

АНАЛІЗ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЧАСТОТИ З ЕЛЕКТРИЧНИМ ТА МАГНІТНИМ ПІДСУМОВУВАННЯМ ВИХІДНИХ НАПРУГ І МАГНІТНИХ ПОТОКІВ

Ищенко І. М., к.т.н., професор кафедри експлуатації суднового електрообладнання та засобів автоматики Херсонської державної морської академії;

Голощанов С. С., к.т.н., доцент кафедри експлуатації суднового електрообладнання та засобів автоматики Херсонської державної морської академії, e-mail: goloscharov46@gmail.com

В більшості систем випрямляч і інвертор зібрані на основі тиристорних і транзисторних модулів. Управління випрямлячем і інвертором здійснюється відповідними схемами, а одержання синусоїдальної напруги здійснюється за допомогою синхронного компенсатора, фільтрів, або забезпеченням широтно-імпульсної модуляції напруги на виході інвертора. Достатньо широке розповсюдження получили схеми, які забезпечують отримання близького до синусоїдального ступінчатого напруження за рахунок електричного підсумовування вихідних напруг декількох інверторів. У роботі поставлено за мету виконати математичний аналіз напівпровідникових перетворювачів частоти з електричним та магнітним підсумовуванням вихідних напруг і магнітних потоків. У роботі доведено, що в перетворювачах з багатофазними інверторами і ТОМП (5–7 фазними) значно спрощуються системи управління і регулювання, а також системи охолодження, що вказує на необхідність проведення порівняних досліджень таких перетворювачів з багаторівневими інверторами. Дослідження показало, що системи охолодження перетворювачів можуть бути виконані на основі примусових повітряних, що значно спрощує виробництво та експлуатацію перетворювачів частоти різного призначення

Ключові слова: асинхронний двигун, інвертор, обмотувальний коефіцієнт.

DOI: 10.33815/2313-4763.2019.1.20.087-096

Вступ. У сучасних автономних системах електропостачання й електроприводів широко використовуються напівпровідникові перетворювачі електроенергії [1, 4, 7, 8]. Це обумовлено як засвоєнням виробництва силових транзисторів і конденсаторів великої потужності, так і рядом суттєвих недоліків властивих тиристорних перетворювачів [5]. До основних з таких недоліків відносяться складність систем управління і труднощі отримання синусоїдальної напруги. У транзисторних перетворювачах суттєво спрощуються системи управління, однак одержування синусоїдальної напруги залишилося актуальним [2, 5].

Актуальність досліджень. У більшості систем випрямляч та інвертор зібрані на основі тиристорних і транзисторних модулів [5]. Управління випрямлячем та інвертором здійснюється за відповідними схемами, а одержання синусоїдальної напруги здійснюється за допомогою синхронного компенсатора, фільтрів, або забезпеченням широтно-імпульсної модуляції напруги на виході інвертора [10].

Достатньо широке розповсюдження одержали схеми, які забезпечують отримання близького до синусоїдального ступінчатого напруження за рахунок електричного підсумовування вихідних напруг декількох інверторів [8].

Ефективним засобом зниження вмісту вищих гармонік і отримання синусоїдальної напруги є багаторазова комутація силових елементів інвертора за половину періода вихідної напруги при модуляції ширини, що заповнює основну хвилю імпульсів по синусоїдальному або наближеному до синусоїдального закону. При цьому можна добитися зниження більшості гармонік [10].

Недоліком цього засобу являються складність пристроїв управління і підвищені динамічні втрати в силових напівпровідникових елементах.

Крім електричного підсумування вихідних напруг інверторів і отримання синусоїдальної напруги використовується метод магнітного підсумування потоків. Найбільш просто цей спосіб здійснюється за допомогою трансформатора з обертаючим магнітним полем (ТОМП) [3, 11].

Мета дослідження – виконати математичний аналіз напівпровідникових перетворювачів частоти з електричним та магнітним підсумовуванням вихідних напруг і магнітних потоків.

Матеріали досліджень. Одним із складних завдань при розробці та дослідженні СЕЕС є узгодження параметрів і характеристик первинних джерел електроенергії і напівпровідникових перетворювачів. У зв'язку з цим проведемо аналіз і визначимо складові потужностей і параметрів перетворювачів.

Основною особливістю роботи джерел змінного струму на напівпровідникові перетворювачі (випрямлячі, інвертори і т.п.) є безперервні повторювані несиметричні перехідні процеси, внаслідок яких джерела змінного струму знаходяться у деякому квазісталому режимі [7].

