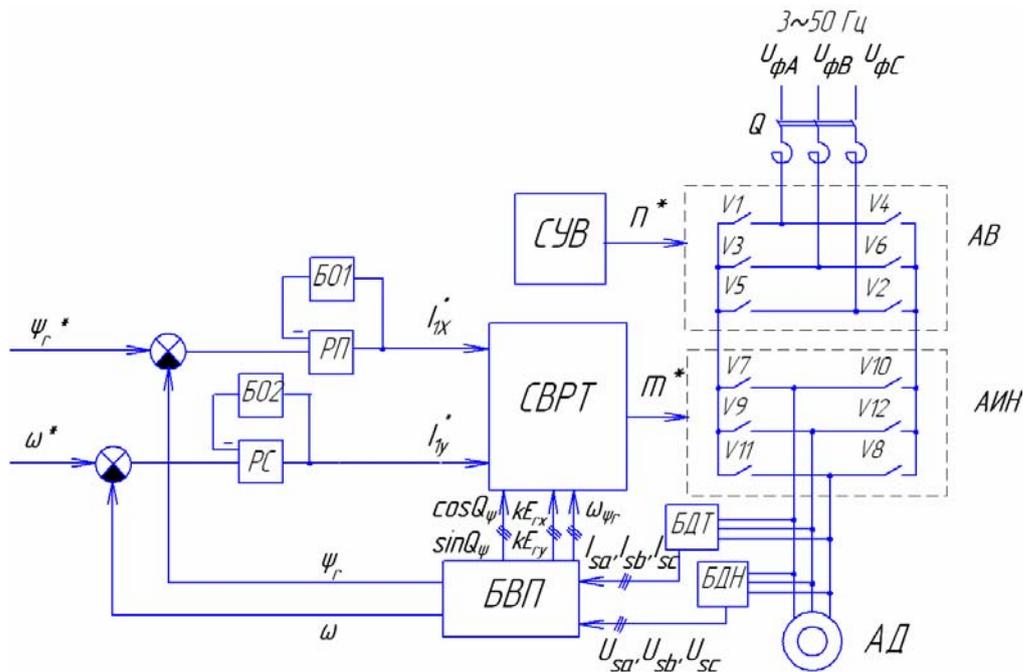


Рис. 2. Функциональная схема векторной САУ скорости асинхронного электропривода

Таблица 1. Состояние силовых ключей активного выпрямителя

n	V1	V2	V3	V4	V5	V6	U_d
1	+	+					$U_{\Phi A} - U_{\Phi C}$
2		+	+				$U_{\Phi B} - U_{\Phi C}$
3			+	+			$U_{\Phi B} - U_{\Phi A}$
4				+	+		$U_{\Phi C} - U_{\Phi A}$
5					+	+	$U_{\Phi C} - U_{\Phi B}$
6	+					+	$U_{\Phi A} - U_{\Phi B}$

ного вектора выходного напряжения \bar{U}_S инвертора, а также зависимости для расчета модуля U_S и аргумента Θ_U последнего обобщенного вектора [8].

Фазные сетевые напряжения $U_{\Phi A}, U_{\Phi B}, U_{\Phi C}$ активного выпрямителя полагаются синусоидальными и симметричными:

$$\left. \begin{aligned} U_{\Phi M} \cdot \cos \omega_{\Phi} t &= U_{\Phi A}, \\ U_{\Phi M} \cdot \cos(\omega_{\Phi} t - \frac{2\pi}{3}) &= U_{\Phi B}, \\ U_{\Phi M} \cdot \cos(\omega_{\Phi} t + \frac{2\pi}{3}) &= U_{\Phi C} \end{aligned} \right\} (1)$$

Таблица 2. Состояние силовых ключей автономного инвертора

m	V7	V8	V9	V10	V11	V12	\bar{U}_S	
							U_S	Θ_U
1	+	+				+	$2 U_d /3$	$\frac{\pi}{2}[1 - \text{sign} U_d]$
2	+	+	+				$2 U_d /3$	$\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{2}[1 - \text{sign} U_d]$
3		+	+	+			$2 U_d /3$	$\frac{2\pi}{3} + \frac{\pi}{2}[1 - \text{sign} U_d]$
4			+	+	+		$2 U_d /3$	$\pi + \frac{\pi}{2}[1 - \text{sign} U_d]$
5				+	+	+	$2 U_d /3$	$\frac{4\pi}{3} + \frac{\pi}{2}[1 - \text{sign} U_d]$
6	+				+	+	$2 U_d /3$	$\frac{5\pi}{3} + \frac{\pi}{2}[1 - \text{sign} U_d]$
7	+		+		+		0	-
8		+		+		+	0	-

где $U_{\Phi M}$ и ω_{Φ} – амплитуда и угловая частота сетевых фазных напряжений.

Идеализированный АД описан системой уравнений, в которой переменными являются проекции обобщенных векторов статорного напряжения \bar{U}_S , тока \bar{I}_S и потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$ двигателя на оси вращающейся ортогональной неподвижной координатной системы « $\alpha - \beta$ » [8]:

$$\left. \begin{aligned} U_{S\alpha} &= R_s I_{S\alpha} + (L_{\sigma s} + kL_{\sigma r}) \cdot \frac{dI_{S\alpha}}{dt} + k \cdot \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt}, \\ U_{S\beta} &= R_s I_{S\beta} + (L_{\sigma s} + kL_{\sigma r}) \cdot \frac{dI_{S\beta}}{dt} + k \cdot \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt}, \\ L_m I_{S\alpha} &= \Psi_{r\alpha} + T \cdot \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt} + z\omega T \Psi_{r\beta}, \\ L_m I_{S\beta} &= \Psi_{r\beta} + T \cdot \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt} - z\omega T \Psi_{r\alpha}, \\ M &= \frac{3}{2} \cdot z \cdot k \cdot (\Psi_{r\alpha} \cdot I_{S\beta} - \Psi_{r\beta} \cdot I_{S\alpha}), \\ M - Mc &= \frac{J \cdot d\omega}{dt}, \\ \Psi_r &= (\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2)^{1/2} \end{aligned} \right\} (2)$$

где $U_{S\alpha}, U_{S\beta}$ – проекции обобщенного вектора статорного напряжения на действительную и мнимую

оси; R_s – активное сопротивление фазных обмоток статора; $I_{s\alpha}, I_{s\beta}$ – проекции обобщенного вектора статорного тока на действительную и мнимую оси; $L_{\sigma s}, L_{\sigma r}$ – индуктивности рассеяния статора и ротора соответственно; $\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$ – проекции обобщенного вектора потокосцепления ротора; L_m – эквивалентная взаимная индуктивность; T – электромагнитная постоянная времени цепи ротора машины; z – число пар полюсов; ω – скорость машины; M, M_c – электромагнитный момент и момент сопротивления; k – коэффициент приведения ротора; Ψ_r – модуль обобщенного вектора потокосцепления ротора двигателя.

В рассмотренной математической модели АД можно полагать значения следующих внутренних параметров L_m, T, k двигателя как неизменными:

$$\left. \begin{aligned} L_m &= \text{const}, \\ T &= \text{const}, \\ k &= \text{const} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

так и – переменными (при насыщении магнитной цепи двигателя). Причем, эквивалентную взаимоиндуктивность L_m с учетом насыщения магнитной цепи двигателя можно найти из следующего соотношения [9]:

$$\frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}} = A \cdot \text{arctg}\left[B \cdot \frac{I_m}{I_{mn}}\right], \quad (4)$$

где L_m, L_{mn} – текущее и номинальное значение модуля обобщенного вектора намагничивающего тока АД соответственно; I_m, I_{mn} – текущее и номинальное значение обобщенного вектора тока намагничивания двигателя соответственно; $A=0,92$ и $B=1,91$ – постоянные коэффициенты для асинхронных электродвигателей серии 4А и МТК.

Принимая во внимание, что:

$$I_m = \Psi_m / L_m, \quad (5)$$

получим с учетом (4) из выражения (3):

$$\frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}} = A \cdot \text{arctg}\left[B \cdot \frac{\Psi_m}{L_m} \cdot \frac{L_{mn}}{\Psi_{mn}}\right]. \quad (6)$$

Определим из последнего выражения взаимоиндуктивность L_m :

$$L_m = L_{mn} \cdot \frac{B \cdot \left(\frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}}\right)}{\text{tg}\left[\frac{1}{A} \cdot \frac{\Psi_m}{\Psi_{mn}}\right]}. \quad (7)$$

Затем найдем проекции обобщенного вектора потокосцепления АД в воздушном зазоре $\Psi_{m\alpha}, \Psi_{m\beta}$:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{m\alpha} &= k \cdot (\Psi_{r\alpha} + L_{\sigma r} \cdot I_{s\alpha}), \\ \Psi_{m\beta} &= k \cdot (\Psi_{r\beta} + L_{\sigma r} \cdot I_{s\beta}) \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

через которые определим модуль Ψ_m :

$$\Psi_m = \sqrt{\Psi_{m\alpha}^2 + \Psi_{m\beta}^2}. \quad (9)$$

Электромагнитную постоянную времени цепи ротора и коэффициент приведения ротора k рассчитываем из соотношений [8]:

$$\left. \begin{aligned} T &= (L_m + L_{\sigma r}) / R_r, \\ k &= L_m / (L_m + L_{\sigma r}) \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

Исходя из систем уравнений (1) и (6)–(10), составим имитационные модели асинхронного двигателя без учета (а) и с учетом (б) насыщения ее магнитной цепи, показанные на рис. 3. Все обозначения на данных имитационных моделях соответствуют универсальным блокам, применяемым в пакете программ MatLab [10].

Исходя из принципа работы ДНПЧ-ШИМ, установим взаимосвязь параметров режима АВ и АИН в виде следующих математических соотношений:

$$\left. \begin{aligned} U_{s\alpha} &= U_s \cdot \cos \Theta_U; \\ U_{s\beta} &= U_s \cdot \sin \Theta_U; \\ I_d &= \begin{cases} I_{sa}, m=1; \\ -I_{sc}, m=2; \\ I_{sb}, m=3; \\ -I_{sa}, m=4; \\ I_{sc}, m=5; \\ -I_{sb}, m=6; \\ 0, m=7,8; \end{cases} \\ I_{sa} &= I_{s\alpha}; \\ I_{sb} &= -0,5I_{s\alpha} + \sqrt{3}I_{s\beta}/2; \\ I_{sc} &= -0,5I_{s\alpha} - \sqrt{3}I_{s\beta}/2; \\ I_{\phi A} &= \begin{cases} I_d, n=1; \\ -I_d, n=4; \end{cases} \\ I_{\phi B} &= \begin{cases} I_d, n=3; \\ -I_d, n=6; \end{cases} \\ I_{\phi C} &= \begin{cases} I_d, n=5; \\ -I_d, n=2 \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

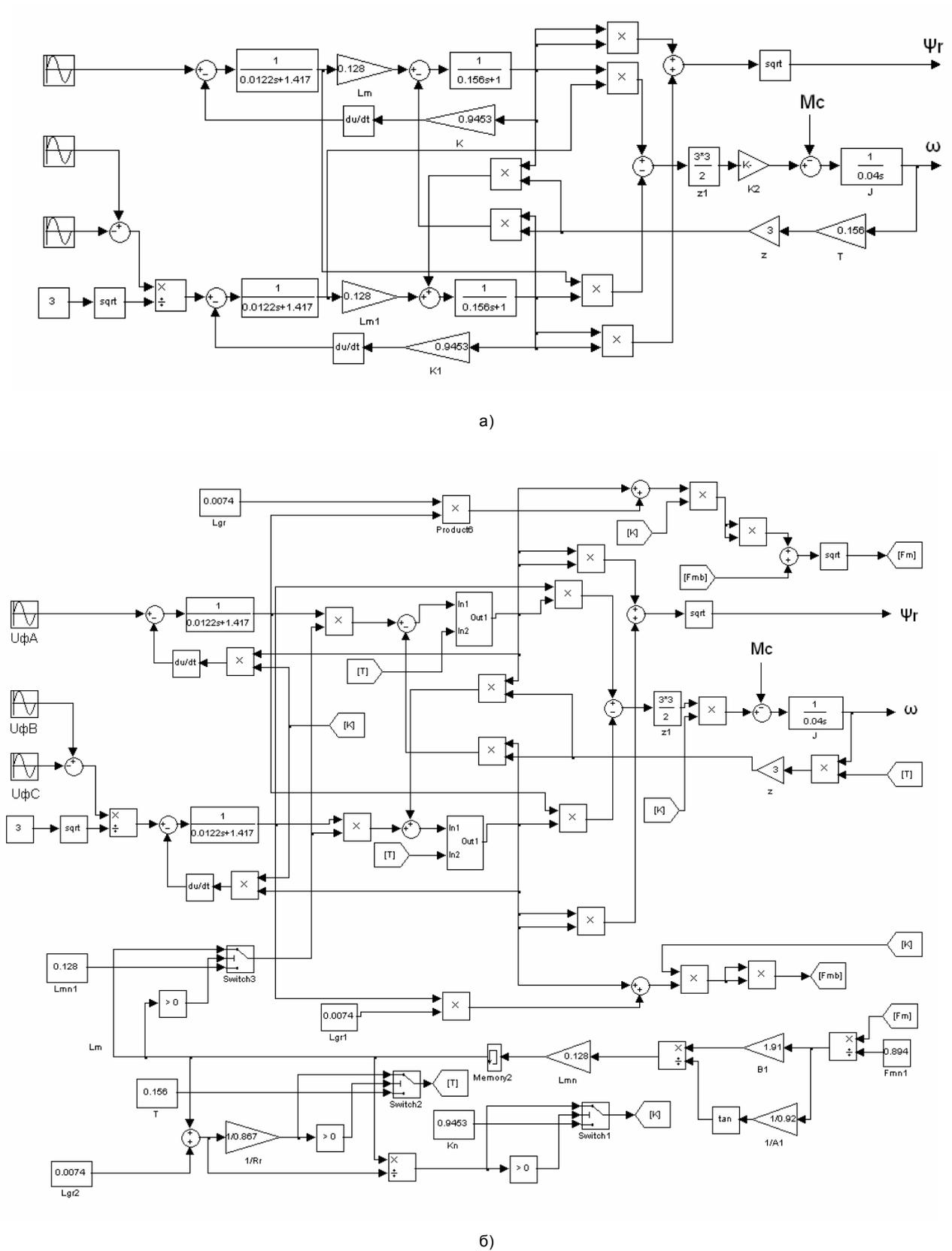


Рис. 3. Схема имитационной модели асинхронной машины, составленная в неподвижной системе координат через проекции $\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$ обобщенного вектора потокоцепления ротора: а – без учета насыщения; б – с учетом насыщения магнитной цепи

В качестве системы автоматического управления (САУ) в разрабатываемой модели асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ принята релейного типа (во внутренних контурах регулирования ортогональных проекций I_{sx}, I_{sy} статорного тока) система подчиненного регулирования с векторным управлением и ориентацией вращающейся ортогональной координатной системы 'x-y' вещественной осью 'x' по обобщенному вектору потокосцепления ротора $\bar{\Psi}_r$. В данной САУ, показанной на рис. 2, во внешних контурах регулируются модуль потокосцепления ротора Ψ_r (посредством регулятора потокосцепления РП) и скорость ω двигателя (посредством регулятора скорости РС) и применяются следующие обозначения: СУИ – система управления автономным инвертором; СУВ – система управления активным выпрямителем; СВРТ – система векторного регулирования статорного тока; БВП – блок вычисления параметров режима двигателя; БДТ и БДН – блоки датчиков тока и напряжения; БО1 и БО2 – блоки ограничения.

