

7. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники. Электромагнитное поле / Л. А. Бессонов. – М. : Высшая школа, 2003. – 317 с.
8. Короткие сети и электрические параметры дуговых электропечей : справочник. / [Данцис Я. Б., Кацевич Л. С., Жилов Г. М. и др.]. – [2-е изд.]. – М. : «Металлургия», 1987. – 320 с.
9. Килимник И. М. Повышение эффективности обработки информации при регистрации контролируемых параметров в системах автоматического управления / И. М. Килимник, Д. С. Ярымбаш // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2007. – № 1(17). – С. 68–73.

Стаття надійшла до редакції 13.07.2010 р.

Ярымбаш С. Т., Килимник І. М., Ярымбаш Д. С. Особливості визначення параметрів електричної схеми заміщення пічної петлі печі графітації змінного струму
Запропоновано методику синтезу схеми заміщення пічної петлі печі графітації для оцінки струморозподілу в її елементах, активних втрат та показників енергоефективності системи. Виконано порівняння результатів моделювання з експериментом.

Ключові слова: метод синтезу, пічна петля, піч графітації, струморозподіл, активні втрати, енергоефективність.

Yarymbash S., Kylymnyk I., Yarymbash D. Specific determination of equivalent circuit parameters in the furnace loop of the AC graphitizing furnace

The method of equivalent circuit synthesis proposed for the graphitizing furnace loop permits to assess current distribution in its elements, resistance loss and energy efficiency of the system. Simulation and experimental results are compared.

Key words: method of synthesis, furnaces loop, graphitizing furnace, current distribution, resistance loss, energy efficiency.

УДК 621.314

А. А. Шавёлкин, канд. техн. наук

Донецкий национальный технический университет

ГИБРИДНЫЙ МНОГОУРОВНЕВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА БАЗЕ ЧЕТЫРЕХУРОВНЕВОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Рассмотрены основные принципы реализации гибридного многоуровневого преобразователя частоты на базе четырехуровневого инвертора напряжения с «реактивной ячейкой» в выходных фазах при соотношении уровня напряжения в звене постоянного тока базового инвертора и «реактивной ячейки» 3:1. Приведены результаты моделирования предложенных решений.

Ключевые слова: несимметричный гибридный многоуровневый инвертор, релейный регулятор, реактивная ячейка, предварительная модуляция.

Введение

В настоящее время применительно регулируемого электропривода среднего напряжения (6–10 кВ) наиболее полно соответствуют стандартам многоуровневые преобразователи частоты (МПЧ). Вместе с тем, существует известное противоречие: высокие показатели вход-выход достигаются при сложной схеме (каскадный МПЧ на напряжение 6 кВ имеет 60 или 72 IGBT и трансформатор с 15 или 18 комплектами вторичных обмоток) и соответствующей стоимости, что оправдано толь-

ко при мощностях свыше 2 МВт. Наиболее распространенный, простой и относительно недорогой вариант МПЧ базируется на схеме трехуровневого автономного инвертора напряжения (ТАИН) [1]. Качество их выходного напряжения не соответствует стандарту, и предполагает использование громоздких фильтров.

Поэтому актуальной проблемой является поиск компромиссных решений, обеспечивающих высокие энергетические показатели при минимизации схемных решений, что способствует повышению эффективности применения МПЧ.

Компромиссное решение связывают с применением гибридных схем [1–5], которые обычно базируются на схеме ТАИН с дополнительными однофазными мостовыми автономными инверторами напряжения (ДАИН) в выходных фазах. Наибольшие возможности гибридных МПЧ (ГМПЧ) достигаются при различных напряжениях базового ТАИН и ДАИН. Если исключить потребление активной мощности от ДАИН, он может использоваться без источника [1–5] как «реактивная ячейка» (РЯ). Обмен реактивной мощностью с нагрузкой обеспечивает конденсатор на входе ДАИН. Решения с ДАИН в режиме РЯ при соотношении напряжений одного уровня источника базового ТАИН и ДАИН 3:1 рассматриваются в [1–5]. Однако качество выходного напряжения ГМПЧ не дотягивает до стандарта и при максимальной амплитуде значение коэффициента гармоник (ГНД) составляет порядка 9%. При использовании существующих приборов с напряжением до 6,5 кВ возможности ГМПЧ на базе ТАИН также ограничены по выходному напряжению до 4,16 кВ. Повышение напряжения предполагает последовательное соединение ключей.