Безперервно повторювані короткі замикання фаз під час комутації чергуються несиметричним навантаженням у міжкомутаційному інтервалі. При цьому величина напруги на затискачах джерела (генератора) не залишається незмінною. У зв'язку з цим збільшується розрахункова електромагнітна потужність джерела, яка може бути представлена сумою чотирьох складових:

$$S_3 = \sqrt{P_3^2 + Q_3^2 + T_3^2 + H_3^2},$$

де активна потужність трифазного навантаження:

$$P_3 = \frac{U_{AB}}{\sqrt{3}} \sum_{s=A,B,C} I_{sl} \cos \varphi_{sl};$$

- реактивна потужність:

$$Q_3 = \frac{U_{AB}}{\sqrt{3}} \sum_{s=A,B,C} I_{sl} \sin \varphi_{sl};$$

- потужність спотворення трифазного навантаження:

$$T_3 = U_{AB} \sqrt{\sum_{s=A,B,C} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq l}}^{\infty} I_{sk}^2};$$

- потужність несиметрії трифазного навантаження:

$$H_3 = \frac{U_{AB}}{\sqrt{3}} \sqrt{2 \sum_{s=A,B,C} I_{sl}^2 - \sum_{\substack{p,q=A,B,C \\ p \neq q}} I_{pl} I_{ql} \cos(\varphi_{pl} - \varphi_{ql})}.$$

Кут φ_{sl} у виразах активної і реактивної потужностей є зрушення фаз між лінійним струмом і фазною напругою еквівалентного симетричного джерела, з'єднаного у зірку.

Потужність спотворення в свою чергу визначається сумою низькочастотної і високочастотної складових:

$$T_{3H} = U_{AB} \sqrt{\sum_{s=A,B,C} \sum_{k=1}^{l-1} I_{sk}^2};$$

$$T_{3B} = U_{AB} \sqrt{\sum_{s=A,B} \sum_{k=l+1}^{\infty} I_{sk}^2}$$

Розглянемо кожну з складових повної потужності окремо.

Активна потужність (P) визначає кількість електричної енергії, необоротно утворюється за секунду в теплоту або інші форми енергії, і в загальному випадку включає в себе корисну потужність і потужність втрат. Під активною потужністю перетворювача розуміють його активну потужність на виході мережі змінного струму, яка в випрямному режимі дорівнює потужності постійного струму плюс втрати, а в інвертному режимі дорівнює потужності постійного струму мінус втрати в установці.

Для однієї фази ця потужність визначається виразом:

$$= \frac{1}{T} \int_0^T u_{AO} i_A dt,$$

яке при синусоїдальній живлячій напрузі приводить до виду:

$$P = U_{AO} I_{Al} \cos \varphi_{Al},$$

де I_{Al} – діюче значення основної гармоніки струму мережі, а φ_{Al} – фазовий кут цієї гармоніки.

Для трифазного ланцюга при симетричному навантаженні активна потужність визначається наступним виразом:

$$P_3 = \sqrt{3} U_{AB} I_{Al} \cos \varphi_{Al}.$$

Активна потужність, яка споживається складною системою дорівнює сумі активних потужностей окремих елементів системи.

Реактивна потужність Q обумовлена певними властивостями електричного кола, що викликають зсув по фазі кривих струмів і напруг. У напівпровідникових перетворювачах при синусоїдальних напругах джерела ця складова повної потужності обумовлена зміщенням гармоніки струму щодо напруги при збільшенні кута управління елементами перетворювача. Для однієї фази реактивна потужність визначається інтегральним виразом при частоті приведення, яка дорівнює частоті джерела ω_l :

$$Q = -\frac{1}{\omega_l T} \int_0^T i \frac{du}{dt} dt,$$

Яке при синусоїдальній нарузі приводиться до вигляду:

$$Q = U_{AO} I_{Al} \sin \varphi_{Al}.$$

Для трифазного кола при симетричному навантаженні фаз реактивна потужність визначається виразом:

$$Q_3 = \sqrt{3} U_{AB} I_{Al} \sin \varphi_{Al}.$$

Потужність спотворення T – це складова повної потужності, обумовлена наявністю у кривій струму вищих та нижчих гармонік, які відсутні у кривій напруги мережі. У перетворювачах вона створюється струмами вищих і нижчих гармонік, викликаними вентильною дією силових елементів перетворювачів.

Потужність спотворення всієї системи не можна визначити алгебраїчним підсумовуванням потужностей спотворення окремих елементів, оскільки вона обумовлена протіканням струмів різних частот [9].

Потужність несиметрії H – це складова повної потужності, яка виникає тільки в багатофазному колі та обумовлена несиметрією навантаження фаз [7].

При симетричному навантаженні фаз потужність несиметрії дорівнює нулю, і повна потужність дорівнює сумі трьох складових: активної, реактивної і спотворення:

$$S_3 = \sqrt{P_3^2 + Q_3^2 + T_3^2}.$$

Розрахункові значення потужностей перетворювачів дозволяють визначити їх енергетичні коефіцієнти: коефіцієнт потужності, коефіцієнт зсуву, коефіцієнт спотворення і коефіцієнт несиметрії.

Коефіцієнт потужності визначає ступінь використання повної потужності, яка відбирається із мережі і може бути виражений через інші енергетичні коефіцієнти $k_{M3} = k_{c3} k_{i3} k_{H3}$.

Коефіцієнт зсуву k_c характеризує співвідношення між активною і реактивною потужностями. Для трифазних перетворювачів визначається рівністю:

$$k_{c3} = \sqrt{\frac{P_3^2}{P_3^2 + Q_3^2}}.$$

У симетричних трифазних перетворювачах цей коефіцієнт дорівнює косинусу кута зсуву основної гармоніки струму щодо синусоїдальної напруги живлення.

