

НАЦІОНАЛЬНА АКАДЕМІЯ НАУК УКРАЇНИ  
ІНСТИТУТ ЕЛЕКТРОДИНАМІКИ

**РЕВКО** Анатолій Сергійович

УДК 621.316.722.1

**КВАЗІРЕЗОНАНСНІ ІМПУЛЬСНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ  
ДЛЯ СИСТЕМ ТОЧНОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ  
ПОСТІЙНОГО СТРУМУ**

Спеціальність 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії

**АВТОРЕФЕРАТ**

дисертації на здобуття наукового ступеня  
кандидата технічних наук

Київ – 2004

Дисертацією є рукопис.

Робота виконана на кафедрі промислової електроніки Чернігівського державного технологічного університету Міністерства освіти і науки України, м. Чернігів.

Науковий керівник – кандидат технічних наук, доцент  
**Денисов Юрій Олександрович**,  
Чернігівський державний технологічний університет  
(м. Чернігів), доцент кафедри промислової електроніки.

Офіційні опоненти: – доктор технічних наук, професор  
**Сенько Віталій Іванович**,  
Національний технічний університет України „КПІ”,  
(м. Київ), професор кафедри теоретичної електротехніки;

кандидат технічних наук  
**Сидорець Володимир Миколайович**,  
Інститут електрозварювання ім. Є. О. Патона НАН  
України (м. Київ), старший науковий співробітник  
відділу спеціалізованої високовольтної техніки  
і лазерної технології.

Провідна установа – Національний технічний університет „Харківський  
політехнічний інститут” Міністерства освіти і науки  
України, кафедра промислової і біомедичної  
електроніки, м. Харків.

Захист відбудеться „27” жовтня 2004 р. об 11<sup>00</sup> годині на засіданні спеціалізованої  
вченої ради Д 26.187.01 в Інституті електродинаміки НАН України за адресою:  
03680, Київ – 57, проспект Перемоги, 56, тел. 456-91-15.

З дисертацією можна ознайомитись в бібліотеці Інституту електродинаміки НАН  
України за вищевказаною адресою.

Автореферат розіслано „24” вересня 2004 р.

Вчений секретар спеціалізованої вченої ради

В. С. Федій

## ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

**Вступ.** В останні десятиріччя в стадії інтенсивних досліджень знаходяться ключові схеми на основі квазірезонансу, переключення яких відбувається в момент нульового струму або за нульової напруги. Застосування квазірезонансних ключів в порівнянні з широтно-імпульсними ключами підвищує енергетичні, динамічні та питомі характеристики перетворювачів, електромагнітну сумісність з мережею живлення. Робота квазірезонансних ключів на високій частоті також сприяє зменшенню пульсацій вихідного струму чи напруги. Теорія і практика квазірезонансних імпульсних перетворювачів зі статичним навантаженням (R, RC, LCR) розроблена відносно глибоко.

Що стосується теорії і практики квазірезонансних імпульсних перетворювачів з динамічним навантаженням, коли в якості навантаження використовується, наприклад, двигун постійного струму з проти-е.р.с якоря, яка може змінюватись в широких межах, то вони майже не розроблені.

**Актуальність теми.** Враховуючи роль силової електроніки в енергозабезпеченні електронних пристроїв, що пов'язані з обробкою, передачею і зберіганням інформації, з управлінням технологічними процесами і електроприводами та інш., фахівці постійно відмічають необхідність підвищення їх техніко-економічних характеристик: енергетичних, питомих, цінових, точнісних.

В багатьох електронних пристроях перетворювачі для живлення електродвигунів є ланкою зі значним енергоспоживанням. За останні роки відбулося різке розширення об'ємів випуску і покращення якості силових напівпровідникових приладів з високими статичними та динамічними характеристиками, що дозволяє створити нове покоління імпульсних перетворювачів електроенергії для застосування у різноманітних системах електроприводів.

Реалізація можливостей сучасної елементної бази з метою досягнення граничних характеристик імпульсних перетворювачів для електроприводу пов'язана з вивченням процесів, що протікають в їх енергетичних та інформаційних каналах з урахуванням специфіки режимів енергоперетворення, керування. Зокрема, на високих частотах зростає вплив завад, а також параметрів силових приладів та навантаження на динамічні процеси в перетворювачі, що примушує шукати нові принципи побудови ключових елементів та ланцюгів зворотного зв'язку.

Таким чином постає необхідність в дослідженні динамічних процесів в квазірезонансних імпульсних перетворювачах (КРП) постійної напруги з навантаженням у вигляді двигуна постійного струму (ДПС) з метою підвищення техніко-економічних характеристик систем точного електроприводу. На актуальність таких досліджень вказує також невелика кількість публікацій по використанню КРП для живлення ДПС в провідних вітчизняних та закордонних наукових виданнях за напрямком перетворювальної техніки та електроприводу, хоча потреба в них існує.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.** Науково – дослідницька робота з теми дисертації проводилась в рамках науково – дослідної роботи „Дослідження теоретичних і прикладних проблем збільшення якості електроенергії у мережі” №55/00 у відповідності з рішенням Науково-експертної ради

МОН України, протокол №11 від 12.01.2000р., № ДР 0100U000816, у якій здобувач був відповідальним виконавцем.

**Мета і задачі наукового дослідження.** Метою роботи є подальший розвиток теорії квазірезонансних імпульсних перетворювачів та розробка рекомендацій на цій основі по створенню нових перетворювачів з підвищеною якістю для використання в точному електроприводі постійного струму.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні задачі:

- дослідження електромагнітних процесів у квазірезонансних імпульсних перетворювачах, що перемикаються при нульовому струмі (КРІП-ПНС) з навантаженням у вигляді двигуна постійного струму;
- визначення статичних характеристик КРІП-ПНС з ДПС, знаходження пульсацій струму та швидкості двигуна постійного струму;
- визначення алгоритму роботи системи керування КРІП-ПНС, оптимального за швидкодією;
- електронне моделювання КРІП з ДПС для уточнення теоретичних результатів дослідження;
- розробка лабораторних зразків КРІП-ПНС для живлення електроприводу;
- розробка рекомендацій з напрямків найбільш ефективного використання КРІП в прецизійному електроприводі.

*Об'єктом дослідження* є квазірезонансний імпульсний перетворювач, що перемикається при нульовому струмі, з навантаженням у вигляді двигуна постійного струму.

*Предметом дослідження* є електромагнітні процеси в КРІП-ПНС з ДПС, механічні характеристики ДПС з КРІП-ПНС, оптимізація системи керування КРІП-ПНС за швидкодією.

*Методи дослідження.* При вирішенні поставлених у дисертації задач використовувалися теорія електричних кіл, положення фундаментальної теорії лінійних і нелінійних імпульсних систем, операторний метод, метод  $Z$ -перетворення, кусочно-припасовочний метод, принцип максимуму Понтрягіна, математичне та фізичне моделювання.

Математичні розрахунки виконані на персональному комп'ютері з використанням програми Maple, моделювання динамічних процесів в імпульсних перетворювачах – з використанням пакета програм PSpice. Для отримання даних з цифрового осцилографа використовувалось програмне забезпечення WaveStar.

**Наукова новизна одержаних результатів полягає в наступному:**

- отримали подальший розвиток теоретичні дослідження квазірезонансних імпульсних перетворювачів;
- вперше виконано аналіз електромагнітних процесів у КРІП-ПНС з навантаженням у вигляді ДПС, встановлено зв'язок між параметрами КРІП-ПНС і ДПС;
- вперше визначений вплив проти-е.р.с. якоря ДПС на режим перемикавання при нульовому струмі КРІП-ПНС;
- визначені раніше невідомі діапазони впливу резонансного контуру КРІП-ПНС на імпульсні механічні характеристики ДПС та пульсації швидкості;
- отримало подальший розвиток дослідження електромагнітної сумісності

КРІП-ПНС з мережею живлення;

–отримані нові аналітичні залежності вихідного сигналу системи керування КРІП, оптимального за швидкодією.

**Практичне значення одержаних результатів:**

– доведено, що використання квазірезонансних перетворювачів в якості ключових елементів джерел живлення для двигунів постійного струму дозволяє покращити техніко-економічні характеристики точних електроприводів та їх електромагнітну сумісність з мережею живлення;

– на основі принципу максимуму Понтрягіна для КРІП-ПНС з ДПС розроблена цифрова система керування з оптимізацією за швидкодією;

– розроблені рекомендації по використанню КРІП-ПНС у системах електроприводів постійного струму;

– теоретичні результати досліджень використані як основа при створенні ефективних реверсивних КРІП-ПНС для живлення ДПС, які рекомендовані для використання в розробках спільного науково-виробничого медичного підприємства „СОЛІНГ” (м. Київ) і в розробках ВАТ „ЧеЗаРа” (м. Чернігів);

– теоретичні і практичні результати роботи впроваджені в учбовий процес кафедри промислової електроніки Чернігівського державного технологічного університету.