Для задания режима РЯ используется модуляция задания третьей гармоникой [4] или модуляция третьей и девятой гармоникой [1]. В [3] рассматривается векторная ШИМ с использованием дублирующих (избыточных) состояний пространственного вектора напряжения. В [2] рассматривается реализация «реактивной ячейки» как последовательного активного фильтра. Все решения предполагают использование ШИМ для базового ТАИН и РЯ. Однако высоковольтные полупроводниковые приборы имеют значительные потери на переключение, что делает неэффективным использование метода ШИМ.

Последовательного соединения ключей при напряжении 6 кВ можно избежать при использовании в качестве базового четырехуровневого инвертора (ЧАИН), в схеме которого 18 ключей (в базовой схеме ТАИН 12 ключей). Использование кратности напряжений одного уровня ЧАИН и РЯ 3:1 позволяет увеличить количество уровней выходного напряжения МПЧ и улучшить его качество. Возможность уменьшения количества переключений ключей при использовании квантования по уровню показана в [5].

При практической реализации ГМПЧ на базе ЧАИН также возникает ряд проблем, которые нуждаются в исследованиях и проработке. Это связано с особенностью схемы ЧАИН, в которой отсутствует нулевой вывод источника и касается задания режима работы РЯ, структуры звена постоянного тока, методики расчета параметров схемы.

Цель работы

Исследование возможностей реализации ГМПЧ на базе ЧАИН с каскадным включением РЯ в выходных фазах.

- При этом необходимо решить следующие задачи:
- разработать математическую модель и сформулировать принципы задания режима работы ДАИН при минимуме переключений ключей ЧАИН;
 - исследовать принципы реализации звена постоянного тока для обеспечения качества входного тока МПЧ;
 - разработать методику расчета параметров схемы;

Изложение основного материала

Схема фазы ГМПЧ с ДАИН на выходах базового ЧАИН приведена на рис. 1. Звено постоянного тока включает три источника постоянного тока (ИПТ) – выпрямители с питанием от изолированных обмоток трансформатора. Принимаем напряжение РЯ $U = 1$, соответственно, один уровень напряжения ЧАИН $3U = 3$. С учетом этого выходное напряжение фазы МПЧ может принимать значение (относительно зажима ЧАИН 0) от -1 до 10.

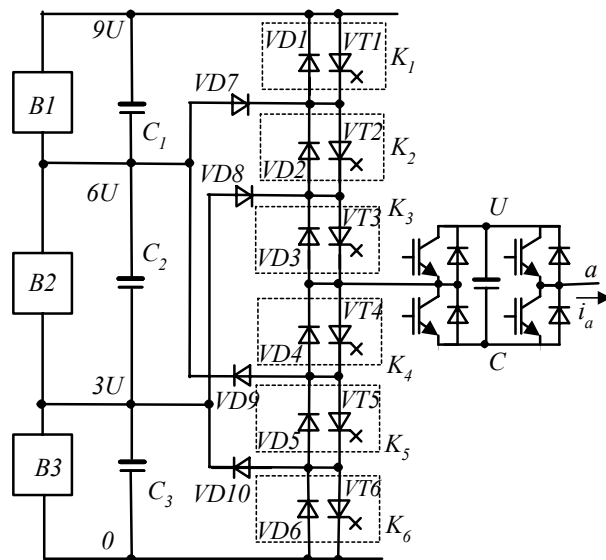


Рис. 1. Фаза ГМПЧ

Чтобы обеспечить симметрию загрузки элементов схемы, формируемое напряжение рассматриваем относительно искусственной средней точки, которая соответствует половине общего напряжения ИПТ, т.е. $(3 + 1,5)U = 4,5U$. При этом максимальное количество уровней напряжения фазы МПЧ составит 11, что эквивалентно схеме каскадного МПЧ с 5 АИН на фазу при 60 ключах в схеме (МПЧ типа «Perfect Harmony»).

Использование РЯ ограничивает возможности МПЧ по напряжению. Активная мощность передается ЧАИН и определяется первой гармоникой его выходного напряжения. Предельное значение амплитуды первой гармоники напряжения МПЧ при трех уровнях $(0, \pm(3+1,5)U)$

$$\text{составляет [6]: } A_{m1} = U_{m(1)} = \frac{4}{\pi} 4,5U \cos\left(\frac{\pi}{12}\right) = 5,53U .$$

При выходном линейном напряжении $U_{л} = 6$ кВ ам-

плитуда фазного $U_{\text{фм}}=4898$ В. Соответственно при $A_{m1}=5,2U$ значение $U=4898/5,2=942$ В, $3U=2826$ В. Таким образом, в РЯ можно использовать IGBT на 1,7кВ или 2,5кВ, в ЧАИН приборы класса 5,5–6,5кВ.