Коефіцієнт спотворення трифазного перетворювача визначається рівністю:

$$k_{из} = \frac{\sqrt{P_3^2 + Q_3^2}}{\sqrt{P_3^2 + Q_3^2 + T_3^2}}$$

Коефіцієнт несиметрії трифазного перетворювача характеризує ступінь несиметрії навантаження фаз і визначається із рівності:

$$k_{нз} = \sqrt{\frac{P_3^2 + Q_3^2 + T_3^2}{S_3^2}}$$

Отримані енергетичні співвідношення і коефіцієнти дозволяють визначити потужність і параметри джерела живлення перетворювачів, їх основні параметри і характеристики. При цьому потужність і параметри первинних джерел електроенергії, в основному синхронних генераторів, необхідно визначати і розраховувати з урахуванням особливостей роботи напівпровідникових перетворювачів. У цьому випадку спрощується вирішення питання забезпечення необхідної якості електроенергії.

Живлення і управління гребних електродвигунів з електрорухом в даний час в більшості випадків забезпечується з допомогою ПЧ, виконуваних, як вже наголошувалося, на сучасних напівпровідникових елементах. При цьому в якості ПЧ застосовуються перетворювачі, виконані за схемами представленим на рисунку 1 [3].

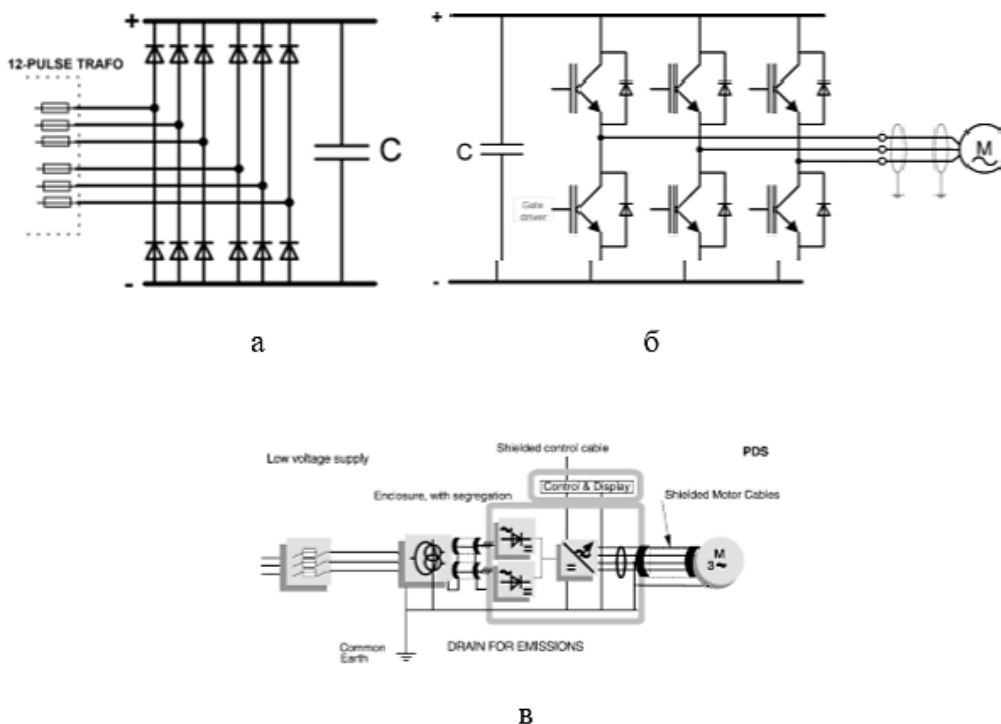


Рисунок 1 – Перетворювач частоти:

а – випрямляч; б – інвертор; в – загальний вид перетворювача частоти

Істотним недоліком розглянутих високовольтних електроприводів є їх велика вартість. Зниження вартості досягається вживанням двохтрансформаторної схеми, в якій подвійна трансформація напруги здійснюється за допомогою того, що знижує і підвищує високовольтних трансформаторів, що дозволяє використовувати для регулювання частоти відносно дешевий низьковольтний перетворювач.

Такі двохтрансформаторні перетворювачі відрізняють відносною дешевизною і простотою практичної реалізації, тому вони часто застосовуються для управління високовольтними електродвигунами в діапазоні потужностей до 1,5 МВт. Основними недоліками двохтрансформаторних перетворювачів є високі масогабаритні характеристики, а також менші в порівнянні з іншими схемами ККД (93–96 %) і надійність.

Багаторівневі перетворювачі частоти відрізняються від розглянутих схем тим, що в них велике число послідовно включених вентилів в плечі використовується для формування вихідної напруги із зменшеними кроками по напрузі.

Це забезпечує кращу форму кривої вихідної напруги, а також зменшує кидки напруги, що покращує режим роботи навантаження і знижує рівень електромагнітних перешкод, що випромінюються перетворювачем. Такі перетворювачі частоти будуються за схемою автономного інвертора напруги (АІН) на IGBT транзисторах.