**Особистий внесок здобувача.** Наукові положення і результати, викладені в дисертації, отримані автором особисто.

Роботи [4], [5] написані здобувачем особисто. В друкованих працях, опублікованих у співавторстві, особисто здобувачеві належить: в [1] – експериментальне дослідження спектра струму, який споживається з мережі; в [2] – розрахунок електромагнітних процесів у КРІП-ПНС з ДПС, комп’ютерне моделювання і експериментальна перевірка результатів розрахунку; в [3] – розрахунок імпульсних механічних характеристик і пульсацій швидкості ДПС з живленням від КРІП, експериментальна перевірка результатів розрахунку на макеті.

**Апробація результатів дисертації.** Основні положення, результати та висновки дисертаційної роботи доповідалися й обговорювалися на міжнародних конференціях ”Проблеми сучасної електротехніки” (Київ, 2000 р.), „Силова електроніка та енергоефективність” (Алушта, 2001 р.), на наукових семінарах Національної академії наук України „Наукові основи електроенергетики” (Чернігів, 1999 – 2004 рр.).

**Публікації.** Основний зміст дисертації відображено в 5 статтях, що опубліковані в наукових фахових виданнях (із них 2 статті без співавторів) та 1 науково-технічному звіті.

**Структура та обсяг дисертаційної роботи.** Дисертація складається із вступу, п’яти розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків. Загальний обсяг роботи складає 161 сторінку, в тому числі 130 сторінок основного тексту, 60 рисунків, 1 таблиця, список використаних джерел з 101 найменування та 6 додатків.

## **ОСНОВНИЙ ЗМІСТ РОБОТИ**

**У вступі** обґрунтовано актуальність і доцільність роботи, наведено зв’язок

роботи з науковими програмами, планами, темами, сформульовано мету та задачі досліджень, викладені наукова новизна, практичне значення і реалізація результатів дисертаційних досліджень, зазначено особистий внесок здобувача у друкованих працях зі співавторами, вказано апробацію отриманих результатів і публікації.

**У першому розділі** розглянуто доцільність використання КРІП для живлення ДПС. Для цього проаналізовані шляхи покращення характеристик імпульсних джерел живлення, особливості КРІП та його використання в електроприводі апаратури точного магнітного запису.

До найбільш важливих характеристик імпульсних джерел живлення для застосування в електроприводі можна віднести к.к.д., електромагнітну сумісність з мережею живлення, вплив перетворювача на точність стабілізації швидкості, масогабаритні показники, рівень завад, що генеруються в мережу живлення та ефір.

В останні роки увагу спеціалістів силової електроніки привертає силовий ключ на основі квазірезонанса, що дозволяє досягти хорошої електромагнітної сумісності з мережею живлення, низького рівня завад, хороших питомих характеристик за рахунок синусоїдальної форми струму, що споживається, і високої частоти (до 10 МГц) переключення. Практичній реалізації ідеї квазірезонанса в силовій електроніці сприяють сучасні досягнення в галузі силових напівпровідникових приборів, мікроелектроніки і висока якість пасивних елементів схем. Основними напівпровідниковими компонентами, на яких виконується квазірезонансний ключ, є MOSFET та IGBT транзистори.

Різні топології КРІП (однопівперіодний (ОП), двопівперіодний (ДП), з перемиканням при нульовому струмі, при нульовій напрузі, з підвищенням напруги, з пониженням напруги і т.д.) можна отримати з ШП, шляхом додавання до їх силового кола резонансної ланки. В порівнянні з ШП, КРІП мають суттєві переваги. Силовий транзистор у КРІП перемикається під час нульового струму чи напруги, що дозволяє знизити до мінімуму динамічні втрати на силовому транзисторі. Ця особливість дозволяє підвищити робочу частоту перетворювача і в результаті покращуються масогабаритні показники, зменшуються пульсації вихідного струму чи напруги. Форма струму, що споживається, у КРІП близька до синусоїдальної, що покращує електромагнітну сумісність перетворювача з мережею.

Беручи до уваги переваги КРІП, його використання для живлення ДПС дозволяє значно покращити основні техніко-економічні показники електроприводу для пристроїв магнітного запису, точної механіки та оптики. Відомо, що якість запису і відтворення інформації в апаратурі точного магнітного запису (АТМЗ) залежить від нерівномірності руху носія, яка в свою чергу зокрема залежить від пульсацій вихідного струму імпульсного перетворювача (ІП), що живить двигун приводу носія. Також в АТМЗ середнє відхилення частоти обертання дискових механізмів, блоків головок, що обертаються, за один оберт не повинно перевищувати 0.01 – 0.0001%. Високі вимоги по точності потребують під час розрахунку таких систем враховувати широкий спектр вихідної напруги ІП, навантаженням яких є електродвигуни. Сучасні АТМЗ, як правило, виконуються на основі безколекторних двигунів, які можуть працювати як у режимі безколекторного двигуна постійного струму (БДПС), так і в режимі синхронного двигуна. В подальшому будемо мати

на увазі варіант амплітудного регулювання швидкості БДПС за допомогою КРІП. А саме БДПС з комутатором вважаємо аналогічним колекторному ДПС.

В результаті виконаного аналізу встановлено, що використання КРІП-ПНС в точному електроприводі постійного струму дозволяє зменшити габарити електроприводу за рахунок високої частоти перетворення; підвищити к.к.д., за рахунок зниження динамічних втрат потужності на силових ключах, що перемикаються при нульовому струмі; знизити пульсації вихідного струму і швидкості електроприводу; покращити електромагнітну сумісність з мережею живлення.

У другому розділі встановлений характер, отримані вирази і розраховані параметри електромагнітних процесів в одно- і двопівперіодному КРІП-ПНС з навантаженням у вигляді ДПС.

Особливість роботи КРІП-ПНС на ДПС пов'язана з наявністю проти-е.р.с. і її змінами в процесі пуску та регулювання швидкості. Під час коливання навантаження в широкому діапазоні можливий вихід перетворювача з режиму перемикавання при нульовому струмі. На етапі аналітичних досліджень процесів у КРІП-ПНС з ДПС особливості, що пов'язані з впливом проти-е.р.с. на роботу перетворювача в режимі неперервного струму та з перериванням струму встановити практично неможливо. Це пов'язано з тим, що аналіз процесів в такій системі в загальному вигляді можливий лише за допущення про незмінність проти-е.р.с. двигуна. Для спрощення аналізу вважаємо проти-е.р.с. постійною, також вважаємо, що всі елементи схеми КРІП ідеальні, тобто вплив паразитних параметрів силових напів-

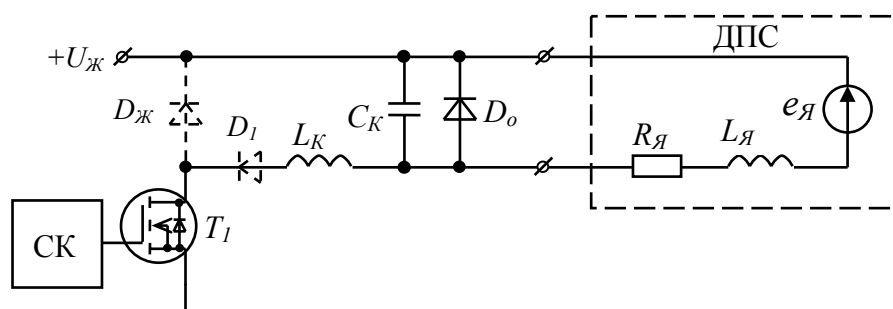


Рис. 1. Схема КРІП-ПНС з ДПС

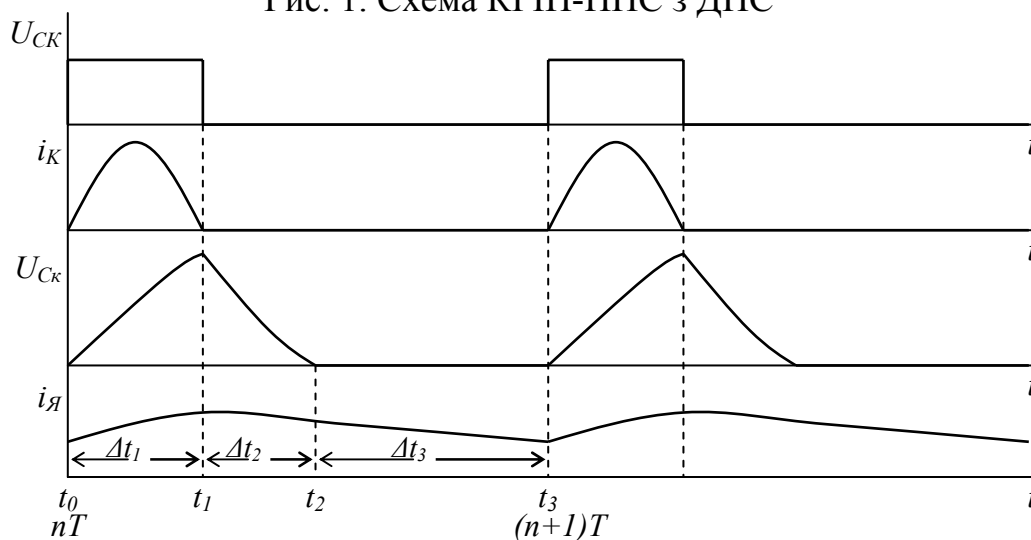


Рис. 2. Часові діаграми роботи однопівперіодного КРІП-ПНС

провідникових приборів і пасивних елементів схеми не враховуємо.