Полагаем, что на входе БВП определяются фактические значения модуля Ψ_r потокосцепления ротора и скорости ω двигателя, а также рассчитываются проекции I_{sx}, I_{sy} обобщенного вектора статорного тока и вычисляются необходимые для функционирования СВРТ гармонические функции (от аргумента Θ_Ψ обобщенного вектора потокосцепления ротора), проекции E_{rx}, E_{ry} обобщенного вектора ЭДС ротора и угловая частота ω_Ψ обобщенного вектора потокосцепления ротора в виде [8]:

$$\left. \begin{aligned} I_{sx} &= I_{s\alpha} \cdot \cos \Theta_\Psi + I_{s\beta} \sin \Theta_\Psi; \\ I_{sy} &= I_{s\beta} \cdot \cos \Theta_\Psi - I_{s\alpha} \sin \Theta_\Psi; \\ \cos \Theta_\Psi &= \frac{\Psi_{r\alpha}}{\Psi_r}; \\ \sin \Theta_\Psi &= \frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_r}; \\ E_{r\alpha} &= \frac{d\Psi_{r\alpha}}{dt}; \\ E_{r\beta} &= \frac{d\Psi_{r\beta}}{dt}; \\ \omega_\Psi &= \frac{d\Theta_\Psi}{dt} = \frac{\Psi_{r\alpha} E_{r\beta} - \Psi_{r\beta} E_{r\alpha}}{\Psi_r^2} \end{aligned} \right\} (12)$$

Функционирование применяемой СВРТ (в которой реализуется релейный принцип регулирования проекций статорного тока) описывается зависимостями:

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{sx} &= I_{1x}^* - I_{sx}; \\ \Delta I_{sy} &= I_{1y}^* - I_{sy}; \\ \Delta I_{s\alpha} &= \Delta I_{sx} \cdot \cos \Theta_\Psi - \Delta I_{sy} \cdot \sin \Theta_\Psi; \\ \Delta I_{s\beta} &= \Delta I_{sx} \cdot \sin \Theta_\Psi + \Delta I_{sy} \cdot \cos \Theta_\Psi; \\ \Delta I_s &= \sqrt{\Delta I_{s\alpha}^2 + \Delta I_{s\beta}^2}; \\ \Theta_{\Delta I} &= (\text{sign} \Delta I_{s\alpha}) \cdot \arcsin \frac{\Delta I_{s\beta}}{\Delta I_s} + \frac{\pi}{2} [1 - \text{sign} \Delta I_{s\alpha}] \end{aligned} \right\} (13)$$

где I_{1x}^* и I_{1y}^* – заданные значения намагничивающей и активной проекций статорного тока АД; ΔI_{sx} и ΔI_{sy} – отклонения между заданными и фактическими значениями проекций статорного тока во вращающейся ортогональной координатной системе 'x-y'; $\Delta I_{s\alpha}$ и $\Delta I_{s\beta}$ – отклонения между заданными и фактическими значениями проекций статорного тока в неподвижной ортогональной координатной системе 'α-β'; ΔI_s и $\Theta_{\Delta I}$ – соответственно модуль и аргумент обобщенного вектора отклонения статорного тока: $\Delta \bar{I} = \Delta I \cdot e^{j \cdot \Theta_{\Delta I}}$.

В разработанной имитационной модели алгоритм определения посредством релейной СВРТ необходимой текущей комбинации m^* силовых ключей инвертора задавался следующим:

1) вначале кратковременно ($\Delta t \approx 1$ мс) задают: $m^* = 1$;

2) после этого, если $\Delta I_s < \Delta I_n$, то поддерживается $m^* = \text{const}$ (сохраняется предыдущее состояние силовых ключей АИН),

$$\text{где } \Delta I_n \approx 0,05 \cdot I_{sh} \cdot \sqrt{2}; \quad (14)$$

3) если $\Delta I_s \geq \Delta I_n$, то задается новое значение комбинации m^* силовых ключей АИН из табл. 2, которое соответствует условию:

$$F(m^*) = \cos[\Theta_{\Delta I} - \Theta_{\Delta U}(m^*)] = \max. \quad (15)$$

При этом предварительно определялись модуль и аргумент обобщенного вектора результирующего напряжения $\Delta \bar{U}$ [8]:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U_\alpha &= U_{s\alpha} - k \cdot E_{r\alpha} - R_s I_{s\alpha}; \\ \Delta U_\beta &= U_{s\beta} - k \cdot E_{r\beta} - R_s I_{s\beta}; \\ \Delta U &= \sqrt{\Delta U_\alpha^2 + \Delta U_\beta^2}; \\ \Theta_{\Delta U} &= (\text{sign} \Delta U_\alpha) \cdot \arcsin \left(\frac{\Delta U_\beta}{\Delta U} \right) + \frac{\pi}{2} [1 - \text{sign} \Delta U_\alpha] \end{aligned} \right\} (16)$$

В рассматриваемой имитационной модели асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ задавались два возможных варианта управления активным выпрямителем.

При первом варианте: выбирается комбинация n^* его силовых ключей из табл. 1, при которой:

$$U_d = \max. \quad (17)$$

При втором варианте:

1) рассчитывается значение напряжения U_d для всех вариантов включения ключей: $n = 1, 2, \dots, 6$;

2) выбираются значения $U_d(n)$, удовлетворяющие условию:

$$U_d(n) > \sqrt{3} \cdot E_r, \quad (18)$$

где E_r – модуль ЭДС ротора АД;

3) находится напряжение, удовлетворяющее условию:

$$U_d(n^*) = \min. \quad (19)$$

С использованием разработанной математической модели асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ создана имитационная модель указанного электропривода показанная на рис. 4. В данной схеме применяются стандартные обозначения блоков из пакета программ MatLab [10]. В модели используются следующие новые обозначения блоков:

- СВРТ – система векторного регулирования тока;
- РС – регулятор скорости;
- РП – регулятор потока;
- АД – асинхронный двигатель.

Посредством разработанной имитационной модели были рассчитаны электромагнитные процессы ДНПЧ-ШИМ для стационарного режима, соответствующие первому (рис. 5) и второму (рис. 6) вариантам управления активным выпрямителем. На рис. 7 и рис. 8 показаны рассчитанные электрохимические процессы двигателя для переходных режимов: начального намагничивания, разгона, наброса и сброса номинальной нагрузки, реверса и торможения до полной остановки электродвигателя 4А132S6У3 (мощностью 5,5 кВт), – соответствующие первому и второму вариантам управления активным выпрямителем.

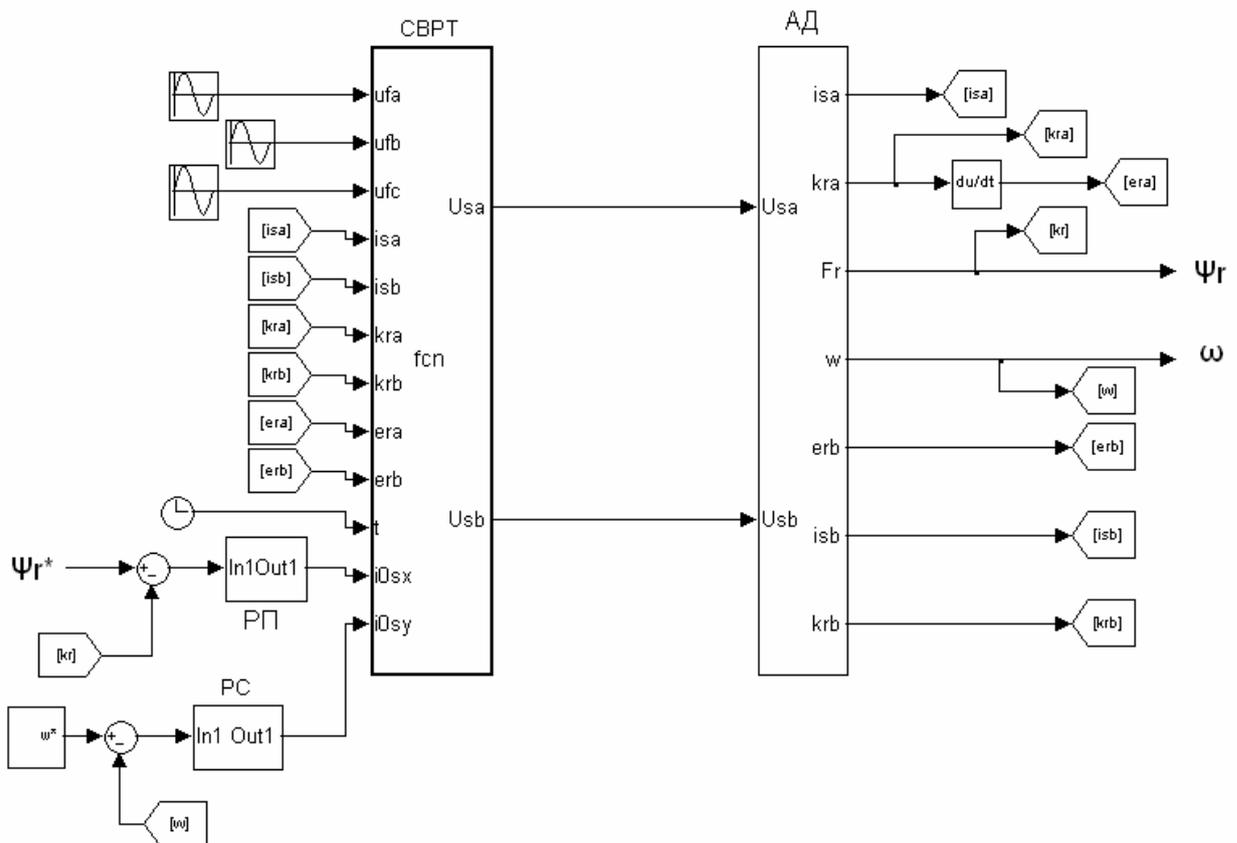
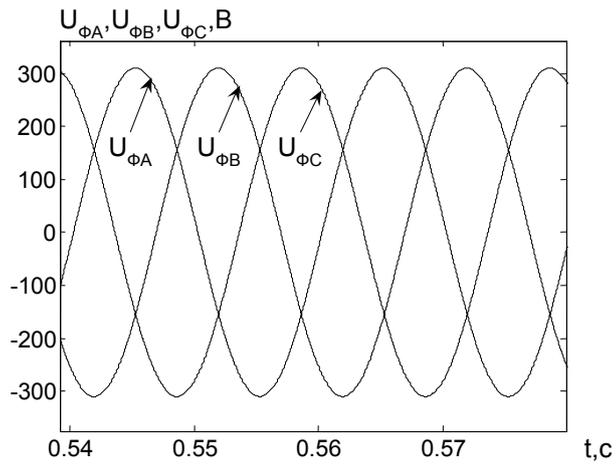
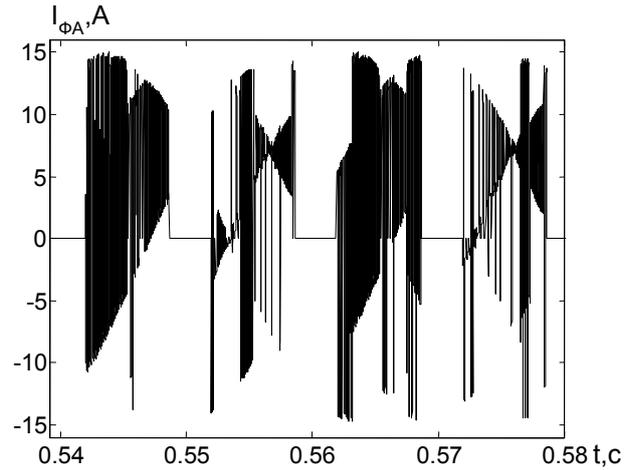


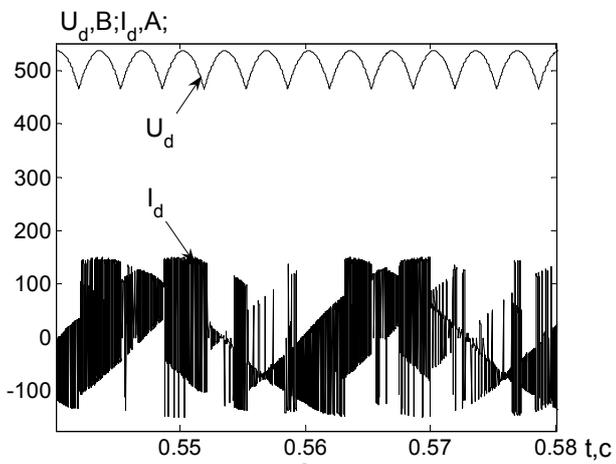
Рис. 4. Имитационная модель ч-р асинхронного ЭП с ДНПЧ-ШИМ



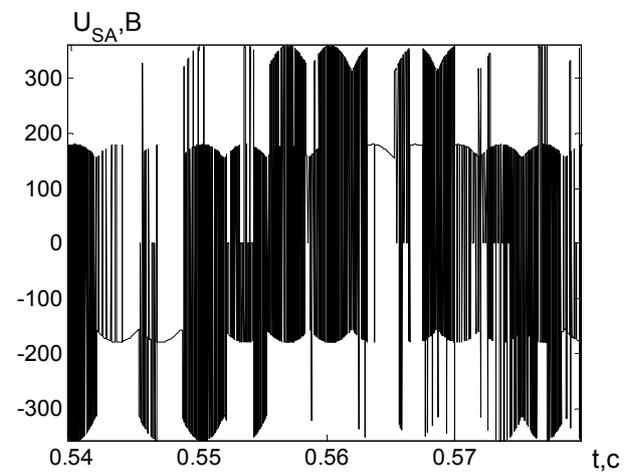
а)



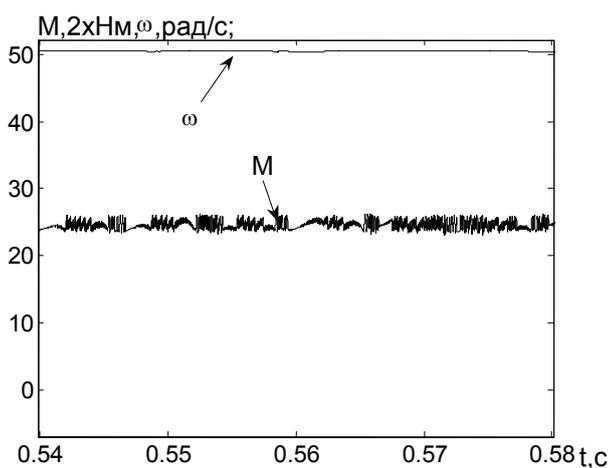
б)



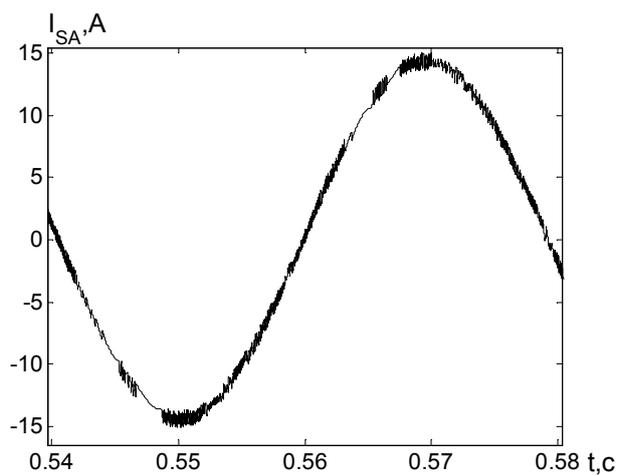
в)