Рассмотрим реализацию принципа квантования по среднему уровню (рис. 2). Напряжение задания $u_{3AD1}=(u_{3AD})\text{sign}(u_{3AD})$ сравнивается по уровню с напряжениями квантования $U_{\text{КВи}}=0, 1, 2, 3, 4, 5$. По достижению соответствующего значения (углы $\theta_0=0, \theta_1, \theta_2, \theta_3, \theta_4, \theta_5$) осуществляется переход на очередной уровень. Приведем каждому уровню в соответствие логические переменные $U_0, U_1, U_2, U_3, U_4, U_5$. Напряжение ЧАИН принимает три значения 0, 3, 6, 9, которым соответствуют логические переменные M_0, M_1, M_2, M_3 .

Напряжение РЯ можно представить как:

$$u_1 = [- (U_0 \wedge \bar{U}_1) + (U_2 \wedge \bar{U}_3) - (U_3 \wedge \bar{U}_4) + U_5] \text{sign}(u_{3AD}). \quad (1)$$

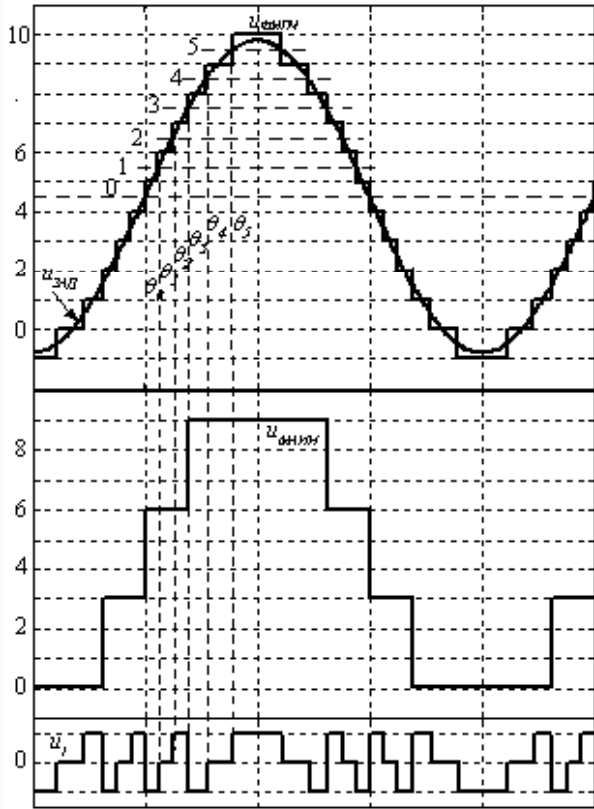


Рис. 2. Принцип формирования выходного напряжения фазы ГМПЧ

Приведем функции $\text{sign}(u_{3AD})$ в соответствие логическую переменную S_1 . Тогда для логических переменных описывающих состояние ЧАИН получаем:

$$M_2 = U_0 \wedge \bar{U}_3 \wedge S_1, M_3 = U_3 \wedge S_1, M_1 = U_0 \wedge \bar{U}_3 \wedge \bar{S}_1. \quad (2)$$

Для обеспечения на выходе ЧАИН каждого из 4 уровней необходимо обеспечить отпирание соответствующей комбинации ключей в фазе (рис. 1):

- нулевому уровню M_0 соответствует отпирание $K4, K5, K6$;
 - первому уровню $(3U) M_1 - K3, K4, K5$;
 - второму уровню $(6U) M_2 - K2, K3, K4$;
 - третьему уровню $(9U) M_3 - K1, K2, K3$;
- Сигналы управления для ключей ЧАИН:

$$\begin{aligned} g_1 &= M_3, g_2 = M_3 \vee M_2, \\ g_3 &= M_3 \vee M_2 \vee M_1, g_5 = M_1 \vee M_0, \\ g_4 &= M_2 \vee M_1 \vee M_0, g_6 = M_0. \end{aligned} \quad (3)$$

Рассмотрим использование модуляции задания 3-й и 9-й- гармониками. При этом:

$$u_{3AD} = A \sin \theta + A_3 \sin 3\theta + A_9 \sin 9\theta, \quad (4)$$

где $\theta = \omega t$, ω – угловая частота основной (первой) гармоники выходного напряжения, A, A_3, A_9 – амплитуды первой, 3-й- и 9-й- гармоник.