В процесі аналізу КРП-ПНС з ДПС представлений схемою рис. 1.

На періоді роботи КРП, рис.2, розглянуто три інтервали. На першому комутаційному інтервалі  $t_0 \leq t \leq t_1$  відбувається резонансний заряд конденсатора контуру  $C_K$ . На другому інтервалі  $t_1 \leq t \leq t_2$  конденсатор  $C_K$  розряджається через навантаження. Під час третього комутаційного інтервалу  $t_2 \leq t \leq t_3$  розряджається енергія, що накопичилась в індуктивності  $L_{Я}$ , струм навантаження протікає через діод  $D_O$ . Для комутаційних інтервалів справедливі наступні рівняння:

$$\left. \begin{aligned} i_k(p) &= i_{я}(p) + pCU_c(p) \\ U_{Ж} \frac{1}{p} &= L_k p i_k(p) + U_c(p) + U_c(t_0) \frac{1}{p} \\ U_c(p) &= pL_{я} i_{я}(p) - L_{я} i_{я}(t_0) + i_{я}(p) R_{я} + \frac{e_{я}}{p} - U_c(t_0) \frac{1}{p} \end{aligned} \right\}, \quad t_0 \leq t \leq t_1, \quad (1)$$

$$\left. \begin{aligned} U_c(p) &= U_c(t_1) \frac{1}{p} - i_{я}(p) \frac{1}{pC} \\ U_c(p) &= pL_{я} i_{я}(p) - L_{я} i_{я}(t_1) + i_{я}(p) R_{я} + \frac{e_{я}}{p} \end{aligned} \right\}, \quad t_1 \leq t \leq t_2, \quad (2)$$

$$0 = pL_{я} i_{я}(p) - L_{я} i_{я}(t_2) + i_{я}(p) R_{я} + \frac{e_{я}}{p}, \quad t_2 \leq t \leq t_3, \quad (3)$$

де  $i_{я}(t_0)$ ,  $U_c(t_0)$ ,  $i_{я}(t_1)$ ,  $U_c(t_1)$ ,  $i_{я}(t_2)$  – струми якоря та напруги на конденсаторі контуру у відповідні моменти часу.

Переходячи до відносного часу  $\bar{t} = t/T$  і вирішивши рівняння (1), (2), (3) для будь якого періоду “ $n$ ”, отримано струми якоря, контуру та напруги на конденсаторі контуру на відповідних комутаційних інтервалах:

$$\begin{aligned} i_{я}(\bar{t}) &= -\frac{\omega_k^2 (U_{Ж} - e_{я})}{L_{я} p_2 (r^2 + m^2)} + F_{я}' e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} + (B_{я}' \sin \bar{\omega}_1(\bar{t}-n) + C_{я}' \cos \bar{\omega}_1(\bar{t}-n)) e^{\alpha_2(\bar{t}-n)} + \\ &+ i_{я}(n) (F_{я}'' e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} + (B_{я}'' \sin \bar{\omega}_1(\bar{t}-n) + C_{я}'' \cos \bar{\omega}_1(\bar{t}-n)) e^{\alpha_2(\bar{t}-n)}), \\ &n \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1; \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} i_k(\bar{t}) &= -\frac{\omega_k^2 (U_{Ж} - e_{я})}{p_2 L_{я} (r^2 + m^2)} + (F_k' + i_{я}(n) F_k'') e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} + ((B_k' + i_{я}(n) B_k'') \sin \bar{\omega}_1(\bar{t}-n) - \\ &- (C_k' + i_{я}(n) C_k'') \cos \bar{\omega}_1(\bar{t}-n)) e^{\alpha_2(\bar{t}-n)}, \quad n \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1; \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} u_c(\bar{t}) &= -\frac{\omega_k^2 (U_{Ж} - U_c(n))}{p_2 T_{я} (r^2 + m^2)} + (F_c' + i_{я}(n) F_c'') e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} + ((B_c' + i_{я}(n) B_c'') \sin \bar{\omega}_1(\bar{t}-n) + \\ &+ (C_c' + i_{я}(n) C_c'') \cos \bar{\omega}_1(\bar{t}-n)) e^{\alpha_2(\bar{t}-n)}, \quad n \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1; \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} i_{я}(\bar{t}) &= (i_{я}(n + \gamma_1) \cos \bar{\omega}_2(\bar{t} - n - \gamma_1) + \\ &+ \frac{U_c(n + \gamma_1) - 0.5 R_{я} i_{я}(n + \gamma_1) - e_{я}}{z_{я}} \sin \bar{\omega}_2(\bar{t} - n - \gamma_1)) e^{-0.5 \alpha(\bar{t} - n - \gamma_1)}, \\ &n + \gamma_1 \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1 + \gamma_2. \end{aligned} \quad (7)$$

$$u_c(\bar{t}) = e_{я} + ((U_c(n + \gamma_1) - e_{я}) \cos \bar{\omega}_2(\bar{t} - n - \gamma_1) +$$



$$+ \left. \frac{(U_c(n + \gamma_1) - e_\gamma)R_\gamma + 2\frac{L_\gamma}{C}i_\gamma(n + \gamma_1)}{2z_\gamma} \sin \bar{\omega}_2(\bar{t} - n - \gamma_1) \right\} e^{-0.5\alpha(t-n-\gamma_1)},$$

$$n + \gamma_1 \leq \bar{t} \leq n + \gamma_1 + \gamma_2, \quad (8)$$

$$i_\gamma(\bar{t}) = -\frac{e_\gamma}{R_\gamma} + \left( \frac{e_\gamma}{R_\gamma} + i_\gamma(n + \gamma_1 + \gamma_2) \right) e^{-\alpha(t-n-\gamma_1-\gamma_2)},$$

$$n + \gamma_1 + \gamma_2 \leq \bar{t} \leq n + 1, \quad (9)$$

де

$$F'_\gamma = \frac{\omega_k^2(U_{\mathcal{K}} - e_\gamma) + p_2^2(U_c(n) - e_\gamma)}{L_\gamma p_2 z_1}, \quad F''_\gamma = \frac{p_2^2 + \omega_k^2}{z_1},$$

$$B'_\gamma = \frac{(r^2 - m^2 - rp_2)\omega_k^2}{mL_\gamma z_1(r^2 + m^2)}(U_{\mathcal{K}} - e_\gamma) + \frac{(r^2 + m^2 - rp_2)}{L_\gamma m z_1}(U_c(n) - e_\gamma),$$

$$B''_\gamma = \frac{(r - p_2)\omega_k^2 + r(m^2 + r^2) + p_2(m^2 - r^2)}{mz_1},$$

$$C'_\gamma = \frac{(p_2 - 2r)\omega_k^2}{L_\gamma z_1(r^2 + m^2)}(U_{\mathcal{K}} - e_\gamma) - \frac{p_2}{L_\gamma z_1}(U_c(n) - e_\gamma), \quad C''_\gamma = \frac{r^2 + m^2 - \omega_k^2 - 2rp_2}{z_1},$$

$$F'_k = \frac{(1 + p_2 T_\gamma)}{z_1 L_k T_\gamma}(U_{\mathcal{K}} - U_c(n)) + \frac{\omega_k^2}{p_2 z_1 L_\gamma}(U_{\mathcal{K}} - e_\gamma), \quad F''_k = C''_k = \frac{\omega_k^2}{z_1},$$

$$B'_k = \frac{(r^2 + m^2 - rp_2)T_\gamma + r - p_2}{L_k T_\gamma m z_1}(U_{\mathcal{K}} - U_c(n)) + \frac{(r^2 - m^2 - rp_2)\omega_k^2}{m z_1 L_\gamma(m^2 + r^2)}(U_{\mathcal{K}} - e_\gamma), \quad B''_k = \frac{(r - p_2)\omega_k^2}{m z_1},$$

$$C'_k = \frac{1 + p_2 T_\gamma}{L_k T_\gamma z_1}(U_{\mathcal{K}} - U_c(n)) + \frac{(2r - p_2)\omega_k^2}{z_1 L_\gamma(m^2 + r^2)}(U_{\mathcal{K}} - e_\gamma),$$

$$F'_c = \frac{(1 + p_2 T_\gamma)\omega_k^2}{p_2 T_\gamma z_1}(U_{\mathcal{K}} - U_c(n)) + \frac{\omega_{k\gamma}^2}{z_1}(e_\gamma - U_c(n)), \quad F''_c = -\frac{p_2}{C z_1},$$

$$B'_c = \left( \frac{r^2 - m^2 - rp_2}{T_\gamma(r^2 + m^2)} + r - p_2 \right) \frac{\omega_k^2}{m z_1}(U_{\mathcal{K}} - U_c(n)) + \frac{r - p_2}{m z_1} \omega_{k\gamma}^2 (e_\gamma - U_c(n)), \quad C''_c = \frac{p_2}{z_1 C},$$