г)



д)



е)

Рис. 5. Электромагнитные процессы для стационарного режима ДНПЧ-ШИМ, соответствующие первому варианту управления активным выпрямителем

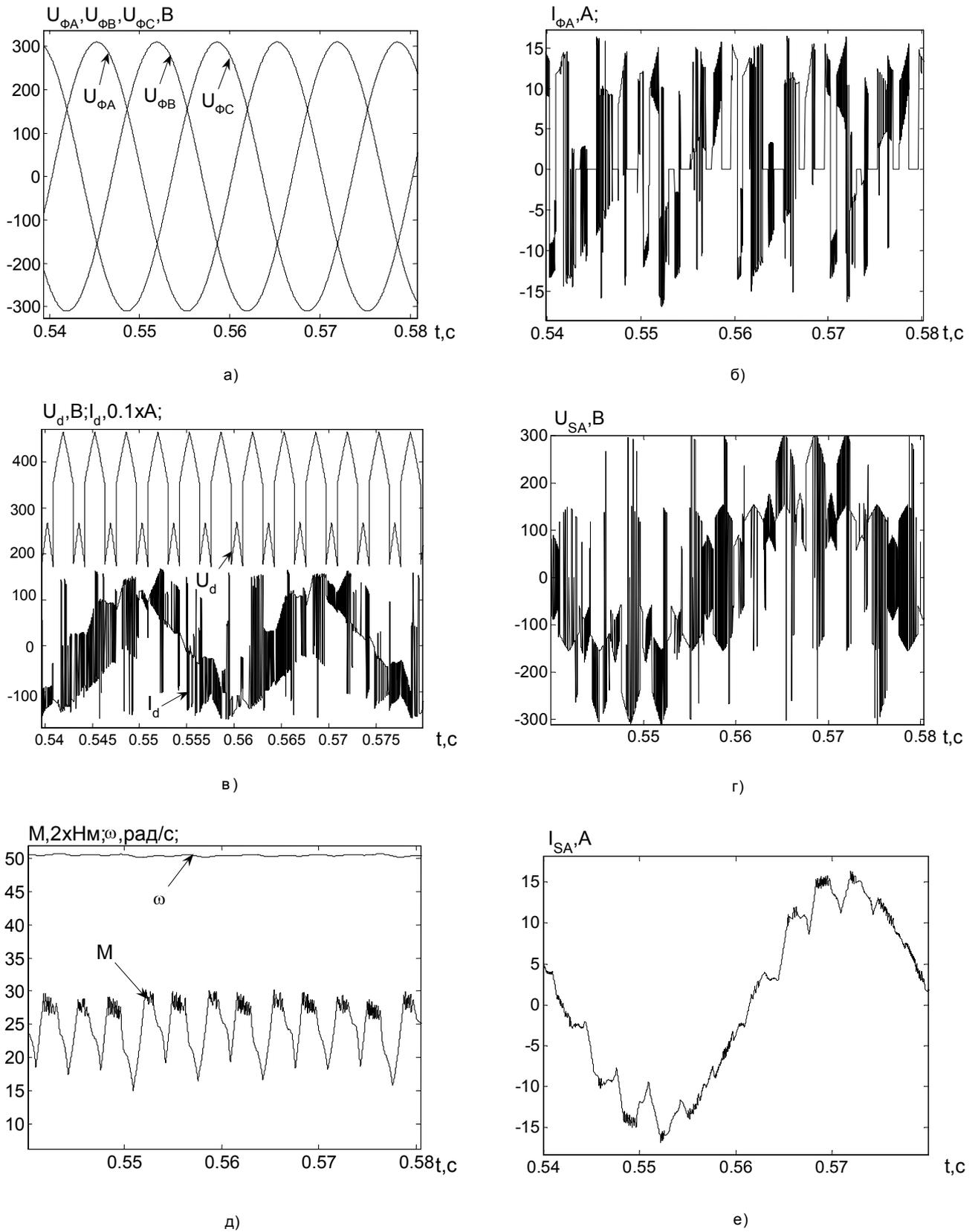


Рис. 6. Электромагнитные процессы для стационарного режима ДНПЧ-ШИМ, соответствующие второму варианту управления активным выпрямителем

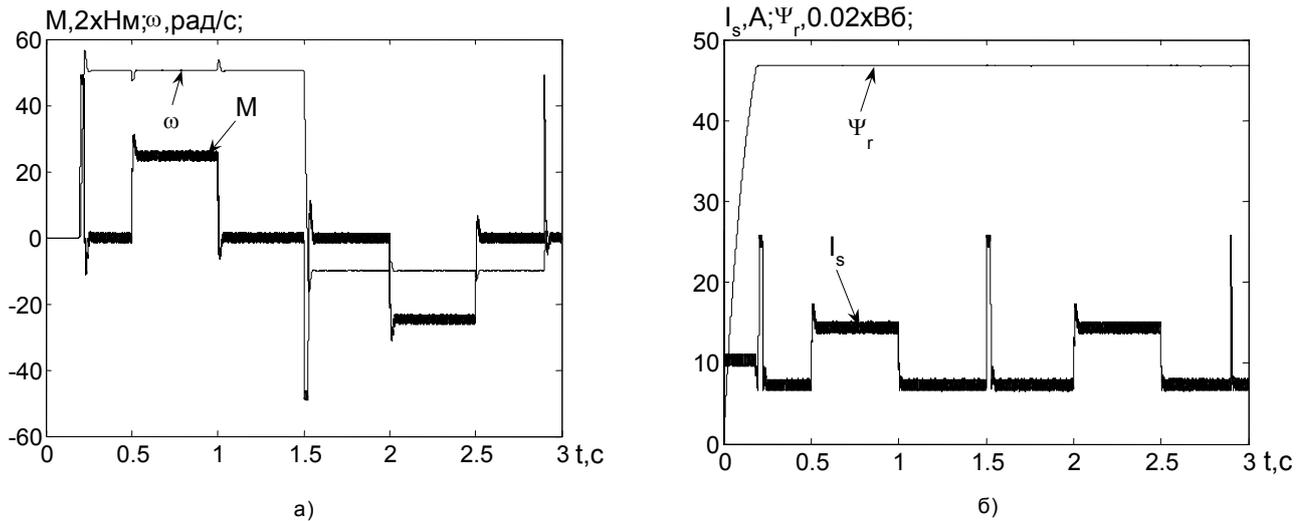


Рис. 7. Электромеханические процессы двигателя для переходных режимов: начального намагничивания, разгона, наброса и сброса номинальной нагрузки, реверса и торможения до полной остановки, соответствующие первому варианту управления активным выпрямителем

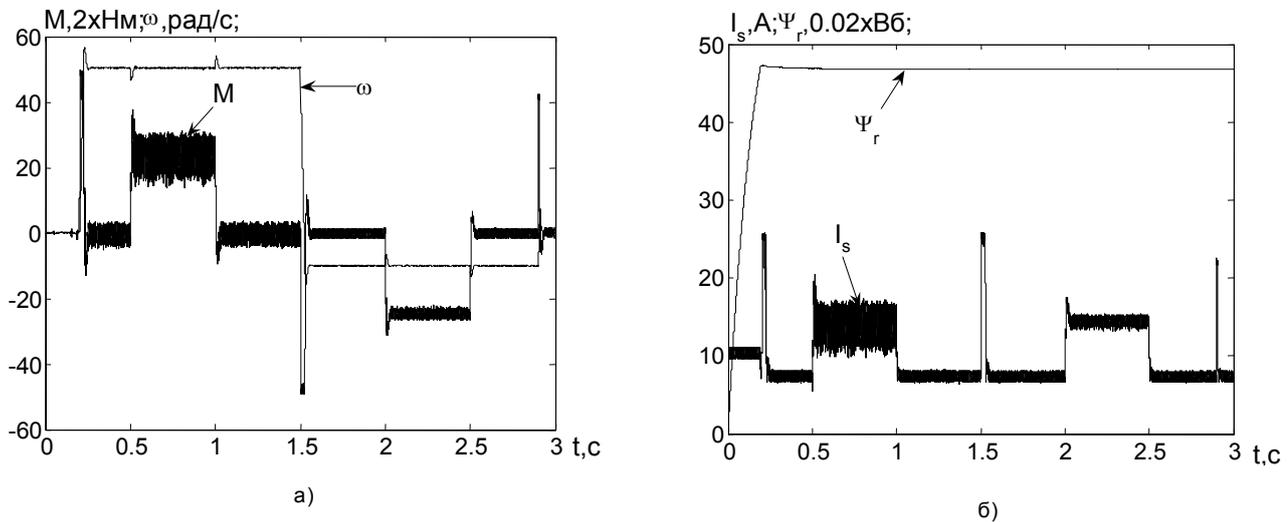


Рис. 8. Электромеханические процессы двигателя для переходных режимов: начального намагничивания, разгона, наброса и сброса номинальной нагрузки, реверса и торможения до полной остановки, соответствующие второму варианту управления активным выпрямителем

Выводы

1. Разработанная имитационная модель двухзвенного непосредственного преобразователя частоты, нагруженного на асинхронный двигатель, отображает реальные электромагнитные и электромеханические процессы в данных преобразователе частоты и двигателе (с отклонением от эксперимента менее, чем на 5–7 %) и предназначена для последующих исследований стационарных и динамических режимов работы частотно-регулируемых электроприводов, создаваемых на основе ДНПЧ-ШИМ.

2. На гармонический состав выходных токов и частоту переключения силовых ключей автономного инвертора оказывают существенное влияние применяемые алгоритмы управления силовыми ключами активного выпрямителя, что требует отдельного глубокого исследования данного вопроса с целью нахож-

дения эффективных алгоритмов управления активным выпрямителем в асинхронном ЭП с ДНПЧ-ШИМ.

Перечень ссылок

1. Хрисанов В. И., Бржезинский Р. Анализ состояния и перспектив развития силовой электроники и электропривода (по материалам международной конференции EPE – PESC'2002). – № 6. – С. 10–15.
2. Шрейнер Р. Т., Ефимов А. А., Калыгин А. И., Корюков К. Н., Мухаматшин И. А. Концепция построения двухзвенных непосредственных преобразователей частоты для электроприводов переменного тока // Электротехника. – 2002. – № 12. – С. 30–39.
3. Шрейнер Р. Т., Кривовяз В. К., Калыгин А. И. Координатная стратегия управления непосредствен-

- ными преобразователями частоты с ШИМ для электроприводов переменного тока // Электротехника. – 2003. – №6. – С. 39–47.
4. Чехет Э. М., Соболев В. Н., Михальский С. Н., Шаповал И. А., Полищук С. Н. Тенденции развития матричных преобразователей для асинхронного электропривода // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»: Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. – 2005. – Вып.45. – С. 32–37.
 5. Tyshaki O., Riefenstahl U. Frequenzumrichter für Modernen drehstromantriebe:simulativer vergleich der halbleiterverluste//Збірник наукових праць Дніпродзержинського ДТУ. Темат. вип. «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія й практика». – Дніпродзержинськ: ДДТУ, 2007. – С. 66–67.
 6. Klumpner C., Blasbjerg F., Thogersen P. Evaluation of the converter topologies suited for imergrated motor drives// Proceedings of IAS'2003-salt Lake City (USA).– 12–16 October, 2003. – Vol. 11.– P. 890–897.
 7. Ковач К. П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока / Пер. с нем. яз., – М.: Госэнергоиздат, 1963. – 744с.
 8. Пивняк Г. Г., Волков А. В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Дніпропетровськ: НГУ, 2006. – 470 с.
 9. Волков А. В. Исследование пускового режима асинхронного двигателя при питании от автономного инвертора с широтно-импульсным регулированием выходного напряжения / Техн. електродинаміка. – 1996. – № 5. – С. 37–42.
 10. Дьяконов В. П. MATLAB 6.5 SPI/7 + Simulink 5/6. Основы применения. – М.:СОЛОН – Пресс, 2005. – 800 с.

Поступила в редакцию 25.12.07 г.

Розроблена імітаційна модель дволанцюгового безпосереднього перетворювача частоти, навантаженого на асинхронний двигун, призначена для дослідження електромагнітних та електромеханічних процесів в перетворювачі частоти і двигуні.

A simulation model of the two-section direct transformer of frequency, loaded on the asynchronous engine, intended for research of electromagnetic and electromechanics processes in the transformer of frequency and engine are developed.

УДК 62-83: 681.51

А. С. Трухин

Имитационная модель реверсивного тиристорного электропривода постоянного тока с отдельным управлением

Разработана уточненная имитационная модель реверсивного тиристорного электропривода постоянного тока с отдельным управлением, посредством которой выполнен расчет электромеханических и электромагнитных процессов электропривода.

В связи с бурным развитием вычислительной техники на ее основе с использованием современных мощных вычислительных пакетов программ [1] создаются многочисленные имитационные модели [2], предназначенные для исследования электромагнитных и электромеханических процессов в автоматизированных электроприводах постоянного и переменного тока. Это чрезвычайно актуально и востребовано практикой, поскольку указанные имитационные модели позволяют значительно расширить количество исследуемых вариантов режимов электропривода, существенно уменьшить трудоемкость и сократить сроки проводимых исследований.

При этом, несмотря на то, что исследованию электромагнитных и электромеханических процессов в тиристорных электроприводах постоянного тока (ТЭПТ) на протяжении последних тридцати лет посвящены многочисленные работы (в том числе такие известные, как [3–5]), до настоящего времени вопросы создания имитационных моделей ТЭПТ с отдельным управле-

нием, учитывающих реальные дискретные свойства тиристорного преобразователя (ТП), остаются недостаточно рассмотренными.

Целью статьи является разработка уточненной имитационной модели тиристорного электропривода постоянного тока, в которой учитываются особенности функционирования мостовой схемы реверсивного ТП с отдельным управлением (РУ).

При разработке данной уточненной модели ТЭПТ, представленной на рис. 1, использованы следующие блоки пакета Simulink [1]:

- 1) Bridge firing unit – система импульсного фазового управления (СИФУ);
- 2) Universal Bridge – нереверсивный тиристорный мост;
- 3) DC Machine – двигатель постоянного тока;
- 4) Lc – индуктивность и активное сопротивление преобразователя;
- 5) W_{rw} – регулятор скорости;
- 6) W_{rt} – регулятор тока.