Активная мощность P_1 , передаваемая ДАИН при синусоидальном выходном токе определяется первой гармоникой его напряжения $u_{1(1)}$. Равенство $P_1 = 0$ предполагает $u_{1(1)} = 0$.

Математическая модель фазы МПЧ разработана с учетом следующих факторов. Уровень квантования $u_{\text{КВи}} = i$ ($i = 0, 1, 2, \dots, 5$). При возрастании u_{3AD} и $u_{3AD} \geq u_{\text{КВи}}$ осуществляется переход на следующий уровень, чему соответствует угол u_{iB} , при убывании u_{3AD} и $u_{3AD} \leq u_{\text{КВи}}$ осуществляется переход на предыдущий уровень, чему соответствует u_{iY} . Одному уровню может соответствовать несколько u_{ij} ($j \leq 5$ – номер угла на интервале $0 - \pi/2$), где формируется переход на очередной уровень. В зависимости от амплитуды гармоник (4) u_{3AD} может менять полярность по отношению к напряжению основной гармоники. При наличии на интервале $(0, \pi/2)$ отрицательных участков u_{3AD} проверяется условие $|u_{3AD}| \geq u_{\text{КВи}}$ – соответствующие значения углов u_{ijN} . Принимаем ограничение, что амплитуда напряжения u_{3AD} на интервалах, где оно изменяет полярность по отношению к основной гармонике не превышает 2,5. По известным значениям u_{ij} и u_{ijN} определяется относительная амплитуда k -й гармоники напряжений ДАИН (индекс -1), напряжения фазы БАИН (индекс -3) и общее фазы МПЧ:

$$\begin{aligned} U_{1m(k)} &= \frac{4}{k\pi} \left[\sum_{n=0}^1 1 + (-2 \cos k\theta_{(0+3n)jB} + \right. \\ &+ 2 \cos k\theta_{(0+3n)jY} + \cos k\theta_{(1+3n)jB} - \\ &- \cos k\theta_{(1+3n)jY} + \cos k\theta_{(2+3n)jB} - \\ &\left. - \cos k\theta_{(2+3n)jY} - N_1(k) \right], \end{aligned} \quad (5)$$

$$N_{1(k)} = \cos k\theta_{1jNB} - \cos k\theta_{1jNY} + \cos k\theta_{2jNB} - \cos k\theta_{2jNY},$$

$$U_{3m(k)} = \frac{4}{\pi} [0,5(-1 + 2\cos k\theta_{0jB} - 2\cos k\theta_{0jY}) + \cos k\theta_{3jB} - \cos k\theta_{3jY}], \quad (6)$$

$$U_{m(k)} = U_{1m(k)} + U_{3m(k)}. \quad (7)$$

В [5] предложено для стабилизации напряжения конденсатора РЯ использовать релейный принцип регулирования. При этом расчет производится из условия $U_{1m(1)} = \pm(0,03-0,05)$, т.е. каждому значению A приводится в соответствие две комбинации A_{3+} , A_{9+} и A_{3-} , A_{9-} . Таким образом, обеспечивается возможность уменьшать (при $U_{1m(1)} > 0$ конденсатор разряжается) или увеличивать напряжение на конденсаторе (при $U_{1m(1)} < 0$ конденсатор заряжается). Чтобы сузить область решений принято фиксированное значение $A_3 = 0,15A$. Это позволяет достигнуть наибольшего A_{MAX} (эффект перемодуляции) без ухудшения гармонического состава напряжения МПЧ. При наличии нескольких решений выбор осуществляется из условия минимального ТНД. На основании расчета получены зависимости $A_{9+} = f(A)$ и $A_{9-} = f(A)$.

Входной ток МПЧ

На рис. 3 приведены зависимости относительного (к амплитуде выходного тока МПЧ $I_{m(1)}$) значения тока выпрямителей $I_{d13}^1 = f(A)$, $I_{d2}^1 = f(A)$. При трех ИПТ возможно: использование 18-ти- фазной схемы выпрямления и вариант [7], когда для крайних ИПТ (1, 3) используют 12-ти- фазную схему выпрямления, а средний ИПТ(2) питается от комплекта обмоток трансформатора со сдвигом напряжений 15° относительно других выпрямителей. Третий вариант 24-х- фазная схема, при этом средний ИПТ составной из двух последовательно соединенных выпрямителей (2, 3), образующих 12-ти- фазную схему выпрямления. Крайние ИПТ (1,4) также образуют 12-ти- фазную схему выпрямления. Входные напряжения 12-ти- фазных выпрямителей сдвинуты между собой на 15° . Входной ток МПЧ в соответствии с методикой [6] для 18-ти- фазной схемы выпрямления:

$$i_{1A} = \frac{\sqrt{2}E_m}{nX} \left[\sum_{k=18l \pm 1}^{\infty} (I_{1(k)}^* + I_{2(k)}^* + I_{3(k)}^*) \cos k\omega t + \sum_{k \neq 18l \pm 1}^{\infty} A_k \cos(k\omega t + \varphi_k) \right],$$

$$A_k = \sqrt{(I_{2(k)}^* - 0,5(I_{1(k)}^* + I_{3(k)}^*))^2 + 0,75(I_{1(k)}^* - I_{3(k)}^*)^2},$$

$$\varphi_k = \arctg((-1)^{l+1} \frac{\sqrt{3} (I_{1(k)}^* - I_{3(k)}^*)}{2 (I_{2(k)}^* - 0,5(I_{1(k)}^* + I_{3(k)}^*))}), \quad (8)$$

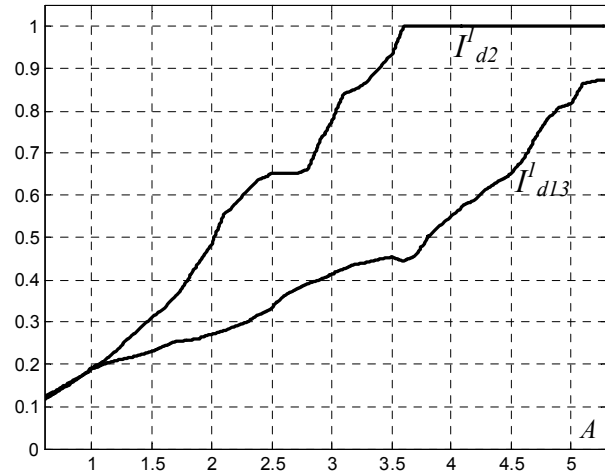


Рис. 3. Загрузка источников по току

где $I_{1(k)}^*$, $I_{2(k)}^*$, $I_{3(k)}^*$ — базисные значения [6] k гармоники ($k = 6l \pm 1$) входного тока соответствующих выпрямителей, n — коэффициент трансформации трансформатора, X — индуктивное сопротивление фазы входной цепи выпрямителя.

Базисные значения для токов трехфазного мостового выпрямителя (ТМВ) [6]:

$$I_d^* = \frac{X}{E_{1m}} I_d, \quad (9)$$

где E_{1m} — амплитуда ЭДС фазы источника переменного тока.

Все значения задаются в функции относительного значения выпрямленного напряжения $u_d = \frac{U_d}{\sqrt{3}E_{1m}}$.

Так для интервала $u_d = (0,845-0,95)$:

$$I_d^* = 2,7408u_d^2 - 6,6776u_d + 3,8788,$$

$I_{(1)}^* = 1,9795u_d^2 - 4,9004u_d + 2,8762$. Для интервала $u_d = (0,95-0,995)$:

$$I_d^* = 2,0018u_d^3 - 2,05u_d^2 - 1,8994u_d + 1,9477,$$

$$I_{(1)}^* = -7,6898u_d^3 - 25,497u_d^2 - 27,94u_d + 10,13.$$

Относительные значения гармоник тока ТМВ

$I_{(k)}^1 = I_{(k)} / I_{(1)}$ приведены на рис. 4.

Первая гармоника $I_{(1)}^*$ определяется первым слагаемым (8). При одинаковой загрузке ИПТ1 и ИПТ3 получаем для k гармоники ($k = 5, 7, 11, 13$):

$$I_{(k)}^* = A_k = I_{2(k)}^1 I_{2(1)}^* - I_{1(k)}^1 I_{1(1)}^*.$$

Значение k гармоники общего тока $I_{(k)}^1 = I_{(k)}^* / I_{(1)}^*$.