$$C'_c = \frac{(p_2 - 2r - (r^2 + m^2)T_\gamma)\omega_k^2}{z_1 T_\gamma(r^2 + m^2)}(U_{\mathcal{K}} - U_c(n)) + \frac{\omega_{k\gamma}^2}{z_1}(U_c(n) - e_\gamma), \quad B''_c = \frac{rp_2 - r^2 - m^2}{m z_1 C},$$

$$\omega_k = \frac{1}{\sqrt{L_k C}}, \quad \omega_{k\gamma} = \frac{1}{\sqrt{L_\gamma C}}, \quad T_\gamma = \frac{L_\gamma}{R_\gamma}, \quad p_2 = -\left( -D + \frac{1}{3T_\gamma} \right), \quad r = -\left( \frac{1}{2}D + \frac{1}{3T_\gamma} \right), \quad m = \frac{\sqrt{3}}{2}D',$$

$$z_1 = (p_2 - r)^2 + m^2 = (r - p_2)^2 + m^2, \quad D = \frac{1}{6}A - \frac{2\left(\omega_{k\gamma}^2 + \omega_k^2 - \frac{1}{3T_\gamma^2}\right)}{A},$$

$$D' = \frac{1}{6}A + \frac{2\left(\omega_{k\gamma}^2 + \omega_k^2 - \frac{1}{3T_\gamma^2}\right)}{A},$$

$$A = \sqrt[3]{\frac{1}{T_{\text{я}} \left( 36(\omega_{\text{кя}}^2 - 2\omega_k^2) - \frac{8}{T_{\text{я}}^2} + 12\omega_k^2 \sqrt{3 \left( 4T_{\text{я}}^2 \omega_k^2 (k+1)^3 - k(k+20) + 8 + \frac{4}{T_{\text{я}}^2 \omega_k^2} \right)} \right)}, k = \frac{L_k}{L_{\text{я}}},$$

$$\alpha_1 = Tp_2, \alpha_2 = Tr, \bar{\omega}_1 = \omega_1 T, \omega_1 = m, \gamma_1 = \frac{\Delta t_1}{T}, \Delta t_1 = t_1 - t_0, \omega_2 = \sqrt{\omega_{\text{кя}}^2 - \frac{1}{4T_{\text{я}}^2}},$$

$$z_{\text{я}} = L_{\text{я}} \omega_2 = \sqrt{\frac{L_{\text{я}}}{C} - \frac{R_{\text{я}}^2}{4}}, \alpha = \frac{T}{T_{\text{я}}}, \bar{\omega}_2 = \omega_2 T, \gamma_2 = \frac{\Delta t_2}{T}, \Delta t_2 = t_2 - t_1,$$

$$u_c(n + \gamma_1) = -\frac{\omega_k^2 (U_{\text{ж}} - U_c(n))}{p_2 T_{\text{я}} (r^2 + m^2)} + F_c' e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B_c' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_c' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} +$$

$$+ i_{\text{я}}(n) (F_c'' e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B_c'' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_c'' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1}),$$

$$i_{\text{я}}(n + \gamma_1) = -\frac{\omega_k^2 (U_{\text{ж}} - e_{\text{я}})}{L_{\text{я}} p_2 (r^2 + m^2)} + F_{\text{я}}' e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B_{\text{я}}' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_{\text{я}}' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} +$$

$$+ i_{\text{я}}(n) (F_{\text{я}}'' e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B_{\text{я}}'' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_{\text{я}}'' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1})$$

$$i_{\text{я}}(n + \gamma_1 + \gamma_2) = \left( i_{\text{я}}(n + \gamma_1) \cos \bar{\omega}_2 \gamma_2 + \frac{U_c(n + \gamma_1) - 0.5 R_{\text{я}} i_{\text{я}}(n + \gamma_1) - e_{\text{я}}}{z_{\text{я}}} \sin \bar{\omega}_2 \gamma_2 \right) e^{-0.5 \alpha \gamma_2};$$

$T$  – період роботи ключа КРПІ;

$i_{\text{я}}(n)$ ,  $U_c(n)$  – струм якоря та напруга на конденсаторі контуру на початку першого інтервалу роботи КРПІ;

Підставивши в (9) значення  $\bar{t} = n + 1$  та вирішивши отримане різницеве рівняння, знайдений струм на початку “ $n$ ”-го періоду комутації

$$i_{\text{я}}(n) = A(\gamma) \frac{1 - B(\gamma)^n}{1 - B(\gamma)}, \quad (10)$$

де

$$A(\gamma) = -\frac{e_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} + \left[ \frac{e_{\text{я}}}{R_{\text{я}}} + \left[ \left( -\frac{\omega_k^2 (U_{\text{ж}} - e_{\text{я}})}{L_{\text{я}} p_2 (r^2 + m^2)} + F_{\text{я}}' e^{\alpha_1 \gamma_1} + \right. \right. \right.$$

$$\left. \left. + (B_{\text{я}}' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_{\text{я}}' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} \right] \cos \bar{\omega}_2 \gamma_2 + \right.$$

$$\left. + \left[ -\frac{\omega_k^2 (U_{\text{ж}} - U_c(n))}{(r^2 + m^2) T_{\text{я}} p_2} + F_c' e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B_c' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_c' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} - \right. \right.$$

$$\left. - 0.5 R_{\text{я}} \left( -\frac{\omega_k^2 (U_{\text{п}} - e_{\text{я}})}{L_{\text{я}} p_2 (r^2 + m^2)} + F_{\text{я}}' e^{\alpha_1 \gamma_1} + \right. \right.$$

$$\left. \left. + (B_{\text{я}}' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_{\text{я}}' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} - e_{\text{я}} \right] \frac{\sin \bar{\omega}_2 \gamma_2}{z_{\text{я}}} \right] e^{-0.5 \alpha \gamma_2} \right] e^{-\alpha(1 - \gamma_1 - \gamma_2)},$$

$$B(\gamma) = \left( (F_{\text{я}}'' e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B_{\text{я}}'' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_{\text{я}}'' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1}) \cos \bar{\omega}_2 \gamma_2 + \right.$$

$$\left. + [F_c'' e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B_c'' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_c'' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1} - \right.$$

$$\left. - 0.5 R_{\text{я}} (F_{\text{я}}'' e^{\alpha_1 \gamma_1} + (B_{\text{я}}'' \sin \bar{\omega}_1 \gamma_1 + C_{\text{я}}'' \cos \bar{\omega}_1 \gamma_1) e^{\alpha_2 \gamma_1}) \right] \frac{\sin \bar{\omega}_2 \gamma_2}{z_{\text{я}}} \right) e^{-\alpha(1 - \gamma_1 - 0.5 \gamma_2)}.$$

Значення усталеного струму на початку періоду переключення знайдено, підставивши у (10)  $n \rightarrow \infty$ :

$$i_{я}(n) = i_{яy}(t_0) = \frac{A(\gamma)}{1 - B(\gamma)}.$$

Для знаходження струму в міжкомутаційні інтервали підставлено у вирази (4), (7), (9)  $\bar{t} = n + \varepsilon$ , де  $\varepsilon = \Delta t / T$  – параметр зміщення решітчастої функції, і отримано

$$i_{я1}(\varepsilon) = I_{11}(\varepsilon) + i_{я}(n)I_{12}(\varepsilon), \quad 0 \leq \varepsilon \leq \gamma_1, \quad (11)$$

$$i_{я2}(\varepsilon) = (I_{21}(\varepsilon) + i_{я}(n)I_{22}(\varepsilon))e^{-0.5\alpha(\varepsilon - \gamma_1)}, \quad \gamma_1 \leq \varepsilon \leq \gamma_1 + \gamma_2 \quad (12)$$

$$i_{я3}(\varepsilon) = -\frac{e_{я}}{R_{я}} + (I_{31} + i_{я}(n)I_{32})e^{-\alpha(\varepsilon - \gamma_1 - \gamma_2)}, \quad \gamma_1 + \gamma_2 \leq \varepsilon \leq 1 \quad (13)$$

Для знаходження пульсацій струму в усталеному режимі знайдено максимальне значення струму якоря. Для цього в (12) підставлено  $\varepsilon = \gamma_1 + \gamma_2$ , а також значення усталеного струму якоря  $i_{яy}(t_0)$ . В результаті отримали

$$i_{ям} = (I_{21}(\gamma_1 + \gamma_2) + i_{яy}(t_0)I_{22}(\gamma_1 + \gamma_2))e^{-0.5\alpha\gamma_2}.$$

Розмах амплітуди пульсацій струму якоря  $\Delta i_{я} = i_{ям} - i_{яy}(t_0)$ .

Знайдено усталене значення постійної складової струму навантаження шляхом інтегрування струмів на трьох комутаційних інтервалах (11), (12), (13).

Результати розрахунку електромагнітних процесів, що наведені вище, дійсні і для двопівперіодного перетворювача, який легко отримати з однопівперіодного шляхом закорочування діода  $D_I$  (див. рис. 1). В цьому випадку через силовий ключ буде протікати струм не тільки в прямому, а і у зворотному напрямку і перший інтервал роботи КРІП закінчується в момент досягнення нуля від'ємною півхвилиною струму контуру. ДП перетворювач привабливий більш простою схемою і більшим к.к.д., але разом з тим і має недолік – більша амплітуда і змінна складова струму контуру, що обумовлює більш жорсткі вимоги до силового ключа і мережі живлення.