Найкращі показники мають так звані каскадні багаторівневі перетворювачі частоти (КМПЧ), використовувани без додаткових фільтрів. При напрузі 6 кВ КМПЧ мають 6 однофазних автономних інверторів напруги (АІН) з ізолюваними джерелами постійного струму (ПІТ) на фазу. Вихідна напруга фази КМПЧ має $N=13$ рівнів. Основний недолік таких КМПЧ – висока складність силових і інформаційних ланцюгів перетворювача і, як наслідок, висока вартість [8].

На рис. 2 представлена математична модель однієї фази спрощеного (без схем випрямлення) перетворювача частоти з 6-однофазними АІН на фазу. Схема досить складна, для формування імпульсів, що управляють, в схемі використана так звана мультиплексорна ШИМ.

На рисунках 3 і 4 представлені вихідні напруги перетворювача.

Такі складні багаторівневі схеми перетворювачів використовують переважно для високовольтного обладнання.

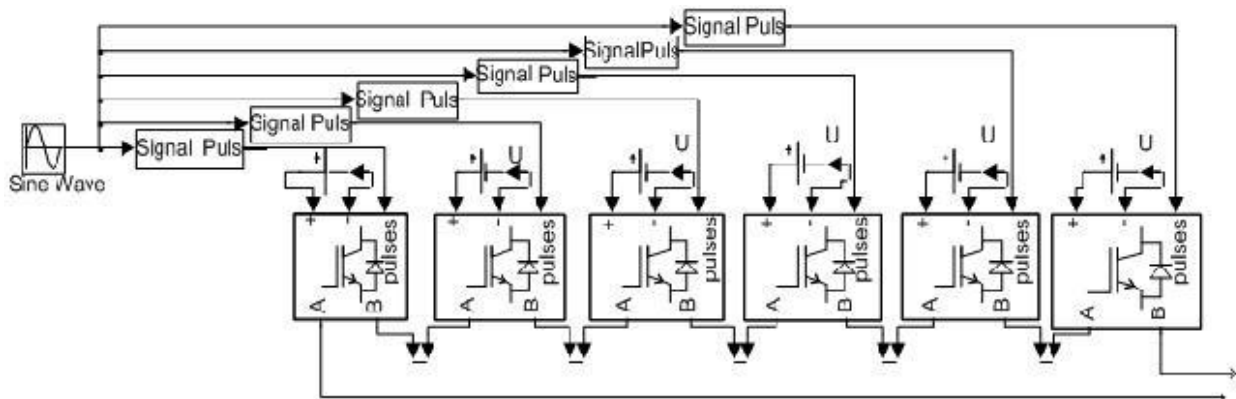