Так при $u_{d13} = 0,93$ для пятой гармоники $I_{(5)}^1 = 0,79\%$. Подавление 17-й- и 19-й- гармоник отсутствует. ТНД

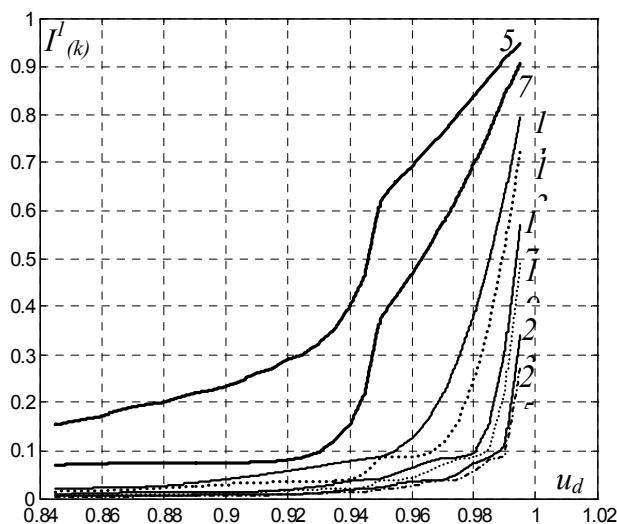


Рис.4. Зависимости $I^l_{(k)}-f(u_d)$

входного тока (учитывались гармоники с порядком до 40) при этом порядка 3,5 %, что вполне приемлемо. Однако при снижении A картина ухудшается, так при $A = 4$ значение ТНД порядка 7 %.

Эффективность решения зависит от значения u_d или X , которое определяет $I^*_{(k)}$. Так при увеличении X в 1,5 раза и соответствующем снижении u_d ТНД составляет порядка 2,8 %.

Рассмотрим вариант [7] когда ИПТ1 и ИПТ3 образуют 12-ти- фазную схему выпрямления, а выпрямитель ИПТ3 имеет на входе напряжение со сдвигом 15° . При этом входной ток:

$$i_{1A} = \frac{\sqrt{2}E_m}{nX} \left[\sum_{l=0}^{\infty} (I^*_{1(k)} + (-1)^l I^*_{3(k)}) \cos k\omega t + \sum_{l=0}^{\infty} I^*_{2(k)} \cos(k\omega t + \frac{\pi}{2}l) \right]. \quad (10)$$

Для первой гармоники ($l = 0$): $I^*_{(1)} = I^*_{1(1)} + I^*_{2(1)} + I^*_{3(1)}$. Для $l = 1,3$ ($k = 5,7,17,19$) $I^*_{(k)} = I^*_{2(k)}$. Относительное значение k гармоники $I^1_{(k)} = I^*_{(k)} / I^*_{(1)} = I^1_{2(k)} I^*_{2(1)} / I^*_{(1)}$. Так для 5-й- и 7-й- гармоник относительные значения составляют, соответственно, 11 % и 3,18 %. Для $l = 2$ ($k = 11,13$) $I^l_{(k)} = (2I^*_{1(k)} I^*_{1(1)} - I^*_{2(k)} I^*_{1(1)}) / I^*_{(1)}$. Для 11-й- гармоник $I^1_{(11)} = 2\%$. В 24-х- фазной схеме выпрямления входной ток:

$$i_{1A} = \frac{\sqrt{2}E_m}{nX} \left[\sum_{l=0}^{\infty} (I^*_{1(k)} + (-1)^l I^*_{4(k)}) \cos k\omega t + \sum_{l=0}^{\infty} (I^*_{2(k)} + (-1)^l I^*_{3(k)}) \cos(k\omega t + \frac{\pi}{2}l) \right]. \quad (11)$$

Практически полное подавление высших гармоник достигается при нечетных $l = 1, 3, 5, \dots$ (5-я, 7-я, 17-я, 19-я гармоники). При $l = 2$ первое и второе слагаемые (11) изменяются в противофазе – имеем для k гармоники:

$$I^1_{1(k)} = \frac{2(I^1_{1(k)} I^*_{1(1)} - I^1_{2(k)} I^*_{2(1)})}{I^*_{(1)}}. \text{ Таким образом, подав-$$

ление для этих гармоник частичное, так $I^1_{(11)} = 1,55\%$. При $l=4$ (23-я и 25-я гармоники) подавление отсутствует. ТНД входного тока при этом порядка 3,8 % ($A = 5,3$). Важным моментом является то, что со снижением A ТНД если и ухудшается, то незначительно, так при $A=4$ ТНД = 2,7 %, при $A = 2$ ТНД = 5,22 %. Коэффициент гармоник при значениях A близких к максимальному можно уменьшить, если увеличить сопротивление вторичных обмоток трансформатора выпрямителей 2, 3, так при увеличении X_2 вдвое при $A = 5,3$ ТНД=2,8 %.