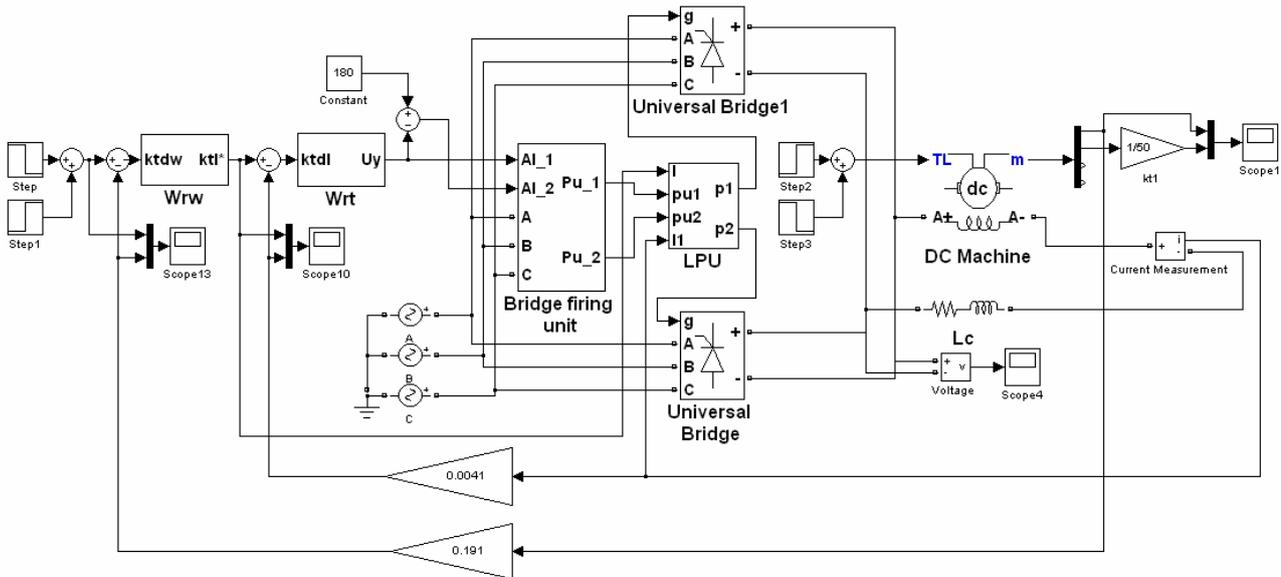


Рис. 1. Схема имитационной модели ТЭПТ в пакете Simulink

Кроме этого, в модели разработан оригинальный блок LPU, осуществляющий функцию логического переключающего устройства. В имитационной модели задавались два варианта реализации логического переключающего устройства (ЛПУ): двухпозиционного и трехпозиционного.

Принцип действия двухпозиционного ЛПУ заключается в том, что в момент времени, когда сигнал задания на якорный ток достигает нуля, снимаются импульсы управления с первого нереверсивного моста, и в течение (3-5) мс импульсы на обоих мостах отсутствуют. После этого импульсы подаются на второй нереверсивный мост ТП. Воспроизведение данного ЛПУ в модели осуществляется с помощью схемы, показанной на рис. 2. Для создания указанной временной задержки используются блоки: Gain, Integrator, Relay. Посредством блока: Compare производится

сравнение задания на ток и фактического тока якоря с нулем. По выходному сигналу этого блока принимается решение о сбросе интегратора (Integrator) и подаче импульсов управления на соответствующий нереверсивный тиристорный мост «Вперед» или «Назад» (посредством переключателя: Switch).

Трехпозиционное ЛПУ функционирует следующим образом:

- при сигнале задания якорного тока по модулю больше, чем 1 % от номинального $I_{яН}$, импульсы управления должны подаваться только на тиристоры одного (заданного) моста;

- когда сигнал задания $I_{я}^*$ якорного тока находится в интервале: $-0,01I_{яН} \leq I_{я}^* \leq 0,01I_{яН}$, – то выполняется сканирующее управление якорным током двигателя [5].

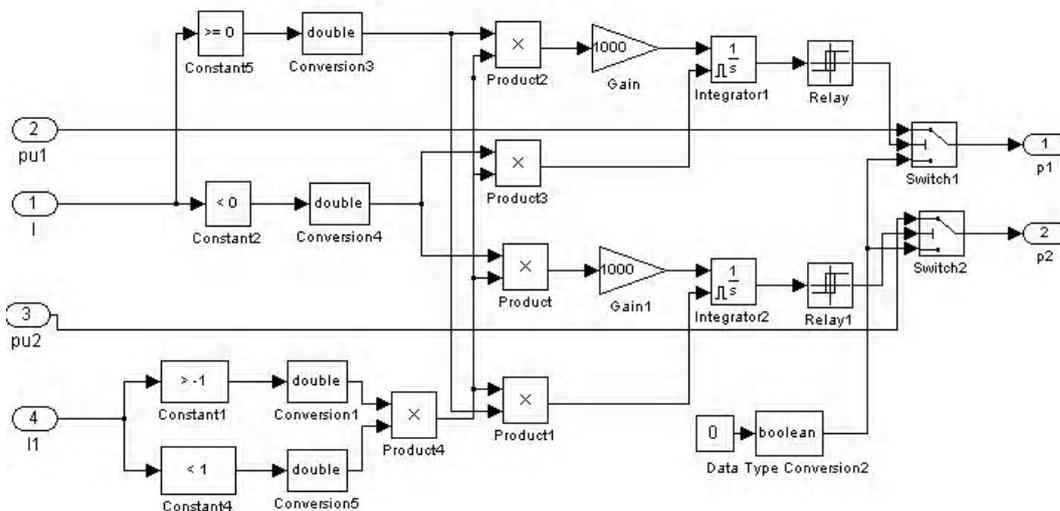


Рис. 2. Схема имитационной модели ЛПУ с двухпозиционной логикой

Сканирующее управление возможно осуществить, если подавать управляющие импульсы поочередно: сначала на первый мост, потом – на второй мост и т. д. Блок Compare в схеме трехпозиционного ЛПУ на рис. 3 сравнивает абсолютные значения заданного и фактического якорного тока двигателя с уровнем, равным $0,01 I_{ян}$. В зависимости от выходного сигнала этого блока импульсы управления поступают на переключатель SWITCH, где происходит выбор импульсов управления: блок Imp V, N пропускает каждый четвертый импульс, а Form Imp V, N – формирует импульсы нужной длительности.

С помощью разработанной имитационной модели рассчитаны для тиристорного электропривода (с параметрами двигателя и преобразователя из табл. 1 и табл. 2) электромеханические процессы: разгона, наброса и сброса номинальной нагрузки, реверса, торможения до полной остановки, – показанные на рис.4

Таблица 1. Паспортные данные двигателя

Наименование параметров	Значение
тип	П2ПМ-500-144-7УЗ
мощность	500 кВт
напряжение	440 В
ток якоря	1220 А
ном. частота вращения	500 об/мин
сопротивление якоря	0,011 Ом
индуктивность якоря	1 мГн

Таблица 2. Паспортные данные преобразователя

Наименование параметров	Значение
схема	реверсивная мостовая
эквивалентное сопротивление, Ом	0,025
эквивалентная индуктивность, мГн	3,8
действующее сетевое напряжение, В	380

для двухпозиционного (а) и трехпозиционного (б) ЛПУ. Данные электромеханические процессы соответствуют двухконтурной системе автоматического управления скоростью ТЭПТ с двигателем постоянного тока независимого возбуждения и настройкой контура тока и скорости на модульный оптимум.

На графиках на рис. 5 показаны рассчитанные на имитационной модели временные диаграммы якорных напряжения (а) и тока (б) при реверсе тока на выходе ТП для двухпозиционного и трехпозиционного ЛПУ. На графиках на рис. 6 показаны временные диаграммы якорного тока и якорного напряжения тиристорного преобразователя при малых значениях тока для двухпозиционного (а) и трехпозиционного ЛПУ.

На рис. 7 приведено рассчитанное на имитационной модели изменение выходного напряжения реверсивного ТП, соответствующее показанными на рис. 4 изменениям скорости и якорного тока двигателя в ТЭПТ с двухпозиционным или трехпозиционным ЛПУ.

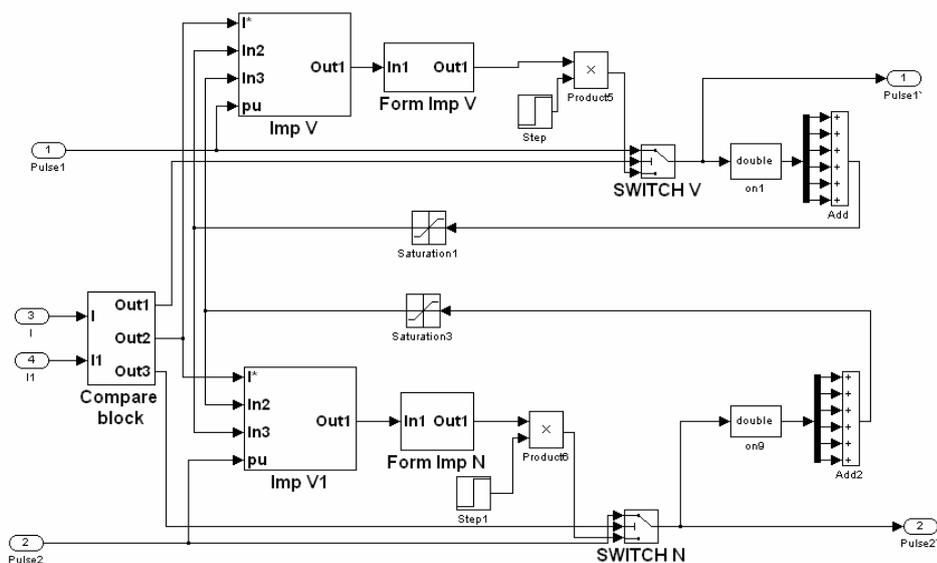
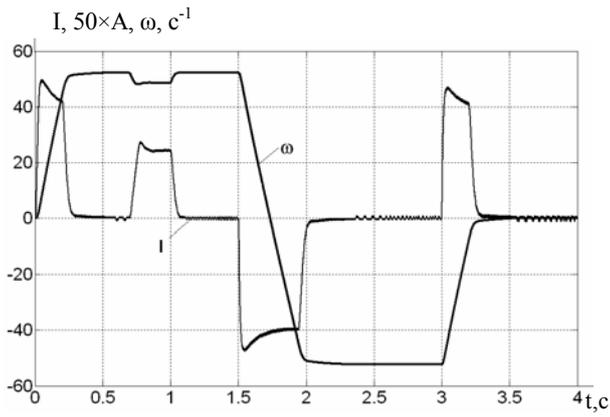
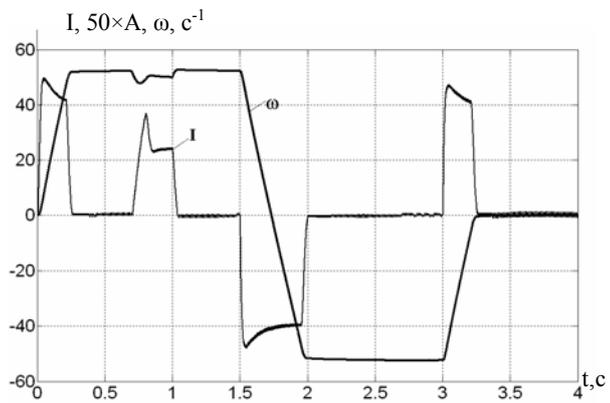


Рис. 3. Схема имитационной модели трехпозиционного ЛПУ

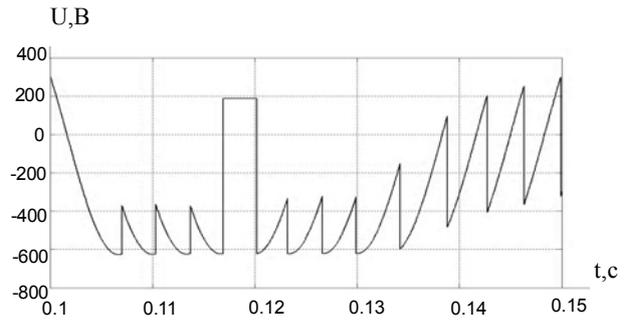


а)

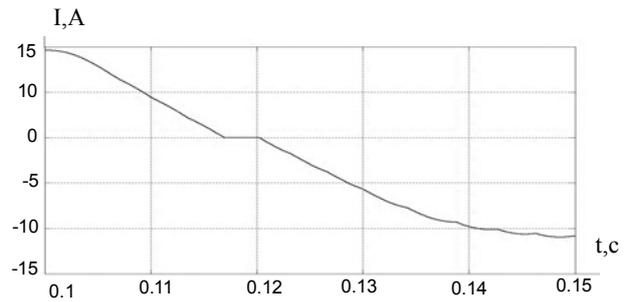


б)

Рис. 4. Изменение скорости и тока в электроприводе с двухпозиционным (а) и трехпозиционным (б) ЛПУ

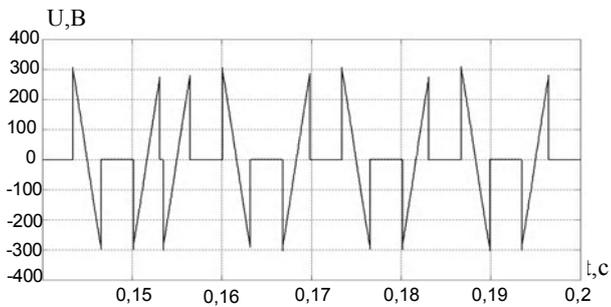


а)

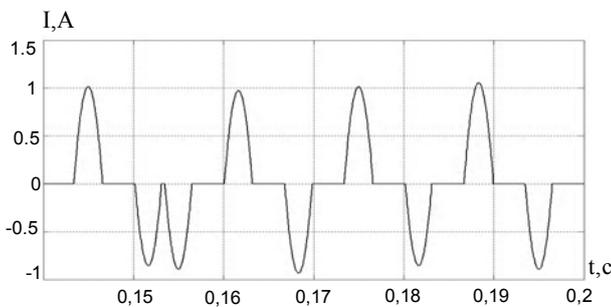


б)

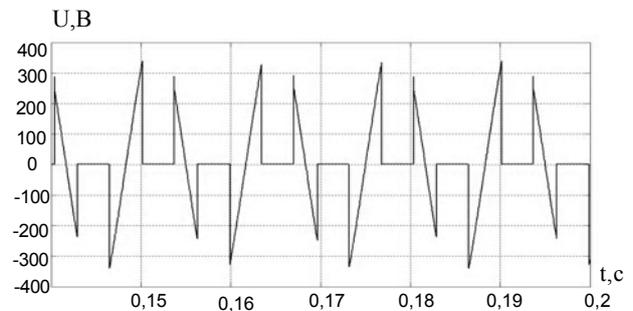
Рис. 5. Временные диаграммы якорных напряжения (а) и тока (б) при реверсе тока для двухпозиционного и трехпозиционного ЛПУ



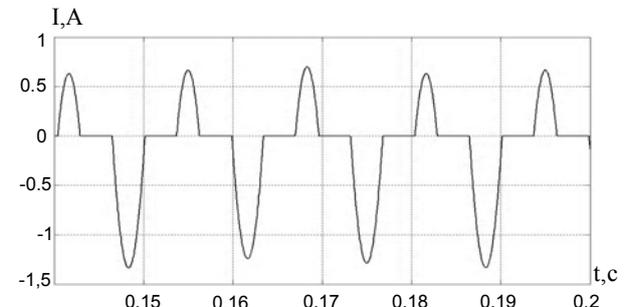
а)



а)



б)



б)

Рис. 6. Временные диаграммы якорных тока и напряжения при малых токах для двухпозиционного (а) и трехпозиционного (б) ЛПУ

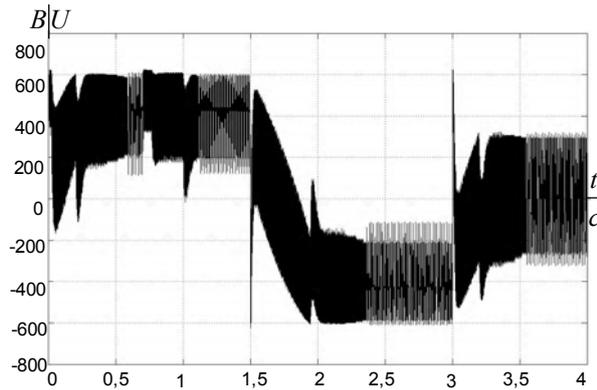


Рис. 7. Изменение выходного напряжения реверсивного ТП в режимах: разгона, наброса и сброса номинальной нагрузки, реверса и торможения до полной остановки двигателя

Как показали исследования, электромагнитные и электромеханические процессы в разработанной ими-

тационной модели соответствуют реально происходящим процессам в ТЭПТ при раздельном управлении с двухпозиционным или трехпозиционным ЛПУ (с отклонением от эксперимента меньше, чем на 5–8 %).