Рисунок 2 – Математична модель однієї фази КМПЧ з шістьма АІН на фазу

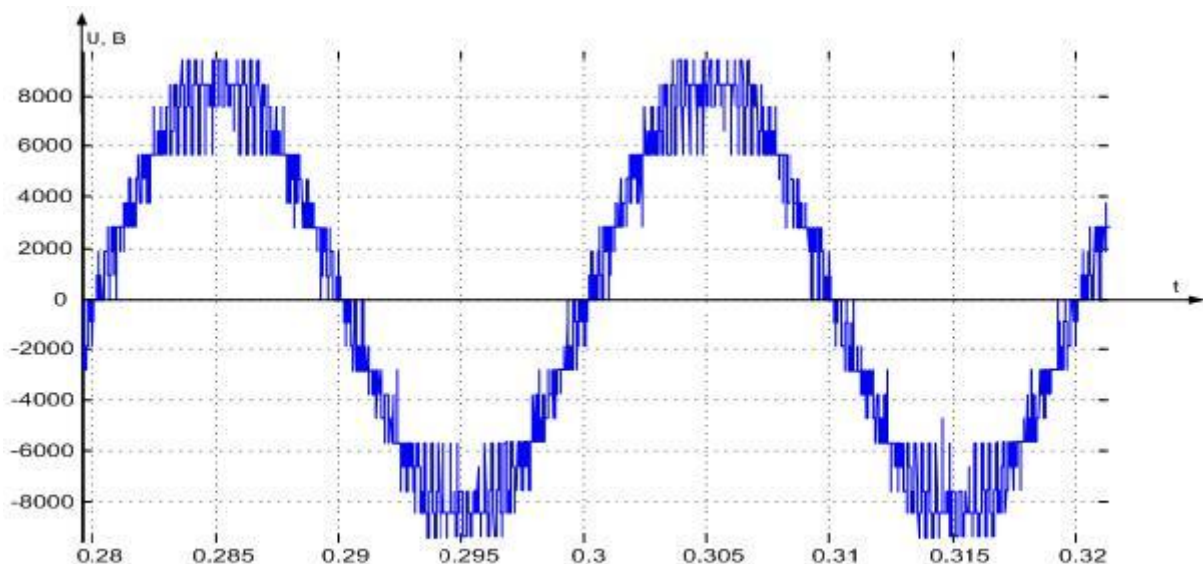


Рисунок 3 – Вихідна напруга однієї фази КМПЧ

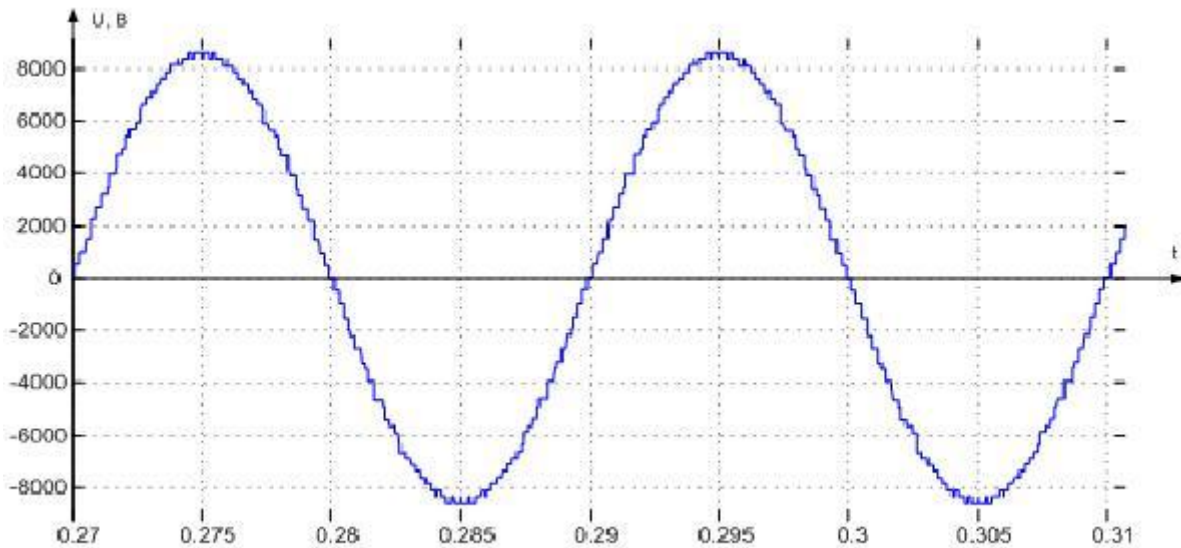


Рисунок 4 – Вихідна напруга однієї фази НКМПЧ

Значне спрощення силової схеми ПЧ (замість 24 повністю керованих ключів в одній фазі) досягається використанням 12 ключів у фазі. Схема трансформатора для живлення вказаних ключів приведена на рис. 5.

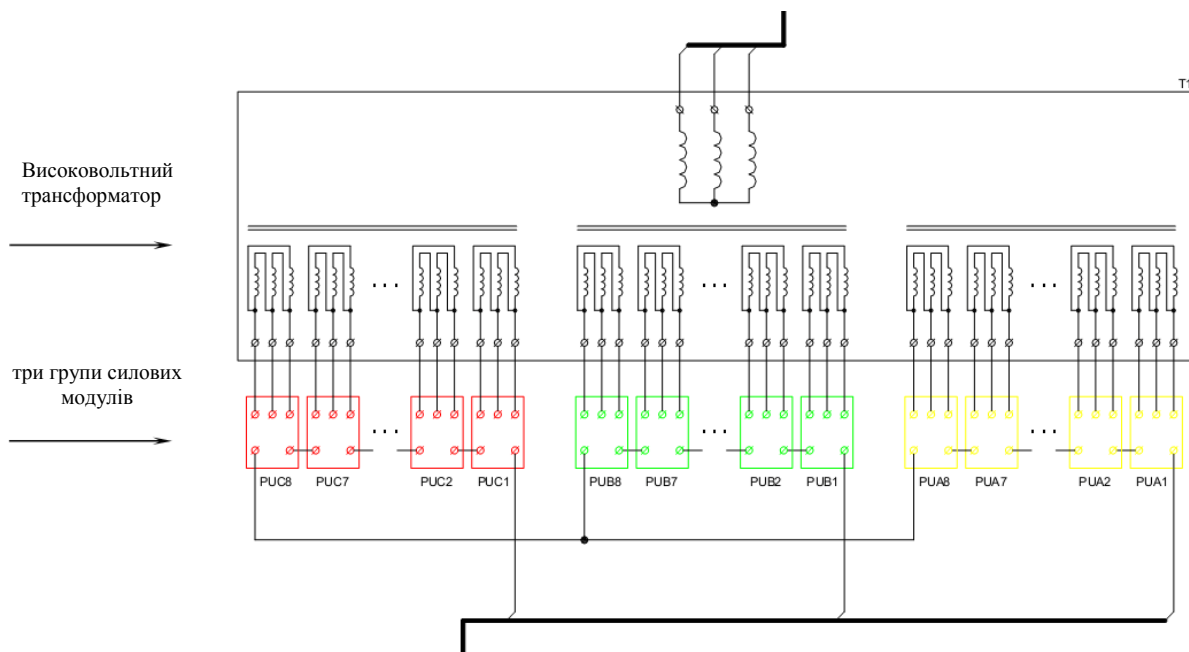


Рисунок 5 – Схема трансформатора для живлення ключів інвертора

Слід зазначити, що одному із складних завдань при створенні що розглядаються ПЧ є забезпечення охолодження напівпровідникових елементів. Тому в більшості випадків охолодження таких ПЧ забезпечується вживанням систем рідинного примусового охолодження. Як рідина зазвичай використовується вода, що дистилує.