Последний вариант обеспечивает наилучшее качество входного тока МПЧ.

Загрузка ключей по току

Значения токов ключей ЧАИН и РЯ при $A_{MAX} = 5,3$ и $\cos\varphi = 0,9$ приведены, соответственно но, в табл. 1 и табл. 2.

Таблица 1 – Токи ключей ЧАИН

Ключ	VT1	VT2	VT3	VD4	VD5
I/I_m	0,46	0,496	0,5	0,186	0,068
I_{CP}/I_m	0,25	0,303	0,318	0,053	0,0157

Таблица 2 – Токи ключей РЯ

Ключ	VT1	VD2	VD3	VT4
I/I_m	0,472	0,165	0,474	0,161
I_{CP}/I_m	0,277	0,0411	0,28	0,0385

Расчет потерь в ключах инверторного блока выполнен при мощности МПЧ $S_{НОМ} = 2,2$ МВА и нагрузке – АД (схема соединения статора «Y» с $I_{ЛН} = 212$ А (амплитуда $I_m = 300$ А)), $\cos\varphi = 0,9$, $\eta = 0,9$. При этом мощность АД $P_H = 1784$ кВт. Рассматривалось использование в ЧАИН RC IGCT типа 5SHX10H6010, в качестве фиксирующих диодов 5SDF04F6004. Для РЯ используются IGBT типа 5SNA1200E250100. Потери ГМПЧ $P_o = 13508,2$ Вт, что по отношению к потерям в ТАИН с ШИМ при частоте модуляции 1000Гц составляет 59 %. В сравнении с ГМПЧ на базе ТАИН [4] потери составляют 99,7 %.

Расчет емкости конденсаторов производится исходя из значения коэффициента пульсаций напряжения K_{II} ($K_{II} \leq 0,05$), которые обусловлены переменными составляющими тока конденсаторов. Для конденсаторов крайних ИПТ определяющей является 3-я гармоника (относительно частоты выходного напряжения ω) тока,

для среднего 6-я гармоника тока. Для РЯ при $u_{(1)} = 0$ наибольшее влияние оказывает 2-я гармоника тока конденсатора, обусловленная 3-й гармоникой выходного напряжения ДАИН [4]:

$$I_{m(2)} = \frac{U_{m(3)} I_{m(1)}}{2U}. \quad (12)$$

Определяющим фактором также является ω . Полагаем, что ω прямо пропорциональна A . Относительные значения емкости для конденсаторов ЧАИН определены через относительное значение амплитуды 3-й и 6-й гармоник тока $I_{d1m(3)}^* = f(A)$ и $I_{d2m(6)}^* = f(A)$:

$$C_1^* = \frac{I_{d1m(3)}^* A_{MAX}}{3 \cdot A}, \quad C_2^* = \frac{I_{d2m(6)}^* A_{MAX}}{6 \cdot A}. \quad (13)$$

Для ДАИН используется относительное значение 3-й гармоники

$$U_{m(3)}^* = \frac{U_{m(3)}}{U} = f(A), \quad C^* = \frac{U_{m(3)}^* A_{MAX}}{2 \cdot 2A}. \quad (14)$$

Значение емкости конденсаторов ЧАИН:

$$C = C^* \frac{I_{m(1)}}{3U \cdot \omega_{MAX} \cdot K_{II}}. \quad (15)$$

Для РЯ:

$$C = C^* \frac{I_{m(1)}}{U \cdot \omega_{MAX} \cdot K_{II}}.$$

В соответствии с расчетом при $\cos\varphi = 0,8$ максимальные значения емкости $C_1^* = 0,163$, $C_2^* = 0,065$, $C^* = 0,17$. Принимаем $A_{MAX} = 5,3$, $\omega_{MAX} = 60$ Гц, $K_{II} = 0,025$, $U = 942$ В, $I_{m(1)} = 300$ А, тогда значения емкостей конденсаторов: $C_1 = 11536$ мкФ, $C_2 = 4600$ мкФ, $C = 36093$ мкФ.