Тривалість першого інтервалу перетворювача знаходиться шляхом розрахунку моменту досягнення нуля додатньою півхвилиною струму контуру для ОП перетворювача і досягнення нуля від'ємною півхвилиною – для ДП КРІП. Тривалість другого інтервалу визначається моментом досягнення нуля напруги на конденсаторі контуру.

За отриманими виразами електромагнітних процесів можна проводити розрахунок КРІП-ПНС з навантаженням у вигляді ДПС.

За допомогою чисельних методів розраховано вплив проти-е.р.с. якоря на тривалість першого та другого комутаційного інтервалів. Розрахунок показав, що у ОП КРІП ці інтервали значно залежать від проти-е.р.с. Так, тривалість першого інтервалу може змінитися в два рази, що призведе до вимикання ключа під час максимального струму, а не за нульового; тривалість другого інтервалу при цьому змінюється в декілька разів. Особливість, що відмічена, обумовлює необхідність примусового збереження режиму переключення силового транзистора ОП КРІП

під час нульового струму, що досягається за допомогою відповідних схемотехнічних рішень. У ДП КРІП-ПНС тривалість першого інтервалу практично не залежить від проти-е.р.с. і визначається, в основному, сталою часу резонансного контуру. Разом з тим характер залежності тривалості другого комутаційного інтервалу від проти-е.р.с. якоря залишився таким же, як і для ОП КРІП, однак тривалість цього інтервалу зменшилась в декілька разів. Таким чином на високих частотах необхідно використовувати двопівперіодні КРІП-ПНС, в яких збільшення робочої частоти досягається за рахунок зменшення тривалості другого комутаційного інтервалу.

Для уточнення теоретичних результатів було проведено електронне моделювання і експеримент на макеті перетворювача.

Моделювання проводилось на комп'ютері в програмі PSpice, що входить до пакету програм Orcad 9.2. Схема для моделювання аналогічна рис.1. В якості системи керування використовувався генератор прямокутних імпульсів. Моделі пасивних компонентів ідеальні, а напівпровідникових компонентів максимально наближені до реальних, побудовані з врахуванням характеристик напівпровідникових приборів.

Експериментальний КРІП базується на схемі, рис.1. Використовувалися наступні елементи: ДПС – HSM150, транзистор – BUZ10, діоди – MBR2535CT, конденсатор контуру ємністю 39 нФ, індуктивність контуру 0.25 мкГн. Транзистор керувався від генератора Г5-56 через драйвер на мікросхемі MC34152. Напруга живлення – 24В. Максимальна робоча частота експериментального КРІП-ПНС – 2 МГц.

Під час моделювання і експерименту для ОП і ДП КРІП-ПНС були отримані графіки і осцилограми струмів контуру і якоря, напруги на конденсаторі контуру в момент пуску і в усталеному режимі, пульсації вихідного струму. Результати, що отримані під час моделювання і експерименту, збігаються з теоретичними результатами з похибкою не більше 10%.

Також під час моделювання і експерименту було проведено дослідження спектру струму, що споживається з мережі живлення, для ШП, ОП і ДП КРІП-ПНС. Це дослідження показало, що КРІП має кращу електромагнітну сумісність з мережею в порівнянні з ШП. Із квазірезонансних ІП кращою сумісністю з мережею володіє двопівперіодний КРІП.

Результати дослідження пульсацій вихідного струму КРІП-ПНС показали, що з невеликим навантаженням ОП перетворювач має меншу амплітуду пульсацій струму, ніж ДП КРІП-ПНС, а з великим навантаженням – навпаки. Амплітуда пульсацій струму ДП перетворювача менше залежить від коливання навантаження і частоти переключення, ніж у ОП КРІП-ПНС.

В приводах АТМЗ доцільно використання двопівперіодних КРІП. В цьому випадку збільшується частота перетворення, знижуються завади, що розповсюджуються по мережі і в ефір, підвищується к.к.д. перетворювача.

**У третьому розділі** розглянуті статичні характеристики КРІП-ПНС з ДПС, виявлено вплив КРІП на механічні характеристики та пульсації швидкості ДПС.

Оскільки електродвигун живиться від імпульсного джерела, то для цього випадку його механічні характеристики називають імпульсними. Для їх знаходження розділено ліву та праву частину виразів (11, 12, 13) на струм короткого замикання  $I_{K3}=U_{ж}/R_{я}$  і в результаті отримані відносні значення струму якоря для різних часових інтервалів:  $\overline{i_{я1}}(\varepsilon)$  для  $0 \leq \varepsilon \leq \gamma_1$ ,  $\overline{i_{я2}}(\varepsilon)$  для  $\gamma_1 \leq \varepsilon \leq \gamma_1 + \gamma_2$ ,  $\overline{i_{я3}}(\varepsilon)$  для  $\gamma_1 + \gamma_2 \leq \varepsilon \leq 1$ . Середнє значення струму у відносних одиницях

$$\overline{I_{я}} = \int_0^1 \overline{i_{я}}(\varepsilon) d\varepsilon = \int_0^{\gamma_1} \overline{i_{я1}}(\varepsilon) d\varepsilon + \int_{\gamma_1}^{\gamma_1+\gamma_2} \overline{i_{я2}}(\varepsilon) d\varepsilon + \int_{\gamma_1+\gamma_2}^1 \overline{i_{я3}}(\varepsilon) d\varepsilon \quad (14)$$

Враховавши у виразі (14) те, що відносна швидкість  $\overline{\Omega} = \Omega/\Omega_0 = e_{я}/U_{п} = \overline{e_{я}}$ , а момент  $\overline{M} = M/M_{K3} = I_{я}/I_{K3} = \overline{I_{я}}$ , і вирішивши отриманий вираз відносно  $\overline{\Omega}$ , знайдено рівняння для імпульсної механічної характеристики  $\overline{\Omega} = f(\overline{M})$  без врахування залежності тривалості першого і другого комутаційних інтервалів ( $t_1, t_2$ ) від проти-е.р.с. Тому отримані імпульсні механічні характеристики, як у звичайного ДПС з ШП (прямі лінії з перетином в одній точці), однак, вони м'якші, оскільки в силовій ланці КРП присутній резонансний контур. Зі зменшенням частоти роботи КРП, що еквівалентно зменшенню шпаруватості імпульсів, жорсткість механічних характеристик збільшується. Це пояснюється тим, що зі зменшенням частоти збільшується тривалість третього інтервалу, на якому двигун закорочений відкритим зворотним діодом  $D_0$ , а це призводить до зміни (збільшення) електричної сталої часу ланки, так як на першому і другому інтервалах в ланку якоря включений ще і резонансний контур.

Механічні характеристики з урахуванням проти-е.р.с. двигуна побудовані з використанням чисельних методів. Для цього вирішувалась система рівнянь, з прирівняних до нуля виразів (5), (8) і виразу  $\overline{\Omega} = f(\overline{M})$ . Із перших двох виразів знаходилась тривалість першого і другого інтервалів роботи КРП, а із останнього – проти-е.р.с. ДПТ. Вирішуючи дану систему для різних значень частоти роботи ОП КРП-ПНС і різних значень відносного моменту знайдені значення відносної швидкості у відповідних точках, по яких побудовані імпульсні механічні характеристики (рис. 3), за наступних параметрів:

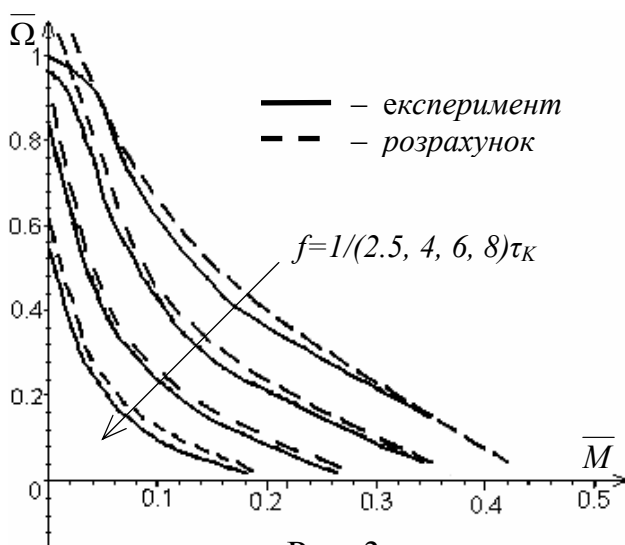


Рис. 3

рив:  $R_{я}=1$  Ом,  $L_{я}=90$  мкГн,  $L_{к}=0.25$  мкГн,  $C_{к}=0.039$  мкФ,  $\tau_{к}=0.31$  мкс. Під час їх побудування теоретичні характеристики були зміщені вліво на величину відносного статичного моменту. Механічні характеристики нелінійні і подібні відповідним характеристикам ДПС з послідовним збудженням. Нелінійність пов'язана зі специфікою КРП як ланки силової частини, що проявляється, зокрема, в непостійності тривалості першого і другого інтервалів роботи КРП зі зміною навантаження.