Перечень ссылок

1. MATLAB 6.5 SPI/7 + Simulink 5/6. Основы применения. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 800 с.
2. Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие. – СПб: КОРОНА принт, 2001. – 320 с.
3. Шипилло В. П. Автоматизированный вентильный электропривод. – М.: Энергия, 1969. – 400 с.
4. Лебедев Е. Д., Неймарк В. Е., Пистрак М. Я., Слежановский О. В. Управление вентильными электроприводами постоянного тока. – М.: Энергия, 1970. – 200 с.
5. Перельмутер В. М., Сидоренко В. А. Системы управления тиристорными электроприводами постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 304 с.

Поступила в редакцию 26.12.07 г.

После доработки 28.12.07 г.

Розроблена уточнена імітаційна модель реверсивного тиристорного електропривода постійного струму з роздільним керуванням, за допомогою якої виконаний розрахунок електромеханічних та електромагнітних процесів електроприводу.

Simulated model of reverse thyristor DC electric drive with separate control was designed, using it the electromechanical and electromagnetic process calculation of the electric drive was made.

II. ЕЛЕКТРОЕНЕРГЕТИКА

УДК 621.316

О. Г. Мирошниченко

Компенсация реактивной мощности в узлах энергосистемы с учетом фактических графиков нагрузок

Предложен способ компенсации реактивной мощности в узле энергосистемы (на шинах 6–10кВ питающих подстанций) посредством применения комбинированного компенсирующего устройства. Проведена количественная оценка экономии потерь электроэнергии и срока окупаемости компенсирующего устройства.

В результате реформирования энергетической отрасли в Украине (разделения на генерирующие, электропередающие и энергоснабжающие компании) и усовершенствования рыночных отношений между субъектами энергорынка особую актуальность приобрели задачи, связанные со снижением потерь электроэнергии (э/э) в сетях электропередающих компаний. Одним из эффективных мероприятий по снижению потерь э/э является компенсация реактивной мощности (КРМ). Как известно, наибольшего эффекта от КРМ в электрических сетях можно достичь при оптимальном выборе источников реактивной мощности и оптимальном размещении компенсирующих установок (КУ) [1–3].

Оптимальное размещение КУ выбирается на основании технико-экономического сравнения различных вариантов. Наиболее экономичным (с точки зрения снижения суммарных нагрузочных потерь) вариантом размещения КУ является размещение КУ непосредственно в сетях электропотребителя (ЭП), так как при этом обеспечивается максимальное снижение потерь электроэнергии в энергосистеме [1]. Другим, менее экономичным с точки зрения уменьшения потерь в энергосистеме, вариантом размещения КУ являются шины 6–10 кВ питающих подстанций электропередающих компаний (ЭПК) [1].

В качестве КУ могут применяться как нерегулируемые так и регулируемые КУ. К нерегулируемым КУ относятся батареи статических конденсаторов (БСК), достоинства которых являются низкая удельная стоимость (примерно 5–10 дол.США за 1 кВАр [3]), малая удельная величина потерь в самих БСК (по сравнению с другими КУ) и возможность их подключения практически в любой точке сети. При этом ступенчато подключаемые БСК не позволяют плавно регулировать генерируемую реактивную мощность (РМ). В этом случае в электрической сети при использовании БСК, из-за фактически неравномерного текущего потребления РМ электропотребителя в течение суток, будет либо избыток, либо – недостаток РМ. Соответственно в одни периоды времени будет осуществляться генерация РМ электропотребителя в сети ЭПК, а в другие периоды времени – потребление РМ из сети ЭПК.

К плавно регулируемым КУ относятся тиристорные компенсаторы реактивной мощности (ТКРМ) и активные фильтры (АФ) [4, 5]. Преимуществом плавно регулируемых КУ является возможность быстрого (в течение полупериода основной частоты) изменения генерируемой РМ, благодаря чему удается полностью скомпенсировать РМ у потребителей с резко переменной нагрузкой. К недостаткам плавно регулируемых КУ относятся: большая удельная стоимость (для ТКРМ составляющая 30–50 дол. США за 1 кВАр, для активного фильтра – примерно 100 дол. США за 1 кВАр) и увеличенные удельные потери мощности по сравнению с БСК [1–5].

На сегодняшний момент в Украине компенсирующие устройства, находящиеся в эксплуатации, имеют ряд особенностей. Во-первых, так как существующие в Украине сети электропередающих компаний и сети большинства электропотребителей были спроектированы и построены десятки лет назад, в качестве КУ в них в подавляющем большинстве случаев используются нерегулируемые БСК. Во-вторых, у большинства установленных КУ давно истек срок эксплуатации, и они, будучи в рабочем либо уже в нерабочем состоянии, подлежат замене на новые и более современные. В-третьих, плавно регулируемые КУ редко применяются в сетях ЭП (из-за их высокой стоимости) и фактически не используются в сетях электропередающих компаний, так как во время строительства существующих электрических сетей они еще не производились, а модернизация указанных сетей происходит в недостаточном объеме. В-четвертых, на практике медленно происходит обновление существующих КУ по целому ряду причин.

В частности, у одних ЭП отсутствуют финансовые средства на установку современных плавно регулируемых КУ. Другим ЭП – оказывается выгоднее заплатить за недокомпенсированную ими реактивную электроэнергию согласно действующей методике оплаты за перетоки реактивной электроэнергии [6], чем устанавливать дополнительные компенсирующие устройства. При этом существует большой ряд мелких электропотребителей с месячным потреблением до 5000 кВтч, которые вообще не осуществляют КРМ. Электропередающие компании также не устанавливают КУ в соб-

ственных сетях на шинах 6–10 кВ питающих подстанций, так как за потери э/э, привнесенные протеканием реактивных мощностей, заплатят (согласно установленному порядку формирования тарифа на э/э) в конечном счете, электропотребители.

Приведенная ситуация характеризуется довольно высокими потерями э/э в существующих электропередающих компаниях Украины, вызванными влиянием реактивных мощностей подключенных электропотребителей. Указанные потери достигают, как будет показано далее, до 26 % и более от суммарных нагрузочных потерь э/э в энергосистеме. Это свидетельствует о том, что существующий уровень компенсации реактивной мощности в электрических сетях Украины находится на очень низком уровне.

С учетом вышеизложенного и исходя из происходящего удорожания электроэнергии в Украине, становится актуальным и востребованным практикой уменьшение потерь в энергосистеме, вызванных протеканием реактивных мощностей электропотребителей, и совершенствование энергосберегающего управления с применением современных технических средств для КРМ, в том числе – плавно регулируемых КУ. В настоящее время одним из эффективных технических мероприятий по уменьшению потерь э/э, вызванных перетоками реактивной мощности, является осуществление компенсации на шинах 6–10 кВ питающих подстанций. Указанная КРМ осуществляется путем установки комбинированных КУ электропередающими компаниями и предназначена, во-первых, для снижения потерь э/э в сетях ЭПК. А, следовательно, – для увеличения прибыли ЭПК, так как на передачу э/э к потребителю для каждой ЭПК установлен фиксированный тариф (к примеру, коэффициент нормативных потерь для Запорожьеоблэнерго равен 8,87 %, для Днепроблэнерго – 5,68 % [7]). Во-вторых, при этом за потребленную ими реактивную мощность электропотребители будут продолжать оплату ЭПК согласно действующей Методики [6].

Данная статья посвящена исследованию эффективности предложенного способа компенсации реактивной мощности в узле (шины 6–10 кВ питающей подстанции) ЭПК посредством применения комбинированных компенсирующих устройств, состоящих из БСК (со ступенчатой регулировкой) и плавно регулируемых КУ (выполненных на основе ТКРМ или АФ).

При реализации предложенного способа КРМ в рассматриваемом узле энергосистемы, показанном на рис. 1, устанавливается компенсирующее устройство суммарной мощностью $Q_{ку}$, состоящее из БСК со ступенчатой регулировкой и плавно регулируемого КУ (ТКРМ или АФ).

В схеме на рис. 1 используются следующие обозначения: Q'_k – текущая реактивная мощность (РМ) в подходящем k -ом участке энергосистемы (УЭС); Q_n – текущая РМ отдельного n -го электропотребителя; $Q_{ку}$ – текущая реактивная мощность КУ; $1...K$ – количество подходящих участков энергосистемы; $1...N$ – количество потребителей, получающих питание от данного узла.

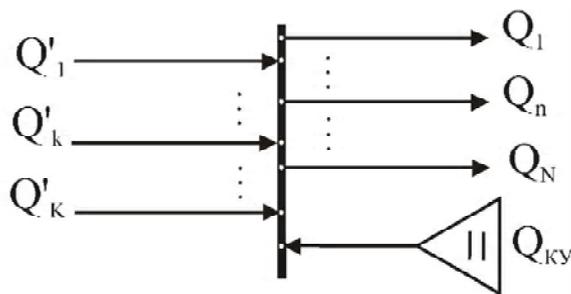


Рис. 1. Схема узла энергосистемы

Будем считать, что при осуществлении полной компенсации РМ всех ЭП, в любой момент времени для установленных в узле КУ значение $Q_{ку}$ их текущей РМ равно сумме текущих реактивных мощностей всех электропотребителей, получающих питание от данного узла энергосистемы:

$$Q_{ку} \approx \sum_1^N Q_n. \tag{1}$$

Очевидно, что при указанном способе КРМ в сетях ЭПК не будет возникать дополнительных потерь активной мощности, вызванных реактивными мощностями электропотребителей, подключенных к рассматриваемому узлу энергосистемы. При этом алгебраическая сумма РМ во всех подходящих УЭС будет равна нулю:

$$\sum_1^K Q'_k = 0. \tag{2}$$

С учетом (1) и (2) суммарные потери в энергосистеме (после осуществления КРМ в рассматриваемом узле) снизятся на значение потерь, привносимое всеми $1...N$ электропотребителями без установки КУ в узле, которое может быть найдено из следующих соотношений [8]:

$$\left. \begin{aligned} \Delta \mathcal{E} &= \int_0^{t_p} D \cdot \sum_{n=1}^N Q_n \cdot dt, \\ \sum_{n=1}^N Q_n &= \left[\sum_{n=1}^N \Delta(WQ_n^n) - \sum_{n=1}^N \Delta(WQ_n^c) \right] / \Delta t, \\ D &= \sum_{s=1}^S \sum_{m=1}^M 0,5 \cdot [(1 + \text{sign} Q_{(s)m}) - K_H (1 - \text{sign} Q_{(s)m})] \times \\ &\times \xi_{(s)m} \cdot \eta_{(s)} \cdot \lambda_m \cdot d_{m0}, \\ D(t_p) &= \frac{\int_0^{t_p} D \cdot \sum_{n=1}^N Q_n \cdot dt}{\int_0^{t_p} \sum_{n=1}^N Q_n \cdot dt}, \end{aligned} \right\} \tag{3}$$

где D – текущее (варьируемое) результирующее значение экономического эквивалента реактивной мощности (ЭЭРМ) для рассматриваемых $1...N$ ЭП; $D(t_p)$ – результирующее значение ЭЭРМ за расчетный период времени t_p ; Q_n – текущее значение РМ для отдельного ЭП; $Q_{(s)m}$ – текущее значение РМ в m -ом участке, подключенном к s -ому узлу энергосистемы; d_{m0} – нормированное значение ЭЭРМ для m -го участка энергосистемы; λ_m – коэффициент загрузки m -го участка энергосистемы; $\xi_{(s)m}$ – коэффициент распределения по РМ в m -ом участке, подключенном к s -ому узлу; $\eta_{(s)}$ – результирующий узловый коэффициент по РМ для s -ого узла энергосистемы.

При этом текущие значения всех реактивных мощностей в зависимостях (3) принимаются положительными при потреблении РМ или отрицательными – при генерации РМ и могут быть рассчитаны с помощью данных, поступающих от автоматизированной системы учета электроэнергии, из следующих соотношений [8]:

$$\left. \begin{aligned} Q^{\Pi} &= \Delta(WQ^{\Pi}) / \Delta t, \\ Q^{\Gamma} &= \Delta(WQ^{\Gamma}) / \Delta t \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

где $\Delta(WQ^{\Pi})$, $\Delta(WQ^{\Gamma})$ – изменения показаний счетчиков реактивной электроэнергии по потребляемой и генерируемой реактивной электроэнергии соответственно; Δt – интервал времени дискретности автоматизированного контроля (съемки) показаний счетчиков реактивной энергии в энергосистеме.

В качестве примера произведены расчеты снижения потерь электроэнергии в электрических сетях НЭК

«Укрэнерго» (НЭК), Запорожьеоблэнерго (ЗОЭ) и Днепроблэнерго (ДОЭ) при установке КУ в следующих узлах: шины 6–10 кВ подстанций Запорожьеоблэнерго – «Рабочая-150» (Р-150) и «Мелитопольская-150» (Мел-150); Днепроблэнерго – «Узловая-150» (У-150), «Днепродзержинская-150» (ДЗУ-150); НЭК «Укрэнерго» – «Днепрпетровская-330» (Дп-330), «Первомайская-330» (ПМ-330), «Мелитопольская-330» (Мел-330).

В расчетах учитывалось, что при установке КУ на шинах 6–10 кВ подстанций облэнерго потери мощности уменьшались как в сетях облэнерго, так и – в сетях НЭК «Укрэнерго». Также при расчетах было принято, что при установке КУ в рассматриваемых узлах компенсировалась РМ всех электропотребителей, получающих питание от указанных узлов.