Крім електричного підсумування вихідних напруг інверторів і отримання синусоїдальної напруги використовується метод магнітного підсумування потоків. Найбільш просто цей спосіб здійснюється за допомогою трансформатора з обертаючим магнітним полем (ТОМП). Конструктивно ТОМП може бути виконаний на базі асинхронної машини з нерухомим ротором. При цьому ТОМП може бути використаним для перетворення числа фаз [3, 11].

Для зменшення намагнічуючого струму зазор між статором і ротором не передбачається, а зовнішній магнітопровід наприсовується на внутрішній. Взаємо нерухомі первинні і вторинні обмотки розміщують в пазах одного з магнітопроводів, а другий виконується без пазів у вигляді гладкого кільця.

Обмотки ТОМП нічим не відрізняються від обмотки статора асинхронної машини і можуть бути виконані з різним числом фаз первинної та вторинної обмотки.

У таких трансформаторах забезпечується магнітне сумування магніторушійних сил, струмів інвертора, що може спростити рішення питань отримання синусоїдальної напруги. Крім того, обмотки трансформаторів можуть виконуватись з укороченим шагом, з дрібним числом пазів на полюс та фазу і т.п., що також може сприяти спрощенню отримання синусоїдальної напруги. У зв'язку з цим проведемо аналіз гармонічних складових вихідних струмів перетворювача та магніторушійної сили ТОМП [11].

Вихідна напруга інвертора має прямокутну форму. Як показує аналіз та експериментальні дослідження його, струм з достатньою для практики точністю можна прийняти також прямокутним.

Приймаємо, що первинна обмотка трансформатора живиться струмом трифазного інвертора (рис. 1) прямокутно-ступінчастої форми, тривалістю напівперіоду $\frac{2\pi}{3}$. При цьому рівняння МДС первинної обмотки при виборі начала координат по осі фази А може бути представлена системою наступних рівнянь:

$$\begin{aligned} F_A &= F_{\phi \max} \sin \omega t \cdot \cos \nu a ; \\ F_B &= F_{\phi \max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cos \nu\left(a - \frac{2\pi}{3}\right) ; \\ F_C &= F_{\phi \max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cos \nu\left(a - \frac{4\pi}{3}\right), \end{aligned}$$

де $\omega t = \frac{2\pi}{T} \cdot t$, $a = \frac{2\pi}{T_n} \cdot x$, a – просторова координата, T і T_n – часовий і просторовий періоди хвилі відповідно, ν – номер гармоніки.

Результуюча МДС в магнітопроводі для кожної гармоніки має наступні значення:

$$\begin{aligned} &F_{m1,1} \cos(a - \omega t) ; \\ &F_{m5,1} \cos(5a + \omega t) ; \\ &F_{m7,1} \cos(7a - \omega t) ; \\ &F_{m1,5} \cos(a + 5\omega t) ; \\ &F_{m5,5} \cos(5a - 5\omega t) ; \\ &F_{m7,5} \cos(7a + 5\omega t) ; \\ &F_{m1,7} \cos(a - 7\omega t) ; \\ &F_{m5,7} \cos(5a + 7\omega t) ; \\ &F_{m7,7} \cos(7a - 7\omega t). \end{aligned}$$

Як бачимо з приведених значень, МДС в магнітопроводі (крім першої) має п'яту, сьому й інші просторові та часові гармоніки.

При п'ятифазному інверторі (рис. 6) первинна обмотка трансформатора живиться струмом прямокутно-ступінчастої форми тривалістю напівперіоду $\frac{2\pi}{5}$ [3].

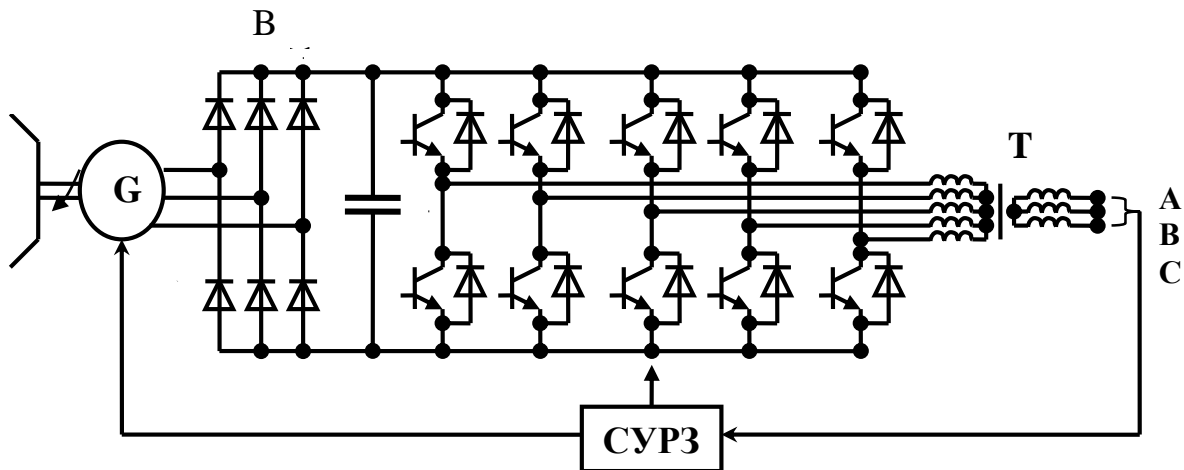


Рисунок 6 – Перетворювач з п'ятифазним трансформатором

Рівняння МДС первинної обмотки на початку координат по осі фази A :