Також досліджені імпульсні механі-

чні характеристики ДПС з ДП КРІП-ПНС. Для них характерна більша жорсткість і більша зона лінійності, в порівнянні з ОП КРІП. Ця особливість пояснюється тим, що у ДП схемі електромагнітна енергія, яка накопичена в контурі, передається до джерела живлення. Таким чином, можна заключити, що ДП перетворювач має переваги для використання в АТМЗ. Його використання дозволить зменшити необхідний динамічний діапазон системи в процесі керування для стабілізації швидкості.

Дослідження пульсацій швидкості ДПС показало, що зі зміною частоти роботи перетворювача форма пульсацій швидкості залишається постійною. Змінюється тільки тривалість додатньої півхвилі пульсацій швидкості та її амплітуда. Форма пульсацій не залежить від виду перетворювача (ОП чи ДП КРІП), але у ДП КРІП-ПНС амплітуда пульсацій менша.

Встановлено, що амплітуда пульсацій швидкості в розробленому макеті КРІП-ПНС з ДПС в гіршому випадку не перевищує 1% для ДП і 10% для ОП КРІП. За номінального режиму ( $M_H=0.5$ ,  $f/f_K=3$ ) амплітуда пульсацій ОП і ДП КРІП складає менше 0.6%.

Аналізуючи отримані результати, зроблено висновок, що ДП КРІП-ПНС має переваги за рівнем пульсацій швидкості ДПС. Їх залежність з ДП КРІП-ПНС від частоти та навантаження менше помітна, ніж у ОП КРІП. Пульсації та момент ДПТ з ДП КРІП слабо залежать від проти-е.р.с якоря, і від частоти обертання. В свою чергу ДПС з ОП КРІП розвиває більший момент на низькій частоті обертання, однак зі зростанням цієї частоти момент знижується і стає менше, ніж у ДПС з ДП КРІП.

Отримані результати свідчать про те, що для прецизійного електроприводу доцільно використовувати ДП КРІП.

**У четвертому розділі** проведено оптимізацію КРІП-ПНС з ДПС по швидкодії за допомогою принципу максимуму Понтрягіна. Виконана оптимізація систем керування КРІП для позиціонування і розгону.

Для оптимізації системи для позиціонування по принципу максимуму знайдений закон зміни сигналу керування КРІП-ПНС, який забезпечує відпрацювання кутового переміщення  $\theta$  з початкового положення до кінцевого за мінімальний час без перерегулювання і знайдений мінімальний час переходу з початкового в кінцеве положення. Аналіз виконано по постійній складовій, так як діапазон робочих частот КРІП (сотні кілогерц – одиниці мегагерц) значно більше власної частоти ДПС. За такого припущення помилка не перевищила 10%. В якості змінних стану прийняті струм, частота обертання і кут повороту якоря ДПС, а в якості змінної керування – напруга на якорі ДПС. Введені відповідні позначення:  $i_{\text{я}}=x_1$ ,  $\Omega=x_2$ ,  $\theta=x_3$ ,  $u_{\text{я}}=u$  і обмеження на керуючий вплив:  $|u| \leq u_{\text{max}}$ . Для роботи перетворювача в безпечному режимі, накладено обмеження і на струм якоря:  $|x_1| \leq i_{\text{max}}$ .

У відповідності зі структурною схемою ДПС, рис. 4, і прийнятими позначеннями, справедлива наступна система рівнянь:

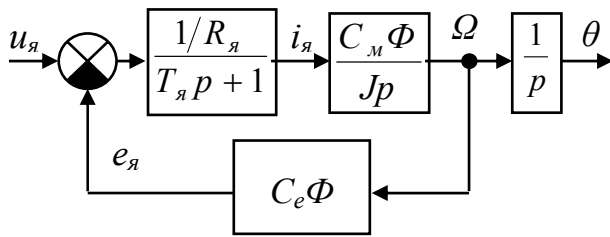


Рис. 4. Структурна схема ДПС

$$\left. \begin{aligned} \frac{dx_1}{dt} &= \frac{1}{L_{\text{я}}} u - \frac{1}{T_{\text{я}}} x_1 - \frac{C_e \Phi}{L_{\text{я}}} x_2, \\ \frac{dx_2}{dt} &= \frac{C_{\text{м}} \Phi}{J} x_1, \\ \frac{dx_3}{dt} &= x_2, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Для нульових початкових умов оптимальний керуючий вплив, що розрахований по системі рівнянь (15) через допоміжну функцію Гамільтона має вигляд:

$$u = u_{\max} \text{sign} \left( \frac{L_{\text{я}}}{C_e \Phi} \left[ p_1 C_1 e^{-p_1 t} + p_2 C_2 e^{-p_2 t} + C_3 \right] \right), \quad (16)$$

де  $p_{1,2} = \frac{1}{2} \left( -\frac{1}{T_{\text{я}}} \pm \sqrt{\frac{1}{T_{\text{я}}^2} - 4 \frac{C_e C_{\text{м}} \Phi^2}{L_{\text{я}} J}} \right)$ ;  $C_1, C_2, C_3$  – константи інтегрування.

Для випадку, коли струм якоря не досягає граничного значення, криві для керуючого впливу і змінних стану приведені на рис. 5а. У відповідності з теоремою про  $n$  інтервалів кількість переключень керуючого впливу буде не більше трьох. Для випадку відсутності збурюючих впливів і незмінних параметрах системи тривалості кожного керуючого інтервалу  $\Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3$ , знаходяться шляхом числового розв'язку системі трансцендентних рівнянь (17).

Аналогічним чином виконана оптимізація за швидкодією системи керування КРП для розгону ДПС до швидкості  $\Omega_0$  з урахуванням обмеження струму якоря. Криві для цього випадку зображені на рис. 5б.

$$\left. \begin{aligned} \Delta t_1 &= \frac{\theta_0 C_e \Phi}{u_{\max}} + \Delta t_2 - \frac{1}{p_1} \ln \left( \frac{1}{2} \frac{e^{p_1 \left( 2\Delta t_2 + \frac{\theta_0 C_e \Phi}{u_{\max}} \right)} - 1}{e^{p_1 \Delta t_2} - 1} \right), \\ \Delta t_1 &= \frac{\theta_0 C_e \Phi}{u_{\max}} + \Delta t_2 - \frac{1}{p_2} \ln \left( \frac{1}{2} \frac{e^{p_2 \left( 2\Delta t_2 + \frac{\theta_0 C_e \Phi}{u_{\max}} \right)} - 1}{e^{p_2 \Delta t_2} - 1} \right), \\ \Delta t_3 &= \Delta t_2 - \Delta t_1 + \theta_0 \frac{C_e \Phi}{u_{\max}}. \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Керуючий вплив на другому інтервалі для рис. 5б:

$$u_2(t) = \left( R_{\text{я}} + \frac{C_{\text{м}} C_e \Phi^2}{J} (t - \Delta t_1) \right) i_{\max} + u_{\max} \left( \frac{p_2 e^{p_1 \Delta t_1} - p_1 e^{p_2 \Delta t_1}}{p_1 - p_2} + 1 \right). \quad (18)$$

Для формування керуючого впливу за допомогою КРП-ПНС, необхідно по регулювальній характеристиці перетворювача визначити частоту імпульсів керування для кожного значення керуючого впливу.

Комплекс запропонованих заходів дозволяє реалізувати теоретичні рекомендації, для досягнення граничної швидкодії електроприводів АТМЗ.

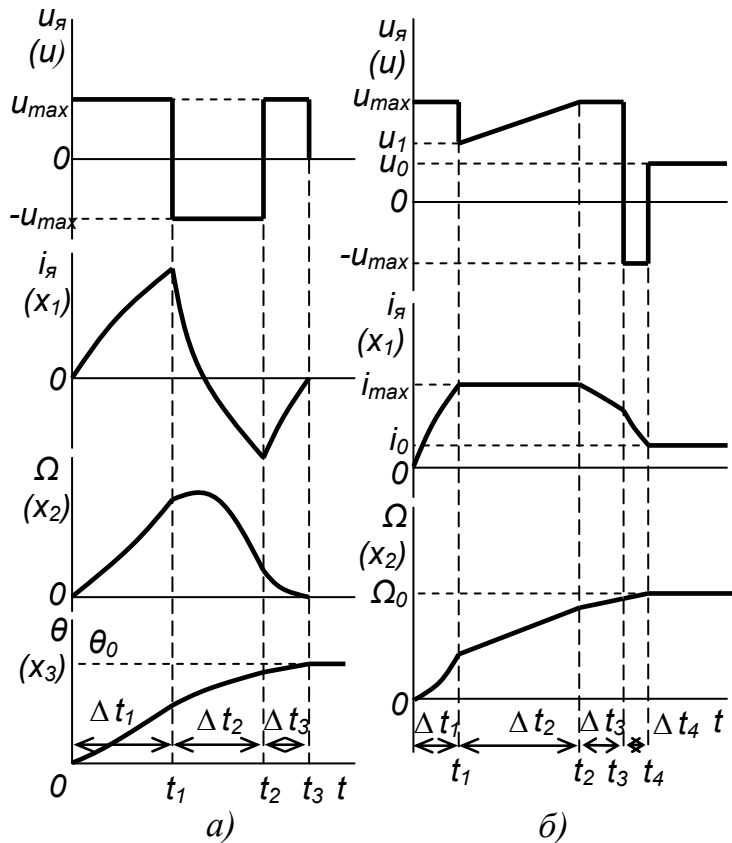


Рис. 5

Результати розрахунку оптимального керування були перевірені на макеті КРІП-ПНС з ДПС, розбіжність склала не більше 10%.