Расчет производился за октябрь 2007 года с использованием данных автоматизированных систем учета электроэнергии (поступающих с интервалом дискретности $\Delta t=30$ минут). Результаты расчетов снижения потерь электроэнергии приведены в табл. 1, в которой используются следующие обозначения: $D^{\text{НЭК}}$, $D^{\text{ЭСК}}$, D^* – значения ЭЭРМ соответственно для сетей НЭК «Укрэнерго», для сетей энергоснабжающей компании (ЗОЭ или ДОЭ) и суммарное значение ЭЭРМ, вычисленные за месяц согласно (3); WQ^* – потребление реактивной электроэнергии в узле, полученное по данным автоматизированной системы учета электроэнергии; $\Delta \mathcal{E}^{\text{НЭК}}$, $\Delta \mathcal{E}^{\text{ЭСК}}$ и $\Delta \mathcal{E}^*$ – снижение потерь электроэнергии соответственно в сетях НЭК, облэнерго и во всей энергосистеме в целом, найденное согласно (3); $\Delta \mathcal{E}^{\text{КУ}}$ – потери в КУ, рассчитанные из условия того, что потери активной мощности в БСК составляют 0,2 % от его текущей РМ [1], а потери

Таблица 1. Рассчитанные значения снижения потерь в энергосистеме

	Подстанция						
	Р-150	Мел-150	У-150	ДЗУ-150	Мел-330	Дп-330	ПМ-330
$D^{\text{НЭК}}$, кВт/кВАр	0,011	0,011	0,0177	0,0162	0,011	0,015	0,013
$D^{\text{ЭПК}}$, кВт/кВАр	0,015	0,013	0,008	0,010	–	–	–
D^* , кВт/кВАр	0,026	0,024	0,098	0,0262	0,011	0,015	0,013
WQ^* , тыс.кВАрч	8916	11898	30640	18075	25842	90000	90000
$\Delta \mathcal{E}^{\text{НЭК}}$, тыс.кВт·ч	98	131	542	293	284	1350	1170
$\Delta \mathcal{E}^{\text{ЭПК}}$, тыс.кВт·ч	134	154	245	181	–	–	–
$\Delta \mathcal{E}^*$, тыс.кВт·ч	232	285	787	474	284	1350	1170
$\Delta \mathcal{E}^{\text{КУ}}$, тыс. кВтч	36	48	126	73	84	390	360
$\Delta \mathcal{E}^{\text{ЭПК}}$, тыс. кВтч	98	102	119	108	200	960	810
$\Delta \mathcal{E}_{\Sigma \text{РМ}}^*$, тыс. кВтч	196	237	661	401	200	960	810

в ТКРМ и в активном фильтре – 2,0 % от текущей РМ [4, 5]; $\Delta \mathcal{E}^{\text{ЭПК}}$ – снижение потерь в сетях электропередающей компании, на шинах подстанции которой установлены КУ (рассчитано с учетом потерь в КУ); $\Delta \mathcal{E}_{\Sigma \text{РМ}}^*$ – снижение потерь во всей энергосистеме: сетях облэнерго и НЭК, – определенное с учетом потерь в КУ.

В табл. 2 приведены рассчитанные стоимости комбинированного КУ для каждой из подстанций и приняты следующие обозначения: Q_{max} и Q_{min} – максимальное и минимальное значение потребляемой РМ в узле; $Q^{\text{БСК}}$ – мощность применяемых БСК; $Q^{\text{ПРК}}$ – мощность применяемых плавно регулируемых КУ (ТКРМ или АФ); $\mathcal{C}_1^{\text{КУ}}$ – стоимость комбинированного КУ на основе БСК и ТКРМ; $\mathcal{C}_2^{\text{КУ}}$ – стоимость комбинированного КУ на основе БСК и АФ.

При этом была принята унифицированная схема построения комбинированного КУ, при которой, во-первых, для компенсации минимального значения потребляемой РМ в узле Q_{min} используются нерегулируемые БСК. Во-вторых, для компенсации оставшейся части РМ, равной $(Q_{\text{max}} - Q_{\text{min}})$, служат шесть ступеней регулирования БСК (с мощностью одной ступени регулирования, равной 0,15 $(Q_{\text{max}} - Q_{\text{min}})$) и плавно регулируемое КУ (выполненное на основе ТКРМ или АФ с установленной реактивной мощностью, равной 0,1 $(Q_{\text{max}} - Q_{\text{min}})$). С учетом этого стоимости $\mathcal{C}_1^{\text{КУ}}$ и $\mathcal{C}_2^{\text{КУ}}$ КУ находились из следующих соотношений:

$$\left. \begin{aligned} \mathcal{C}_1^{\text{КУ}} &= Q_{\text{min}} \cdot Z^{\text{БСК}} + 0,9(Q_{\text{max}} - Q_{\text{min}})Z^{\text{БСК}} + \\ &+ 0,1(Q_{\text{max}} - Q_{\text{min}})Z^{\text{ТКРМ}}, \\ \mathcal{C}_2^{\text{КУ}} &= Q_{\text{min}} \cdot Z^{\text{БСК}} + 0,9(Q_{\text{max}} - Q_{\text{min}})Z^{\text{БСК}} + \\ &+ 0,1(Q_{\text{max}} - Q_{\text{min}})Z^{\text{АФ}} \end{aligned} \right\} (5)$$

где $Z^{\text{БСК}}$ – удельная стоимость 1 кВАр БСК (принята равной 10 дол. США/кВАр [3]); $Z^{\text{ТКРМ}}$ – удельная сто-

имость 1 кВАр ТКРМ (принята равной 50 дол.США/1кВАр [3]); $Z^{\text{АФ}}$ – удельная стоимость 1 кВАр АФ (принята равной 100 дол.США/1кВАр [3]).

Представляет также практический интерес определение увеличения пропускной способности участков электропередающих компаний в режиме максимальных нагрузок при использовании предложенной КРМ в рассмотренных ранее узлах. Для оценки увеличения пропускной способности участков электропередающих компаний в режиме максимальных нагрузок примем ряд допущений. Во-первых, увеличение пропускной способности будем рассчитывать только для УЭС, подходящих к рассматриваемым узлам. Во-вторых, применение предложенной КРМ в узле позволит дополнительно передавать через подходящие участки мощность, равную максимальной мощности КУ $Q_{\text{max}}^{\text{КУ}}$. В-третьих, при максимальном значении полной мощности, которую возможно передать через подходящие УЭС, отношение активных и реактивных мощностей равно отношению средних активных и реактивных мощностей в этих УЭС в рассматриваемых примерах. С учетом этого найдем дополнительное увеличение мощности $\Delta S_{\text{доп}}$, которое окажется возможным передать через подходящие УЭС к рассматриваемому узлу:

$$\left. \begin{aligned} \Delta S_{\text{доп}} &= S_{\text{пр}} - \sqrt{P_{\text{пр}}^2 + (Q_{\text{пр}} - Q_{\text{max}}^{\text{КУ}})^2}, \\ S_{\text{пр}} &= \sqrt{P_{\text{пр}}^2 + Q_{\text{пр}}^2}, \\ \text{tg} &= \frac{Q_{\text{ср}}}{P_{\text{ср}}} = \frac{Q_{\text{пр}}}{P_{\text{пр}}}, \\ P_{\text{пр}} &= \frac{S_{\text{пр}}}{\sqrt{1 + \text{tg}^2}}, \quad Q_{\text{пр}} = \frac{S_{\text{пр}} \cdot \text{tg}}{\sqrt{1 + \text{tg}^2}} \end{aligned} \right\} (6)$$

где $S_{\text{пр}}$, $P_{\text{пр}}$, $Q_{\text{пр}}$ – соответственно максимальная полная, активная и реактивная мощности, которые возможно передать через подходящие УЭС к рассмат-

Таблица 2. Рассчитанные стоимости КУ

Подстанция	Q_{max} , МВАр	Q_{min} , МВАр	$Q^{\text{БСК}}$, МВА	$Q^{\text{ПРК}}$, МВА	$\mathcal{C}_1^{\text{КУ}}$	$\mathcal{C}_2^{\text{КУ}}$
					тыс. дол. США	
Р-150	15	11	14,6	0,4	166	186
Мел-150	21	8	19,7	1,3	262	327
У-150	60	25	56,5	3,5	740	915
ДЗУ-150	32	12	30	2	400	500
Мел-330	49	19	46	3,0	610	760
Дп-330	140	107	136,7	3,3	1532	1697
ПМ-330	135	118	133,3	1,7	1418	1503

риваемому узлу; P_{cp} , Q_{cp} – средние значения за месяц потребляемых активной и реактивной мощности соответственно в рассматриваемом узле.

Найдем с учетом (6) увеличение пропускной способности (χ) в узле энергосистемы при применении предложенного способа КРМ:

$$\chi = \frac{\Delta S_{доп}}{S_{ном}} 100\%. \quad (7)$$

Рассчитанные согласно (6) и (7) значения увеличения пропускной способности УЭС, подходящих к ранее рассмотренным подстанциям, приведены в табл. 3.

Таблица 3. Рассчитанные значения увеличения пропускной способности

Подстанция	$S_{пр}$, МВА	tg	$Q_{max}^{ку}$, МВАр	$\Delta S_{доп}$, МВА	χ , %
Р-150	300	0,76	15	8,83	2,94
Мел-150	300	0,75	21	12,1	4,03
У-150	500	0,75	60	33,52	6,7
ДЗУ-150	500	0,7	32	17,63	3,53
Мел-330	500	0,82	49	29,54	5,9
Дп-330	500	0,72	140	66,64	13,3
ПМ-330	500	0,7	135	63,18	12,6

Анализ данных из табл. 1 и табл. 3 свидетельствует о том, что практическое использование предложенного способа КРМ в узле энергосистемы позволит не только снизить суммарные нагрузочные потери в энергосистеме (как будет показано далее от 8,6 % до 26,5 % для рассмотренных подстанций), но и значительно повысить пропускную способность участков ЭПК (от 3 % до 13 %). Для того, чтобы оценить насколько экономически оправдано применение предложенного способа КРМ, рассчитаем ориентировочные сроки окупаемости КУ, которые предлагается установить на шинах 6–10кВ ранее рассмотренных подстанций.

Для последующей оценки ориентировочного срока окупаемости КУ при предложенном способе КРМ предварительно выполним анализ существующего рынка электроэнергии в Украине. Электрические станции производят как активную, так и реактивную электроэнергию. От электростанций вырабатываемая электроэнергия по магистральным сетям 220–750 кВ НЭК «Укрэнерго» передается в сети 6–150 кВ облэнерго, а затем – через сети облэнерго электроэнергия попадает непосредственно к электропотребителям.

За выработанную электроэнергию электростанции получают оплату по тарифу, устанавливаемому для каждой электростанции Национальной комиссией

регулирования энергетики. За генерируемую реактивную мощность электростанции не получают оплату, так как одним из условий продажи ими активной электроэнергии является поддержание на собственных шинах напряжения в заданных диапазонах, что возможно лишь путем изменения значения генерируемой электростанцией реактивной мощности. При этом электрические станции косвенно не заинтересованы в снижении потерь в сетях электропередающих компаний, потому что при этом они вынуждены будут производить меньше электроэнергии и, следовательно, снижать свой доход. Это обусловлено тем, что, согласно действующей Методики [6], в настоящее время не существует финансовых взаимоотношений между генерирующими компаниями и потребителями реактивной мощности. НЭК «Укрэнерго», в свою очередь, получает оплату за транспортировку только активной электрической энергии с фиксированным тарифом 1,3 коп. за 1 кВтч [9].

Снижение потерь э/э в сетях облэнерго приводит к прямому увеличению прибыли указанной энергоснабжающей компании, так как уменьшится значение фактических потерь в сетях указанных ЭСК при неизменном коэффициенте нормативных потерь. При этом стоимость 1кВтч сэкономленной электроэнергии в сетях ЭСК будет соответствовать текущему тарифу на э/э (в рассматриваемом примере – за октябрь 2007 года этот тариф составлял $T^{ЭСК}=35,6$ коп./кВтч для электропотребителей 2 класса). Разница между тарифом $T^{ГП}$ на э/э на Оптовом рынке э/э и тарифом $T^{ЭСК}$ облэнерго обусловлена потерями на транспортировку э/э и эксплуатационными расходами ЭСК [7].

Снижение потерь э/э в сетях облэнерго посредством установки дополнительных КУ приведет также к снижению потерь э/э в сетях НЭК «Укрэнерго». И, следовательно, уменьшатся потери во всей энергосистеме в целом. Оценим на основании данных табл. 4 снижение общих потерь э/э (вызванных транспортировкой как активной, так и реактивной мощности к электропотребителям) во всей энергосистеме при предложенной КРМ в узле энергосистемы. Данные о снижении общих потерь в энергосистеме приведены в табл. 4, где: $\Delta \mathcal{E}_{\Sigma}$ – суммарные потери в энергосистеме, вызванные транспортировкой активной и реактивной мощности к электропотребителям, получающих питание от ранее рассмотренных узлов энергосистемы; $\Delta \Pi^{ЭПК}$, $\Delta \Pi_{\Sigma}$ – денежные эквиваленты снижения потерь соответственно в сети электропередающей компании и во всей энергосистеме (с учетом общих потерь как в сетях облэнерго, так и в сетях НЭК «Укрэнерго»):

$$\left. \begin{aligned} \Delta \Pi^{ЭПК} &= \Delta \mathcal{E}^{ЭПК} T^{ЭПК}, \\ \Delta \Pi_{\Sigma} &= \Delta \mathcal{E}^{ЭПК} T^{ЭПК} + \Delta \mathcal{E}^{НЭК} T^{НЭК} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где $T^{ЭПК}=35,6$ коп./кВтч – стоимость 1кВтч для для электропередающей компании (облэнерго), в сетях которой установлены КУ; $T^{НЭК}=20,6$ коп./кВтч – стоимость 1кВтч в сетях НЭК «Укрэнерго».

Таблица 4. Данные о снижении общих потерь в энергосистеме (при транспортировке активной и реактивной мощности к электропотребителям)

Подстанция	$\Delta \mathcal{E}_{\Sigma}$, тыс. кВтч	$\Delta \mathcal{E}_{\Sigma PP}^*$, тыс. кВтч	δ , %	$\Delta \Pi_{ЭПК}$, тыс. грн.	$\Delta \Pi_{\Sigma}$, тыс. грн.
Р-150	945	196	20,74	31,9	52,1
Мел-150	1781	237	13,3	36,3	63,3
У-150	3095	661	21,35	42,3	154,0
ДЗУ-150	3667	401	10,9	38,4	60,4
Мел-330	2333	200	8,6	–	41,2
Дп-330	3620	960	26,5	–	197,8
ПМ-330	4560	810	17,7	–	166,9

Следует отметить, что при установке КУ на шинах подстанций НЭК «Укрэнерго»: «Мелитопольская-330», «Днепропетровская-330», «Первомайская-330», – значение $\Delta \Pi_{ЭПК}$.

Относительное снижение потерь в энергосистеме δ при предложенной компенсации РМ в конкретном узле энергосистемы находилось из следующего соотношения:

$$\delta = \frac{\Delta \mathcal{E}}{\Delta \mathcal{E}_{\Sigma PP}^*} \cdot 100 [\%]. \tag{9}$$

Так как в настоящее время не существует финансовых взаиморасчетов между облэнерго и НЭК «Укрэнерго» за перетоки реактивной мощности, то для расчета ориентировочного срока окупаемости компенсирующих устройств (при установке их на шинах 6–10 кВ подстанции облэнерго) будем использовать данные о снижении потерь э/э только в сетях облэнерго.

С учетом данных из табл. 4 рассчитаем ориентировочный срок окупаемости T^{OK} компенсирующих

устройств при предложенном способе КРМ в узле энергосистемы из следующего соотношения:

$$T^{OK} = \frac{C^{KY} \cdot K_{\mathcal{E}}}{\Delta \Pi_{ЭПК} \cdot 12}, \tag{10}$$

где $K_{\mathcal{E}}=5,08$ – отношение 1грн./1дол. США по данным Национального банка Украины.

Для сравнения определим для этого же способа КРМ ориентировочный срок окупаемости компенсирующих устройств T_{Σ}^{OK} , в котором учитываются общие сэкономленные потери э/э во всей энергосистеме в целом (в сетях НЭК и облэнерго):

$$T_{\Sigma}^{OK} = \frac{C^{KY} \cdot K_{\mathcal{E}}}{\Delta \Pi_{\Sigma} \cdot 12}. \tag{11}$$

Результаты выполненных расчетов ориентировочных сроков окупаемости T^{OK} и T_{Σ}^{OK} компенсирующих устройств (при размещении КУ на шинах 6–10 кВ питающих подстанций электропередающих компаний) приведены в табл. 5. Для сравнения приведем нормированное значение коэффициента экономической эффективности капиталовложений для предприятий Минтопэнерго: $T_{норм}^{OK}=6,6$ лет.