$$F_A = F_{\Phi \max} \sin \omega t \cdot \cos \nu a ;$$

$$F_B = F_{\Phi \max} \sin(\omega t - 72^\circ) \cos \nu(a - 72^\circ) ;$$

$$F_C = F_{\Phi \max} \sin(\omega t - 144^\circ) \cos \nu(a - 144^\circ) ;$$

$$F_D = F_{\Phi \max} \sin(\omega t - 216^\circ) \cos \nu(a - 216^\circ) ;$$

$$F_E = F_{\Phi \max} \sin(\omega t - 288^\circ) \cos \nu(a - 288^\circ).$$

У результаті розв'язання даної системи отримуємо наступні значення МРС в магнітопроводі для кожної гармоніки:

$$F_{m1,1} \cos(a - \omega t) ;$$

$$F_{m3,3} \cos(3a - 3\omega t) ;$$

$$F_{m7,3} \cos(7a + 3\omega t) ;$$

$$F_{m3,7} \cos(3a - 7\omega t) ;$$

$$F_{m7,7} \cos(7a - 7\omega t).$$

Як бачимо МРС в магнітопроводі має тільки третю, сьому та їм кратні просторові та часові гармоніки.

Трансформатор з обертаючим магнітним полем може виконуватися з шихтованим або витим магнітопроводом. Вибір типу магнітопроводу залежить від потужності перетворювача. У трансформаторах із шихтованим магнітопроводом, як уже згадувалось, обмотки можуть виконуватися з вкороченим шагом, що спрощує одержання синусоїдальної напруги. ТОМП з вказаними магнітопроводами можуть виконуватись з регулюванням вихідної напруги. Охолодження таких трансформаторів може забезпечуватись продувом повітря.

При використанні ТОМП для одержання синусоїдальної напруги можна використовувати оптимальне число пазів на полюс і фазу, а також виконувати обмотки зі скороченим шагом. Для усування сьомої гармоніки вибирають шаг $(6/7)\tau$, одинадцятої – $(10/11)\tau$ і т. д.

Висновки

1. Проведений аналіз перетворювачів частоти з широтно-імпульсною модуляцією, а також з багаторівнійними схемами одержання вихідних напруг показує, що вони мають наступні основні недоліки:

- велика кількість елементів управління, моніторингу, сигналізації;

- складність пошуку несправностей комплексу;
- потреба в високо кваліфікаційному персоналі для ремонту, обслуговування;
- складність заміни пошкоджених силових елементів;
- постійний контроль за тиском в деіонізованій системі охолодження;
- висока вартість запасних частин;
- дуже великий вплив програмного забезпечення на роботу гребного комплексу.

2. У перетворювачах з багатофазними інверторами і ТОМП (5–7 фазними) значно спрощуються системи управління і регулювання, а також системи охолодження, що вказує на необхідність проведення порівняних досліджень таких перетворювачів з багаторівневими інверторами.

3. Системи охолодження перетворювачів можуть бути виконані на основі примусових повітряних, що значно спрощує виробництво та експлуатацію перетворювачів частоти різного призначення.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Михайлов В. А. Автоматизированные электроэнергетические системы судов. Л. : Судостроение, 1977. 510 с.
2. Фрейдзон И. Р. Судовые автоматизированные электроприводы и системы. Л. : Судостроение, 1988. 468 с.
3. Плавнорегулируемые трансформаторы, асинхронные и бесконтактные синхронные машины. / Красношарпа М. М. и др. М. : Радио и связь, 1992. 184 с.
4. Захарченко В. Н. Электрооборудование судов : электрические станции. Одесса : ОНМА, 2003. 120 с.
5. Электрооборудование, электронная аппаратура и системы управления / Пипченко А.Н. и др. Одесса : ОНМА, 2005. 370 с.
6. Судовые энергетические установки / Артемов и др. Г. А. Л. : Судостроение, 1987. 480 с.
7. Размадзе Ш. М. Преобразовательные схемы и системы. М. : Высшая школа, 1987. 527с .
8. Тиристорные преобразователи частоты в электроприводе / под ред. Р. С. Сарбатова. М. : Энергия, 1980. 328 с.
9. Чекунов К. А. Теория судового электропривода. Л. : Судостроение, 1982. 336 с.
10. Ефремов И. С. Теория и расчет тягового привода электромобилей. М. : Высш. школа, 1984. 983 с.
11. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины. М. : Энергия, 1980. 928 с.
12. Пахомов Ю. А. Судовые энергетические установки с двигателями внутреннего сгорания. М. : Транслит, 2007. 528 с.