У п'ятому розділі на базі теоретичних і практичних результатів, які отримані в попередніх розділах, розроблено реверсивний ДП КРІП-ПНС для електроприводу постійного струму, що працює від джерела постійної напруги, з цифровою системою керування на програмованій логічній інтегральній мікросхемі (ПЛІС).

Силова частина перетворювача (рис.6) складається з двох ДП КРІП-ПНС, які включені зустрічно-паралельно і кожен з яких працює на відповідному часовому інтервалі.

Розроблена та випробувана силова частина ДП реверсивного КРІП-ПНС для живлення ДПС має потужність 200Вт з к.к.д. не менше 90%. Напруга живлення – 15...30В (номінальна – 24В). Максимальна робоча частота перетворювача близько 2 МГц.

Запропоновано варіант комбінованої силової частини ДП реверсивного КРІП, з переключенням як при нульовому струмі, так і при нульовій напрузі, що дозволяє підвищити к.к.д. до 95%.

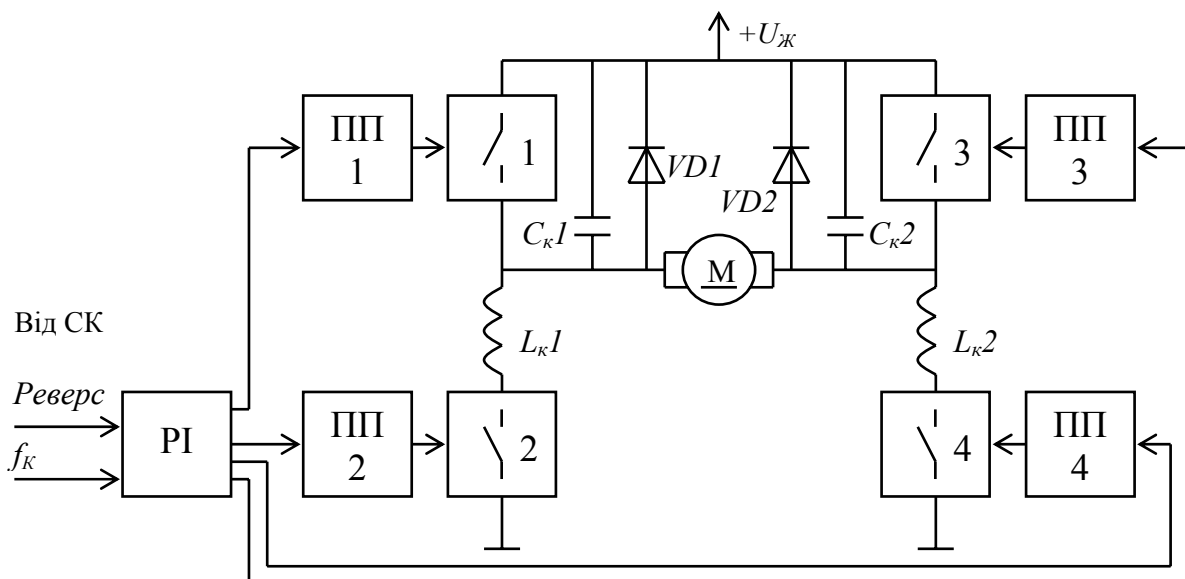


Рис. 6. Функціональна схема силової частини реверсивного КРІП-ПНС



На базі розробленого ДП реверсивного КРІП-ПНС і цифрової системи керування, що виконана на ПЛІС FLEX 10K20 фірми ALTERA, створена і випробувана система електроприводу для позиціонування магнітних голівок. Приведені результати випробувань, які підтвердили попередні теоретичні висновки про доцільність використання КРІП-ПНС у системах електроприводу.

На базі ДП реверсивного КРІП-ПНС і цифрової системи керування з ФАПЧ, що виконана на вищезгаданій ПЛІС, розроблена і випробувана система електроприводу для апарату точного магнітного запису, яка забезпечує стабільність швидкості обертання якоря двигуна за один оберт з похибкою 0.01% в широкому діапазоні зміни навантаження і напруги живлення.

У додатках наведено моделі напівпровідникових компонентів програми PSpice; вираз для механічної характеристики ДПС з живлення від КРІП-ПНС; схеми систем керування; параметри двигуна постійного струму HSM150; акти про використання результатів дисертаційної роботи; фотографії макету реверсивного ДП КРІП-ПНС з ДПС.

### ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі вирішена актуальна науково-технічна задача покращення параметрів точного електроприводу постійного струму і збільшення якості електроенергії в мережі. Проведений аналіз квазірезонансних імпульсних перетворювачів з перемиканням при нульовому струмі з навантаженням у вигляді двигуна постійного струму та отримані нові науково обґрунтовані теоретичні та практичні результати мають суттєве значення для подальшого розвитку теорії імпульсних перетворювачів та створення на їх основі нових перетворювачів підвищеної якості для використання в точному електроприводі постійного струму. Основні наукові та практичні результати полягають в наступному.

1. Обґрунтовано необхідність подальшого розвитку теорії і практики квазірезонансних імпульсних перетворювачів з навантаженням у вигляді двигуна постійного струму. Отримані результати дозволяють створити нові КРІП-ПНС для використання в точному електроприводі постійного струму з метою підвищення його якісних показників.

2. Досліджено електромагнітні процеси у КРІП-ПНС з ДПС, встановлено їх вид і характер у вигляді математичних виразів, що зв'язують між собою параметри перетворювача та двигуна. Отримані вирази дозволяють врахувати специфіку КРІП-ПНС, як ланки системи точного електроприводу постійного струму.

3. Встановлено, що під впливом проти-е.р.с якоря ДПС у однопівперіодного КРІП-ПНС змінюється тривалість першого комутаційного інтервалу в два рази а другого – в декілька разів, що вказує на необхідність застосування схеми контролю проходження струму ключа через нуль для збереження режиму перемикання КРІП при нульовому струмі. В двопівперіодному КРІП-ПНС тривалість першого комутаційного інтервалу практично не залежить від проти-е.р.с. якоря і в цьому випадку нема необхідності контролювати проходження струму силового ключа через нуль.

4. Проаналізовано вплив КРІП-ПНС на статичні характеристики ДПС. Встановлено, що при використанні КРІП-ПНС для живлення ДПС імпульсні механічні

характеристики останнього нелінійні та м'якші ніж у ШП з ДПС, де аналогічні характеристики лінійні. Нелінійність особливо проявляється в діапазоні малих навантажень ( $\bar{M}_H < 0.2$ ). З двопівперіодним КРП-ПНС механічні характеристики жорсткіші, ніж з однопівперіодним КРП-ПНС, а рівень пульсацій швидкості ДПС менше та слабо залежить від навантаження.

5. Доведено ефективність оптимізації системи керування КРП-ПНС за швидкодією з використанням принципу максимуму Понтрягіна. Показано, що для позиціонування за мінімальний час необхідно сформулювати три інтервали керуючого впливу: максимального за амплітудою зі зміною знаку на сусідніх інтервалах. Розраховані відповідні рівні та моменти переключення керуючого впливу.

6. Обґрунтовано доцільність використання КРП-ПНС в точному електроприводі та розроблені відповідні рекомендації. При цьому, в порівнянні з ШП, покращується електромагнітна сумісність з мережею живлення, забезпечується менший рівень завад і кращі енергетичні та масогабаритні показники.

7. Розроблено зразки реверсивного КРП-ПНС потужністю 200 Вт для живлення ДПС з цифровою системою керування на ПЛІС з метою використання їх в системах позиціонування і стабілізації швидкості точного електроприводу (похибка стабілізації середньої швидкості – 0.01%), які рекомендовані до впровадження в дослідне виробництво СНВМП „СОЛІНГ” (м. Київ) та ВАТ „ЧеЗаРа” (м. Чернігів). Теоретичні і практичні результати дисертаційної роботи знайшли застосування в учбовому процесі Чернігівського державного технологічного університету.

8. Вірогідність та обґрунтованість наукових досліджень, висновків та рекомендацій підтверджується узгодженням теоретичних результатів з експериментальними даними та результатами моделювання.

### ПУБЛІКАЦІ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Денисов Ю. А., Ревко А. С., Прохоренко А. Д. Электромагнитная совместимость с сетью стабилизаторов с квазирезонансными импульсными преобразователями // Технічна електродинаміка. Тем. вип. „Системи керування та контролю напівпровідникових перетворювачів”. – 1999. – С. 24 – 27.