Из анализа табл. 5 следует, что при осуществлении предложенного способа КРМ (на шинах 6–10 кВ рассматриваемых подстанций электропередающих компаний), ориентировочный срок окупаемости компенсирующих устройств будет составлять от 2,2 до 7,4 лет (при использовании комбинированного КУ на основе БСК и ТРКМ) и от 2,5 до 9,1 лет (при использовании комбинированного КУ на основе БСК и АФ). Для всех рассмотренных подстанций (кроме подстанции «Узловая-150») рассчитанный ориентировочный срок окупаемости для КУ на основе БСК и ТКРМ меньше нормативного срока окупаемости.

Также практически для всех подстанций (кроме «Узловая-150» и «Мелитопольская-330») рассчитанный ориентировочный срок окупаемости для КУ на

Таблица 5. Данные о сроках окупаемости КУ

Подстанция	C^{KY} , тыс. дол. США		T^{OK} , год		T_{Σ}^{OK} , год	
	БСК+ ТКРМ	БСК+ АФ	БСК+ ТКРМ	БСК+ АФ	БСК+ ТКРМ	БСК+ АФ
Р-150	166	186	2,2	2,5	1,4	1,5
Мел-150	262	327	3,1	3,8	1,7	2,2
У-150	740	915	7,4	9,1	2,0	2,5
ДЗУ-150	400	500	4,4	5,5	2,8	3,5
Мел-330	610	760	–	–	6,3	7,8
Дп-330	1532	1697	–	–	3,3	3,6
ПМ-330	1418	1503	–	–	3,6	3,8

основе БСК и ТКРМ меньше нормативного срока окупаемости. Большой срок окупаемости для подстанции «Узловая-150» вызван малой протяженностью сетей облэнерго (от подстанции Узловая-150 до сетей НЭК Укрэнерго), а для подстанции «Мелитопольская-330» – как небольшой удаленностью подстанции от электрических станций, так и большой разницей между максимальным и минимальным значением реактивной мощности, потребляемой от шин подстанции в течение месяца.

Выводы. 1. Срок окупаемости КУ, устанавливаемых при предложенном способе КРМ в узлах энергосистемы (на шинах 6–10 кВ питающих подстанций), составляет: с учетом экономии потерь только в сетях электропередающих компаний – от 2,2 до 7,4 лет для КУ на основе БСК и ТКРМ или от 2,5 до 9,1 лет для КУ на основе БСК и АФ. С учетом же совместной экономии потерь электроэнергии в сетях облэнерго и НЭК «Укрэнерго» срок окупаемости составляет от 1,4 до 2,8 лет для КУ на основе БСК и ТКРМ или от 1,5 до 3,5 лет на основе БСК и АФ.

2. Полученные относительно небольшие ориентировочные сроки окупаемости (почти в 2 раза меньшие их нормативного значения) позволяют рекомендовать предложенный способ компенсации реактивной мощности к практическому применению в сетях электропередающих компаний. Применение предложенного способа компенсации реактивной мощности позволяет повысить пропускную способность участков электропередающих компаний на (2,94–13,3)% и снизить потери активной электроэнергии во всей энергосистеме (вызванные транспортировкой активной и реактивной мощности к электропотребителям) на (8,6–26,5%), что в денежном эквиваленте обеспечивает экономию от 494 до 2373 тыс. грн. в год для одной питающей подстанции. При использовании данного способа КРМ на большинстве питающих подстанций Украины (число которых превышает 1000) ожидаемая экономия будет значительной.

3. С учетом упомянутого снижения потерь во всей энергосистеме при внедрении предложенного спосо-

ба КРМ следует ожидать возможного снижения тарифа на электроэнергию для всех электропотребителей.

Перечень ссылок

1. Карлов Ф. Ф. Компенсация реактивной мощности в распределительных сетях. – М: Энергия. – 1975. – 182 с.
2. Ильяшов В. П. Автоматическое регулирование мощности КУ. – М: Энергия. – 1977. – 247 с.
3. Волков А. В., Мирошниченко О. Г. Об эффективности применения автоматизированных регулируемых компенсаторов реактивной мощности // Проблемы повышения эффективности электромеханических преобразователей в электроэнергетических системах. Материалы международной научно-технической конференции, г. Севастополь. – 2004 – С. 15–16.
4. Статические компенсаторы для регулирования реактивной мощности / Под ред. Р. М. Матура: Пер. с англ. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 160 с.
5. Пивняк Г. Г., Волков А. В. Современные частотно-регулируемые асинхронные электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. – Днепропетровск: НГУ, 2006. – 470 с.
6. Методика обчислення плати за перетікання реактивної електроенергії між електропередавальною організацією та її споживачами // Офіційний вісник України. – 2002. – № 6.
7. Волков А. В., Мирошниченко О. Г., Волкова Т. А. Анализ и пути совершенствования тарифа на электроэнергию в Украине // Електротехніка та електроенергетика. – №2. – 2006. – С. 77–83.
8. Волков А. В., Мирошниченко О. Г. Математическая модель потерь электроэнергии в энергосистеме при транспортировке электроэнергии отдельного электропотребителя // Техн. електродинаміка. Тем. вип.: Проблеми сучасної електроенергетики. – Ч. 3 – 2006. – С. 29–35.
9. Официальный сайт ГП «Энергорынок». – Режим доступа: <http://www.er.gov.ua>, свободный. – Загл. с экрана.

Поступила в редакцию 10.12.07 г.

Запропонований спосіб компенсації реактивної потужності у вузлі енергосистеми (на шинах 6–10кВ живлячих підстанцій) за рахунок використання комбінованого компенсуючого пристрою. Виконана кількісна оцінка економії втрат електроенергії та строку окупності компенсуючого пристрою.

Method of reactive power compensation in energy system node (in 6–10kV buses of supply substation) using the combined compensating device is offered. Quantitative evaluation of savings of electric energy losses and term of compensating device recoupment are made.

До 70-річчя кандидата технічних наук, доцента *Бондаренко Валерія Івановича*



Бондаренко Валерій Іванович народився 21 січня 1938р. в м. Гуляйполе Запорізької області. Після закінчення з відзнакою в 1958 році Запорізького гідроенергетичного технікуму Валерій Іванович Бондаренко працював електромонтером та електрослюсарем з ремонту електрообладнання. Після закінчення з відзнакою в 1965 році Запорізького машинобудівного інституту (ЗМІ) працював майстром цеху високовольтних випробувань Запорізького трансформаторного заводу, інженером-дослідником лабораторії магнітних явищ Всесоюзного інституту трансформаторобудування. У ЗМІ повернувся в січні 1967 року. До вступу за цільовим призначенням в аспірантуру ІЕД НАН України працював асистентом та старшим викладачем кафедри «Електричні машини та апарати» (ЕМА) ЗМІ. Після захисту кандидатської дисертації в грудні 1974 року знову повертається в ЗМІ, працює старшим викладачем кафедри ЕМА, заступником декана ЕТФ.

З 1979 року і вже 29 років поспіль Бондаренко В. І. очолює кафедру «Електропривода та автоматизації промислових установок» (ЕПА). Завдяки його особистому вкладу кафедра ЕПА на сьогоднішній час є однією із самих потужних кафедр в ЗНТУ, на якій працює чотири доктори технічних наук та 10 кандидатів технічних наук. Щорічно на кафедрі електропривода отримують дипломи понад 50 спеціалістів і магістрів. Ка-

федра здійснює навчальний процес на чотирьох факультетах ЗНТУ. На кафедрі успішно працює аспірантура і докторантура, в якій зараз навчаються 15 аспірантів і докторант. За ці роки на кафедрі були розроблені і впроваджені нові навчальні плани з безперервною комп'ютерною та мікропроцесорною підготовкою у відповідності до сучасних вимог в галузі автоматизації та електроприводів. В 2007 році на кафедрі ЕПА була створена перша в нашому Запорізькому регіоні найсучасніша комп'ютерна лабораторія з автоматизації електропривода «ЗНТУ-Siemens».

Бондаренко В. І. має понад 110 наукових публікацій, 18 авторських свідотств на винаходи, видав навчальний посібник «Основи електричного привода». На протязі 8 років Валерій Іванович є головою Запорізького обласного осередку асоціації інженерів-електриків України. Бондаренко В. І. нагороджений: Бронзовою медаллю ВДНГ СРСР, 1985 р.; медаллю «За трудову доблесть», 1986 р.; медаллю «Ветеран труда», 1987 р.; «Почесною грамотою МОН України», 2004 р.; Нагрудним знаком «Відмінник освіти України», 2005 р.

Друзі, колеги, редакція журналу «Електротехніка та електроенергетика», чисельні учні вітають Валерія Івановича з ювілеєм, бажають міцного здоров'я, довгих років плідної наукової роботи та творчого успіху!

**К 70-летию профессора кафедры «Электронные системы» ЗГИА
кандидата технических наук *Семенова Всеволода Всеволодовича***



3 марта исполняется 70 лет со дня рождения кандидата технических наук, профессора Всеволода Всеволодовича Семенова. Его жизненный путь, связанный с наукой, начинается поступлением в Новосибирский электротехнический институт (НЭТИ) по специальности «Электрификация промышленных предприятий и установок». После окончания НЭТИ в 1960 году был оставлен для работы на кафедре «Промышленной электроники» этого же вуза в должности ассистента. В период с 1961 по 1965 годы без отрыва от своей основной работы Семенов В.В. подготовил и успешно защитил кандидатскую диссертацию, а в 1972 году ему присвоено звание доцента. С 1973 по 1976 годы работал деканом факультета электронной техники НЭТИ.

С 1978 года Всеволод Всеволодович работает на должности доцента кафедры «Промышленной электроники и электронной техники» Запорожской государственной инженерной академии (ЗГИА). Профессор Семенов В. В. стоял у истоков основания этой кафедры и внес большой вклад в ее развитие и становление.

Семенов В. В. – воспитанник Новосибирской научной школы в области образовательной техники,

основанной д.т.н. Грабовецким Г.В. На протяжении последних лет является ведущим специалистом в ЗГИА по специализации «Системы силовой электроники». Он ведет активную научно-исследовательскую работу. В период с 1978 года по настоящее время является ведущим научным сотрудником хоздоговорных и госбюджетных научно-исследовательских работ в сфере разработки полупроводниковых преобразователей для ветроэнергетических систем и в области создания стримерного разряда.

За время работы на кафедре он проявил себя как квалифицированный специалист, талантливый ученый и способный преподаватель. Семеновым В.В. опубликовано более 100 печатных трудов, в том числе 12 авторских свидетельств и 5 патентов Украины. Его общий стаж научно-педагогической работы превышает 40 лет.

Коллектив ЗГИА, коллеги и ученики, редакция журнала «Электротехника и электроэнергетика» от всей души поздравляют Всеволода Всеволодовича с юбилеем, желают крепкого здоровья, долгих лет плодотворной научно-педагогической деятельности и новых научных достижений.

Андрієнко П. Д.

доктор технических наук, ОАО НИИ «Преобразователь»

Божко В. В.

аспирант, НТУ «ХПИ», научный сотрудник ХФ ДНДЦ «Укрзалізниці»

Бут Ю. С.

аспирант, Запорожский национальный технический университет

Васькевич А. В.

магистрант, НТУ «ХПИ»

Волков А. В.

доктор технических наук, Запорожский национальный технический университет

Глебин А. Г.

кандидат технических наук, Украинская инженерно-педагогическая академия

Гончаров Ю. П.

доктор технических наук, ХФ ДНДЦ «Укрзалізниці», НТУ «ХПИ»

Ересько А. В.,

кандидат технических наук, НТУ «ХПИ»

Жуйков М. В.

аспирант, Криворожский технический университет

Замаруев В. В.

кандидат технических наук, НТУ «ХПИ»

Ивахно В. В.

кандидат технических наук, НТУ «ХПИ»

Кольсун В. А.

ассистент, Криворожский технический университет

Крикота С. М.

магистрант, Запорожский национальный технический университет

Кузнецов Д. Н.

ассистент, Запорожская государственная инженерная академия

Любич Р. И.

младший научный сотрудник ХФ ДНДЦ «Укрзалізниці», магистрант НТУ «ХПИ»

Мирошниченко О. Г.

аспирант, Запорожский национальный технический университет

Немудрый И. Ю.

аспирант, Запорожский национальный технический университет

Орловский И. А.

кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Панасенко Н. В.

доктор технических наук, ХФ ДНДЦ «Укрзалізниці»

Переверзев А. В.

доктор технических наук, Запорожский институт экономических и информационных технологий

Синолиций А. Ф.

доктор технических наук, Криворожский технический университет

Синяевский А. А.

аспирант, Запорожский национальный технический университет

Соколов В. П.

кандидат технических наук, Московский энергетический институт

Стрункин Г. Н.

аспирант, Запорожская государственная инженерная академия

Тиховод С. М.

кандидат технических наук, Запорожский национальный технический университет

Трухин А. С.,

студент, Запорожский национальный технический университет

Хворост Н. В.

кандидат технических наук, Харьковская Национальная Академия Городского Транспорта

Шило С. И.

аспирант, Запорожский национальный технический университет

Зміст журналу «Електротехніка та електроенергетика» за 2007 р.

I. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

Андриенко П. Д., Шило С. И., Каплиенко А. О., Немудрый И. Ю. ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ СЕРИЕСНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С РАЗЛИЧНЫМИ ИМПУЛЬСНЫМИ СХЕМАМИ РЕГУЛИРОВАНИЯ	1	Литвиненко Т. Н. ОЦЕНКА РЕЖИМА РАБОТЫ ЕМКОСТНОГО НАКОПИТЕЛЯ В ВЫСОКОВОЛЬТНЫХ ГЕНЕРАТОРАХ НАНОСЕКУНДНЫХ ИМПУЛЬСОВ	1
Андриенко П. Д., Шило С. И., Немудрый И. Ю. ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМОВ ТОРМОЖЕНИЯ В СИСТЕМЕ ИМПУЛЬСНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СЕРИЕСНОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ	2	Лохматов А. Г. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С АИН-ШИМ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЙ В АВТОНОМНОМ ИНВЕРТОРЕ	1
Антонов Н. Л. УЛУЧШЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С УПРОЩЕННЫМ ДНПЧ-ШИМ	1	Назарова Е. С., Пирожок А. В., Супрун Ю. А. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ МЕХАНИЧЕСКОГО ДВИЖЕНИЯ МЕТАЛЛА ДЛЯ РЕВЕРСИВНОГО ОДНОКЛЕТЕВОГО СТАНА ХОЛОДНОЙ ПРОКАТКИ	1
Волков А. В., Крикота С. М. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ ДВУХЗВЕННОГО НЕПОСРЕДСТВЕННОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ, НАГРУЖЕННОГО НА АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ	2	Орловский И. А., Бут Ю. С. УТОЧНЕННЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ И ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПЕРЕМЕЩЕНИЯ МОСТОВОГО КРАНА	2
Глебин А. Г. ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ РЕЗОНАНСНЫМ ИНВЕРТОРОМ ТОКА ТИРИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА МЕТАЛЛОВ	2	Переверзев А. В., Кузнецов Д. А. МНОГОУРОВНЕВЫЙ АВТОНОМНЫЙ ИНВЕРТОР НАПРЯЖЕНИЯ С ОДНОУРОВНЕВЫМ ИСТОЧНИКОМ НАПРЯЖЕНИЯ	2
Гончаров Ю. П., Панасенко М. В., Божко В. В., Хворост М. В., Єресько О. В., Замаруєв В. В., Івахно В. В., Васькевич А. В., Любіч Р. І. ПЕРЕТВОРЮВАЧ 3 ВОЛЬТОДОДАТКОМ НА ПОВНІСТЮ КЕРОВАНИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДАХ ДЛЯ ТЯГОВИХ ПІДСТАНЦІЙ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ	2	Савельев Д. А., Бояринцева Е. В. РАСЧЕТ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ В ЭЛЕМЕНТАХ КОНСТРУКЦИИ КОМБИНИРОВАННОГО ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ	1
Дворак В. М., Осовский Д. І. РЕГУЛЯТОР СКОЛЬЗЯЩЕГО РЕЖИМА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ЧАСТОТОЙ ТОКА ВАЛОГЕНЕРАТОРА	1	Семенов В. В., Стрункин Г. Н., Попов С. А. ПОТЕРИ МОЩНОСТИ В ИНВЕРТОРАХ С ОДНОПОЛЯРНОЙ И ДВУПОЛЯРНОЙ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ	1
Карлуков Л. М., Фарафонов А. Ю., Корольков Р. Ю., Рыбин В. О. ЗАМКНУТАЯ ФОРМА ДЛЯ ПОВЕРХНОСТНОГО ИМПЕДАНСА МИКРОПОЛОСКОВОЙ СТРУКТУРЫ	1	Сінолиций А. П., Кольсун В. А., Жуйков М. В. ЕНЕРГЕТИЧНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТИРИСТОРНИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ У ДИНАМІЧНОМУ РЕЖИМІ ЇХ РОБОТИ	2
Костюков В. В., Канов Л. Н. ЧИСЛЕННО-АНАЛИТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ	1	Синявский А. А. УЧЕТ ЭФФЕКТА УПРУГОГО СПЛЮЩИВАНИЯ РАБОЧИХ ВАЛКОВ В ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ КЛЕТЕЙ НЕПРЕРЫВНОГО ТОНКОЛИСТОВОГО ПРОКАТНОГО СТАНА	2

Соколов В. П. УСТРОЙСТВО ДЛЯ КОНТРОЛЯ ВЫСОКИХ ЗНАЧЕНИЙ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ	2	Тиховод С. М. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МЕТОДИКИ РАСЧЕТА УСТАНОВИВШИХСЯ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА	2
Стрункин Г. Н. ОПТИМИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ КОММУТАЦИИ ДВУХУРОВНЕВОГО АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ	2	Трухин А. С. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ РЕВЕРСИВНОГО ТИРИСТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ПОСТОЯННОГО ТОКА С РАЗДЕЛЬНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ	2
Тиховод С. М. СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ЧИСЛЕННЫХ МЕТОДОВ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В СЛОЖНЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ЦЕПЯХ	1	Gurevich V., Ph.D HYBRID REED - SOLID-STATE DEVICES ARE A NEW GENERATION OF PROTECTIVE RELAYS	1

II. ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

Варинская Л. А. ЭКОНОМИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА МОДЕРНИЗАЦИИ ТЭЦ В УСЛОВИЯХ ЭНЕРГОЕМКОГО ПРОМЫШЛЕННОГО ПРЕДПРИЯТИЯ	1	Дзензерский В. А., Житник Н. Е., Плаксин С. В., Погорелая Л. М., Соколовский И. И. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ГИБРИДНЫХ ВЕТРО-СОЛНЕЧНЫХ ЭНЕРГОУСТАНОВОК	1
Волков А. В., Мирошниченко О. Г. ВЛИЯНИЕ НЕСИНУСОИДАЛЬНОСТИ ФОРМЫ ТОКОВ И НЕРАВНОМЕРНОСТИ ТЕКУЩЕЙ МОЩНОСТИ ОТДЕЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПОТРЕБИТЕЛЯ НА ПОТЕРИ В ЭНЕРГОСИСТЕМЕ	1	О. Г. Мирошниченко КОМПЕНСАЦИЯ РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ В УЗЛАХ ЭНЕРГОСИСТЕМЫ С УЧЕТОМ ФАКТИЧЕСКИХ ГРАФИКОВ НАГРУЗОК	2

До відома авторів

Журнал «Електротехніка та електроенергетика»-призначений для публікації найбільш значущих наукових і практичних результатів досліджень вчених вищих навчальних закладів і наукових організацій, розробок і продукції промислових підприємств.

Журнал занесено до переліку наукових видань України, у яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття вчених ступенів доктора і кандидата технічних наук. Підписний індекс журналу за каталогом Укрпошти 22913.

Основною метою журналу є пропаганда сучасних наукових та виробничо-практичних знань за вибраним напрямом. Основний зміст журналу вміщується в таких рубриках:

1. Електротехніка

1.1. Загальні питання електротехніки та електроенергетики.

1.2. Матеріали загального плану (методичні, навчальні розробки; історія електротехніки та енергетики; організація науково-дослідних, дослідно-конструкторських та проектних робіт, конференцій, симпозіумів, семінарів і т. д.).

1.3. Теоретична електротехніка (фізичні основи електротехніки, теорія електромагнітного поля, теорія електричних та магнітних ланцюгів).

1.4. Охорона праці (умови праці, техніка безпеки, електробезпека).

1.5. Електротехнічні матеріали, електричні конденсатори, дроти й кабелі.

Загальні питання, магнітні, напівпровідникові, надпровідникові, провідникові, діелектричні, електроізоляційні матеріали. Електричні ізолятори. Конденсатори. Дроти й кабелі.

1.6. Електромеханіка та електротранспорт.

1.6.1. Електричні машини й трансформатори.

1.6.1.1. Електричні машини (загальні проблеми, машини постійного та змінного струму, спеціальні).

1.6.1.2. Трансформатори та електричні реактори.

1.6.1.3. Електротехнічне обладнання спеціально-призначення (термоядерних установок, прискорювачів, лазерів).

1.6.2. Електричні апарати високої та низької напруги.

1.6.3. Силова перетворювальна техніка (силові вентилі; статичні перетворювачі; загальні питання; випрямлячі та ведені інвертори; перетворювачі постійної та змінної напруги, числа фаз; системи керування, захисту й діагностики; конструкції та силове обладнання).

1.6.4. Електропривод та автоматизація промислових установок (загальні проблеми, привод постійного та змінного струмів, комплексно автоматизований).

1.6.5. Електрообладнання транспорту (загальні питання; електротехнічне обладнання та електропостачання залізничного, міського, промислового транспорту; рухомого складу, нетягових навантажень, автомобілів, електромобілів, засобів безрейкового наземного електротранспорту; ракетно-космічних систем та літальних апаратів, суден).

1.7. Електротехнологія (електротермія, електрозварювальне устаткування, електротехнічне обладнання електротехнологічних установок).

1.8. Електрифікація сільського господарства та побуту.

1.8.1. Електрифікація й автоматизація сільського господарства (загальні питання, електропривод,

електропостачання, автоматизація, електронагрівальні установки, освітлення, випромінюючі прилади та установки).

1.8.2. Електрифікація побуту (електроприлади, системи опалення й гарячого водопостачання, вентиляції, кондиціонування повітря й холодопостачання, медична електротехніка).

1.9. Освітлення й електровипромінювальна техніка. Світлотехніка та інфрачервона техніка (загальні проблеми; стан та перспективи розвитку; фізичні та фізіологічні основи; методи та прилади для визначення характеристик джерел світла, світлових приладів та світлотехнічних матеріалів; джерела світла, прилади вмикання та керування; освітлювальні та світлові прилади й установки ультрафіолетового, видимого й інфрачервоного випромінювань).

2. Електроенергетика

2.1. Електросистеми та їх автоматизація: загальні питання; стан та перспективи розвитку, надійність, проектування, експлуатація, тарифи на електроенергію, режими, характеристики. Параметри й показники. Якість електроенергії. Автоматизація. Захист. Вимірювання електричних величин. Телемеханіка. Зв'язок.

2.2. Електричні станції. Підстанції й мережі: загальні питання. Проектування й будівництво електричної частини. Техніко-економічні розрахунки, схеми електричної частини, розподільчі пристрої й компонування; вибір монтажу, нормальні експлуатаційні режими. Ремонт та обслуговування, власні потреби; аварії, короткі замкнення та спеціальні режими; рухомі електричні станції й підстанції, установки аварійного та гарантованого живлення; повітряні електричні мережі та лінії електропередачі, їхні основні характеристики й параметри, конструктивні рішення, проектування й розрахунки, основні конструктивні елементи; будівництво і монтаж, експлуатація; кабельні електричні мережі та лінії, основні характеристики й параметри, проектування та розрахунки, основні та допоміжні конструктивні елементи, спорудження кабельних ліній, мереж, машини, механізми, інструменти; техніка високих напруг, загальні питання, ізоляція, перенапруги, заземлення та заземлювачі, лабораторії високих напруг та випробувальні стенди, електромагнітна сумісність в системах керування та зв'язку, електропостачання міст, промислових підприємств, житлових та громадських будівель та споруд, проектування й експлуатація, електропостачання галузей промисловості, житлових та громадських споруд, електромонтажні роботи, виробни, матеріали.

2.3. Традиційні, нетрадиційні й альтернативні джерела електроенергії.

3. Критичні матеріали: статті, відзиви, рецензії, погляди і т. д. стосовно окремих публікацій за різними аспектами досліджень, вироблення, споживання, перетворення і т. д. електрики та електроенергії; перспективні задачі, вибір напрямів у дослідженнях, розробках, застосуванні електрики, захисті електричних пристроїв та систем, охороні праці та навколишнього середовища; матеріали з різними підходами та поглядами відносно методики розрахунку, конструювання, оцінки економічної ефективності електричних пристроїв та систем; статті та погляди різних авторів відносно термінології, визначень, державних стандартів, норм і т. і., які стосуються електрики та її використання.

4. Рекламна інформація про електротехнічні виробни, які випускаються вітчизняними та зарубіжними підприємствами.

Редакція сподівається на активну участь кореспондентів (авторів) у кожному виданні. В теперішній час журнал видається два рази на рік. Зі збільшенням потоку статей періодичність виходу журналу буде збільшуватись (до 3-4 номерів на рік).

ВИМОГИ ДО ОФОРМЛЕННЯ

На початку статті автори обов'язково пояснюють актуальність досліджуваних питань та об'єктивно викладають їх існуючий стан (у тому числі з посиланням на джерела, видані не пізніше п'яти років тому), а також формулюють мету статті. У змісті статті лаконічно та доведено наводяться використані авторами припущення, методи, підходи та сутність одержаних наукових результатів, доводиться їхня достовірність. У висновках коротко формулюються найважливіші наукові результати та положення, одержані у статті.

Статті приймаються підготовленими у редакторі Word for Windows (v.6 і вище).

Параметри сторінки:

- розмір сторінки – А4 (210x297);
- орієнтація – книжна;
- шрифт – Times New Roman Cyr, розмір – 12pt;
- міжрядковий інтервал – 1,5;
- поля – 20мм.

Структура статті

Послідовність розміщення матеріалу статті: індекс УДК, прізвище та ініціали автора(ів), назва статті, науковий ступінь, повна назва установи, в якій працює автор, місто, анотація трьома мовами: російською, українською та англійською, текст статті, перелік посилань. Рукопис статті має бути підписаний всіма авторами. Наявність анотації обов'язкова.

Текст статті: приймаються статті російською, українською і англійською мовами. Розмір статті складає (4–14) сторінок (у тому числі, не більше 5 рисунків).

У статті необхідно уникати зайвої деталізації, проміжних формул і висновків, громіздких математичних виразів; не слід наводити відомі факти, повторювати зміст таблиць і ілюстрацій у тексті. Текст статті не повинен мати рукописних виправлень і позначок. Стаття не повинна вміщувати граматичних або інших помилок, а також - повинна відповідати тематиці журналу «Електротехніка та Електроенергетика» й вимогам ВАК щодо фахових видань.

Анотація

Об'єм анотації не повинен перевищувати 40 слів.

Ілюстрації

Ілюстрації подають на окремих листах та у окремих файлах (формат .TIF з роздільною здатністю не менш 200 dpi, двоколірні або напівколірні (у градаціях сірого), .PCX, .BMP). Ілюстрації нумерують та підписують унизу. Якщо ілюстрації вставлено у документ Word, подают окремі файли з ними. Мінімальний розмір фотографій 6x5 см.

ВИКОНАННЯ ІЛЮСТРАЦІЙ РЕДАКТОРОМ MICROSOFT WORD (А ТАКОЖ ІНШИМИ РЕДАКТОРАМИ), ТА ВСТАВКА ЇХ БЕЗПОСЕРЕДНЬО У ТЕКСТ СТАТТІ НЕ ДОЗВОЛЯЄТЬСЯ.

Таблиці

Таблиці мають бути розраховані на ширину колонки (8,5 см), або на ширину сторінки. Таблиці повинні містити лише необхідну інформацію.

Формули

Формули виконуються за допомогою убудованого у Word for Windows редактора Microsoft Equation. Їх нумерують у дужках праворуч:

$$Z(\Theta_{-}) = 10 \log \left(\frac{\bar{y}^2}{s^2} \right) \quad (3)$$

Бажано, щоб ширина формули не перевищувала 8 см. Формули більшого розміру записують декількома рядками.

Перелік посилань

Перелік посилань у кінці рукопису подається мовою оригіналу згідно з послідовністю посилання в тексті статті та вимогами відповідного ДСТУ. Посилання на літературу у тексті позначаються цифрою у квадратних дужках.

У довідці про авторів необхідно навести прізвища, ім'я, та побатькові (повністю), місто роботи, посаду, вчений ступінь, адресу, номери телефонів, e-mail. Необхідно вказати, з ким вести переговори у разі необхідності.

У редакцію журналу необхідно подати:

- 1). роздруковану статтю у 2-х примірниках;
- 2). експертний висновок про можливість опублікування;
- 3). довідку про авторів;
- 4). дискету 3,5' з текстом статті, файлами ілюстрацій, довідкою про авторів. Дозволяється замість пред'явлення дискети направити зазначені файли електронною поштою на адресу редакційно-видавничого відділу. Файл статті називати прізвищем першого автора (латинськими літерами).

Гонорар авторам не сплачується, рукописи, дискети, коректура та відбитки статей авторам не надсилаються. Редакція залишає за собою право на літературну редакцію та скорочення тексту статті без повідомлення авторіві.

СТАТТІ, ЯКІ НЕ ЗАДОВОЛЬНЯЮТЬ ВКАЗАНИМ ВИМОГАМ, НЕ РОЗГЛЯДАЮТЬСЯ.

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64, ЗНТУ, редакція журналу.
Тел.: (061) 7-698-296 – редакційно-видавничий відділ.
E-mail: rvv@zntu.edu.ua

Наукове видання

Електротехніка та електроенергетика №2/2007

науковий журнал

Головний редактор	д.т.н., професор	Волков О. В.
Заст. гол. редактора	к.т.н., доцент	Байша О. І.

Оригінал - макет підготовлено у редакційно-видавничому відділі ЗНТУ

Комп'ютерна верстка
Редактор англійських текстів

Зуб С. В.
Войтенко С. В.

Підписано до друку 04.02.2008. формат 60×84/8, 10,5 др. арк.
Тираж 300 прим. Зам. № 250
69063 м. Запоріжжя, ЗНТУ, друкарня, вул. Жуковського, 64

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи до державного реєстру видавців, виготівників і розповсюджувачів видавничої продукції від 27.12.2005 р., серія ДК № 2394