REFERENCES

1. Mikhayjlov, V. A. (1977). *Avtomatizirovannihe ehlektroehnergeticheskie sistemih sudov*. Leningrad : Sudostroenie.
2. Freyjdzon, I. R. (1988). *Sudovihe avtomatizirovannihe ehlektroprivodih i sistemih*. «Leningrad : Sudostroenie.
3. Krasnoshapka M. M. et al. (Ed.) (1992). *Plavnoreguliruemihe transformatorih, asinkhronnihe i beskontaktnihe sinkhronnihe mashinih*. Moskva : Radio i svyazj.
4. Zakharchenko, V. N. (2003). *Ehlektrooborudovanie sudov : ehlektricheskie stancii*. Odessa : ONMA.
5. Pipchenko, A. N. et al. (Ed.) (2005). *Ehlektrooborudovanie, ehlektronnaya apparatura i sistemih upravleniya*. Odessa : ONMA.
6. Artemov, G. A. et al. (Ed.) (1987). *Sudovihe ehnergeticheskie ustanovki*. Leningrad : Sudostroenie.

7. Razmadze, Sh. M. (1987). *Preobrazovateljnihe skhemih i sistemih*. Moskva :Vihsshaya shkola.
8. Sarbatova, R. S. (Ed.) (1980). *Tiristornihe preobrazovateli chastotih v ehlektroprivode*. Moskva : Ehnergiya.
9. Chekunov, K. A. (1982). *Teoriya sudovogo ehlektroprivoda*. Leningrad : Sudostroenie.
10. Efremov I. S. (1984). *Teoriya i raschet tyagovogo privoda ehlektromobileyj*. Moskva : Vihssh. shkola.
11. Ivanov-Smolenskiyj, A. V. (1980). *Ehlektricheskie mashinih*. Moskva : Ehnergiya.
12. Pakhomov, Yu. A. (2007). *Sudovihe ehnergeticheskie ustanovki s dvigatelyami vnutrennego sgoraniya*. Moskva : TransLit.

Ищенко И. М., Голощачов С. С. АНАЛИЗ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТЫ С ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ И МАГНИТНЫМ СУММИРОВАНИЕМ ВЫХОДНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ И МАГНИТНЫХ ПОТОКОВ

В большинстве систем выпрямитель и инвертор собраны на основе тиристорных и транзисторных модулей. Управление выпрямителем и инвертором осуществляется соответствующими схемами, а получение синусоидальной напряженности осуществляется с помощью синхронного компенсатора, фильтров, или обеспечением широтно-импульсной модуляции напряженности на выходе инвертора. Достаточно широкое распространение получили схемы, которые обеспечивают получение близкого к синусоидальному ступенчатого напряженности за счет электрического суммирования выходных напряжений нескольких инверторов. Целью исследования поставлено выполнение математического анализа полупроводниковых преобразователей частоты с электрическим и магнитным суммированием выходных напряжений и магнитных потоков. В работе доказано, что в преобразователях с многофазными инверторами и Томпе (5-7 фазными) значительно упрощаются системы управления и регулирования, а также системы охлаждения, указывает на необходимость проведения сопоставимых исследований таких преобразователей с многоуровневыми инверторами. Исследование показало, что системы охлаждения преобразователей могут быть выполнены на основе принудительных воздушных, значительно упрощает производство и эксплуатацию преобразователей частоты различного назначения

Ключевые слова: асинхронный двигатель, инвертор, обмоточный коэффициент.

Ischenko I. M., Goloshchapov S. S. ANALYSIS OF SEMICONDUCTOR FREQUENCY CONVERTERS WITH ELECTRICAL AND MAGNETIC SUMMATION OF OUTPUT VOLTAGES AND MAGNETIC FLUXES

In most systems, the rectifier and inverter are assembled based on thyristor and transistor modules. Control of the rectifier and inverter is carried out by the appropriate circuits, and sinusoidal voltage is obtained by means of synchronous compensator, filters, or by providing pulse-width modulation of the voltage at the output of the inverter. Circuits providing a close to sinusoidal stepped voltage due to the electrical summation of the output voltages of several inverters have become widespread. The aim of this paper is to perform mathematical analysis of semiconductor frequency converters with electrical and magnetic summation of output voltages and magnetic fluxes. A transformer with a rotating magnetic field can be performed with a mixed or twisted magnetic circuit. The choice of type of magnetic conductor depends on the power of the converter. In transformers with a charge magnetic circuit, as already noted, the windings can be performed in a short step, which simplifies the sine wave voltage. TOMPs with these magnetic conductors can be controlled by adjusting the output voltage. The cooling of such transformers can be provided by air purging. When using TOMP to obtain a sinusoidal voltage, the optimum number of grooves per pole and phase can be used, as well as winding with a short step. In the paper it is proved that in converters with multiphase inverters and TOMP (5-7 phase) significantly simplify the control and regulation systems, as well as the cooling system, which indicates the need for comparative studies of such converters with multilevel inverters. The study showed that the cooling systems of the converters can be made on the basis of forced air, which greatly simplifies the production and operation of frequency converters of various purposes.

Keywords: asynchronous motor, inverter, winding factor.

© Ищенко И. М., Голощачов С. С.

Статтю прийнято
до редакції 09.04.19