2. Денисов Ю. А., Ревко А. С. Анализ электромагнитных процессов в системе квазирезонансный импульсный преобразователь, переключаемый при нулевом токе – двигатель постоянного тока // Технічна електродинаміка. Тем. вип. „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2000. – Ч. 4. – С. 29 – 33.

3. Денисов А. И., Ревко А. С. Квазирезонансные импульсные преобразователи в системах прецизионного электропривода малой мощности // Технічна електродинаміка. Тем. вип. „Проблеми сучасної електротехніки”. – 2004. – Ч. 2. – С. 79 – 82.

4. Ревко А. С. Оптимізація за швидкодією електропривода з квазірезонансним імпульсним перетворювачем для систем позиціонування // Вісник Чернігівського державного технологічного університету. – 2004. – № 21. – С.149 – 156.

5. Ревко А. С. Цифрова система керування двигуном постійного струму з квазірезонансним імпульсним перетворювачем // Технічна електродинаміка. Тем. вип. „Силовая електроніка та енергоефективність”. – 2001. – Ч. 3. – С. 37 – 40.

## АНОТАЦІЇ

Ревко А. С. Квазірезонансні імпульсні перетворювачі для систем точного електроприводу постійного струму. – Рукопис.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук за спеціальністю 05.09.12 – напівпровідникові перетворювачі електроенергії. – Інститут електродинаміки НАН України, Київ, 2004.

Дисертація присвячена подальшому розвитку теорії і практики квазірезонансних імпульсних перетворювачів та розробці на цій основі рекомендацій по створенню нових перетворювачів з підвищеною якістю для використання в точному електроприводі постійного струму. В дисертації вирішена актуальна задача покращення параметрів точного електроприводу постійного струму і збільшення якості електроенергії в мережі В роботі досліджено електромагнітні процеси у квазірезонансному імпульсному перетворювачі з перемиканням при нульовому струмі (КРІП-ПНС) з навантаженням у вигляді двигуна постійного струму (ДПС); визначено умови роботи перетворювача в режимі перемикання при нульовому струмі; знайдено статичні характеристики та пульсації струму і швидкості КРІП-ПНС з ДПС; визначено алгоритм роботи системи керування КРІП-ПНС, оптимальний за швидкодією; проведено комп'ютерне моделювання та експериментальне дослідження КРІП-ПНС з ДПС; розроблено рекомендації по напрямках найбільш ефективного використання КРІП в прецизійному електроприводі; впроваджено теоретичні і експериментальні результати дисертації до учбового процесу та в практику організацій, що займаються розробкою джерел живлення.

Ключові слова: квазірезонансні імпульсні перетворювачі, двигун постійного струму, оптимальне керування, ПЛІС.

Ревко А. С. Квазірезонансные импульсные преобразователи для систем точного электропривода постоянного тока. – Рукопись.

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.09.12 – полупроводниковые преобразователи электроэнергии. – Институт электродинамики НАН Украины, Киев, 2004.

Диссертация посвящена дальнейшему развитию теории и практики квазірезонансных импульсных преобразователей и разработке, на этой основе, рекомендаций по созданию новых преобразователей с повышенным качеством для использования в точном электроприводе постоянного тока.

В диссертации решена актуальная научно-техническая задача улучшения параметров точного электропривода постоянного тока и повышения качества электроэнергии в сети.

В результате выполненного анализа установлено, что применение квазірезонансного импульсного преобразователя переключаемого при нулевом токе (КРИП-ПНТ) в точном электроприводе постоянного тока позволяет уменьшить габариты электропривода за счет высокой частоты преобразования; повысить к.п.д. за счет снижению динамических потерь мощности на силовых ключах, пе-

реключаемых при нулевом токе; снизить пульсации выходного тока и скорости электропривода; улучшить электромагнитную совместимость с питающей сетью.

Установлен вид и характер электромагнитных процессов в КРИП-ПНТ с двигателем постоянного тока (ДПТ). Выполнено исследование спектра потребляемого преобразователем от сети тока, исследованы пульсации выходного тока КРИП-ПНТ с нагрузкой в виде ДПТ. Установлена величина влияния противо-э.д.с. якоря на работу КРИП-ПНТ, разработаны рекомендации по применению КРИП-ПНТ в точном электроприводе. Наиболее эффективно использовать двухполупериодный КРИП-ПНТ, так как у него выше частота преобразования, меньше уровень пульсаций выходного тока, лучшая электромагнитная совместимость с питающей сетью, слабо зависят время первого коммутационного интервала и пульсации выходного тока от нагрузки.

Проанализирован спектр потребляемого из сети тока различными импульсными преобразователями с нагрузкой в виде ДПТ (однополупериодный и двухполупериодный КРИП-ПНТ, широтно-импульсный преобразователь). Подтверждено преимущество КРИП-ПНТ перед широтно-импульсными преобразователями по электромагнитной совместимости с сетью. Среди квазирезонансных преобразователей лучшей электромагнитной совместимостью обладает двухполупериодный КРИП-ПНТ.

Исследование импульсных механических характеристик ДПТ с однополупериодным и двухполупериодным КРИП-ПНТ без учета влияния нагрузки на коммутационные интервалы показало, что они подобны аналогичным характеристикам ДПТ с питанием от широтно-импульсного преобразователя. При учете влияния противо-э.д.с. якоря ДПТ на длительность первого и второго коммутационного интервалов импульсные механические характеристики становятся существенно нелинейными, подобными механическим характеристикам ДПТ с последовательным возбуждением. Механические характеристики ДПТ с двухполупериодным КРИП-ПНТ жестче и линейнее, чем с однополупериодным КРИП. Исследован характер пульсаций скорости ДПТ с питанием от КРИП-ПНТ. Установлено, что в ДПТ с питанием от двухполупериодного КРИП-ПНТ при номинальной нагрузке уровень пульсаций скорости на порядок меньше, чем в ДПТ с питанием от однополупериодного КРИП-ПНТ.

Проведенная оптимизация КРИП-ПНТ с ДПТ на основе принципа максимума Понтрягина позволила найти условия его максимального быстрогодействия. Определены условия минимальных переходных процессов и найдены алгоритмы управляющего воздействия системы управления КРИП-ПНТ, которые обеспечивают минимальное время переходного процесса при повороте якоря ДПТ на заданный угол и при разгоне его до заданной скорости, с ограничением и без ограничения тока якоря. Для позиционирования за минимальное время необходимо сформировать три интервала управляющего воздействия: максимального по амплитуде и с чередованием знака на соседних интервалах. На первом интервале управляющее воздействие имеет положительный знак. Рассчитаны соответствующие уровни и моменты переключения управляющего воздействия.

Разработана и апробирована силовая часть двухполупериодного реверсивного КРИП-ПНТ для питания ДПТ мощностью 200Вт с к.п.д. не менее 90%. Предложен вариант комбинированной силовой части двухполупериодного реверсивного КРИП, переключаемого как при нулевом токе, так и при нулевом напряжении, который позволяет повысить к.п.д. до 95%. На основе разработанного двухполупериодного реверсивного КРИП-ПНТ и цифровой системы управления с фазовой автоподстройкой частоты, выполненной на ПЛИС, создана и испытана система электропривода для позиционирования и система стабилизации скорости для аппарата точной магнитной записи (погрешность стабилизации средней скорости за оборот не превышает 0.01%).

Проведенное электронное и физическое моделирование квазирезонансных импульсных преобразователей, переключаемых при нулевом токе, с нагрузкой в виде двигателя постоянного тока, подтвердило строгость теоретических расчетов, погрешность составила не более 10%.

Полученные в работе теоретические и практические результаты нашли применение в учебном процессе Черниговского государственного технологического университета по специальностям «Электронные системы» и «Электрические сети и системы», а также в ОАО «ЧеЗаРа» (г. Чернигов) и в СНПМП «СОЛИНГ» (г. Киев).

Ключевые слова: квазирезонансные импульсные преобразователи, двигатель постоянного тока, оптимальное управление, ПЛИС.

Revko A. S. Quasi-resonant pulse converters for systems of precision electric drive with the direct current motor. – Manuscript.

Thesis for Ph.D.'s degree in speciality 05.09.12 – semiconductor converters of electrical energy. – The Institute of Electrodynamics NAS of Ukraine, Kyiv, 2004.

The thesis is dedicated to further development of the theory both practice quasi-resonant pulse converters and development, on this basis, guidelines on making new converters with heightened quality for usage in the precise electric drive of a direct current. In a thesis is explored electromagnetic processes in the quasi-resonant pulse converters, with switching at a zero current (QRC - ZCS) with a load - direct current motor (DC-motor); the static characteristics, current pulsation and velocity a QRC - ZCS with DC-motor are retrieved; the algorithm of system operation of control QRC - ZCS, optimum on speed is defined; the computer simulation and experimental research a QRC - ZCS with DC-motor is conducted; the guidelines on an effective utilization a QRC - ZCS in the precision electric drive are designed; is inserted theoretical and experimental outcomes of a thesis in educational process and in practice of architectures of power supply's, occupied with development.

Key words: Quasi-resonant pulse converters, DC-motor, optimal control, programmable logic device.