Моделирование результатов работы осуществлялось в программном пакете Matlab на R-L нагрузку. С этой целью была разработана соответствующая модель МПЧ. В качестве входного многообмоточного трансформатора использовалась модель из параллельно соединенных по входу двухобмоточных трансформаторов со схемами соединения «Y», «Δ», «зигзаг» при соответствующем пересчете их параметров. Модели базового ЧАИН и РЯ реализованы из отдельных ключей с блоками управления, реализующими разработанные алгоритмы. Для оценки и анализа параметров использованы стандартные функции. На рис. 5 приведены осциллограммы тока и напряжений фазы нагрузки, МПЧ, ЧАИН и РЯ при $A = 5$ и $A = 1$. Значения THD_U и THD_I при этом соответственно 6,03 %, 0,54 % и 27,7 %, 1,84 % (при учете 200 гармоник). При $A_{MAX} = 5,3$ $\text{THD}_U = 5,03$ % и $\text{THD}_I = 0,55$ %.

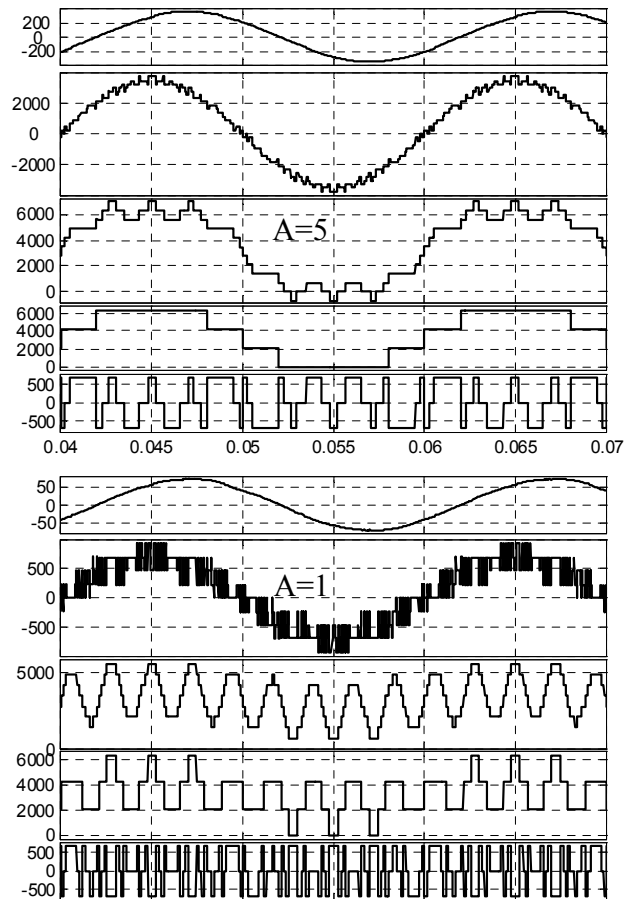


Рис. 5. Осциллограммы напряжений и токов ГМПЧ

Выводы

1. Подтверждена эффективность использования модуляции задания третьей и девятой гармониками для задания режима РЯ в схеме гибридного МПЧ в соответствии с заранее заданными зависимостями амплитуд гармоник исходя из минимально возможного значения ТНД. Формирование выходного напряжения МПЧ осуществляется при квантовании по среднему уровню, что обеспечивает минимальное количество переключения ключей инверторов и снижение потерь в ключах.
2. Получены зависимости для амплитуд модулирующих гармоник в функции амплитуды выходного напряжения.
3. Показана целесообразность использования в звене постоянного тока 24-х фазной схемы выпрямления.
4. Получены соотношения для расчета параметров схемы МПЧ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Veenstra M. Control of a Hybrid Asymmetric Multilevel Inverter for Competitive Medium-Voltage Industrial Drives / M. Veenstra, A. Rufer // IEEE Transactions on Industry Applications. – Vol. 41. – 2005. – № 2. – P. 655–664.

2. Cesar Silva. Control of an Hybrid Multilevel Inverter for Current Waveform Improvement / Cesar Silva, Samir Kouro, Julio Soto, Pablo Lezana // IEEE Cambridge Symposium on Industrial Electronics. – 2008. – P. 2329–2335.
3. Corzine K. A. Operation and Design of Multilevel Inverters / K. A. Corzine // University of Missouri. – Rolla. Copyright. – 2005. – 79 p.
4. Шавёлкин А. А. Несимметричный гибридный многоуровневый преобразователь частоты / А. А. Шавёлкин // Технічна електродинаміка. Тем. вип. Силова електроніка і енергоефективність. Інститут електродинаміки НАН України. Київ. – 2008. – Ч. 2. – С. 21–26.
5. Шавёлкин А. А. Принципы реализации «реактивной ячейки» в гибридных многоуровневых преобразователях частоты/ А. А. Шавёлкин // Тем. вип. «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» н.-т. журналу «Електроінформ». – Львів : ЕКОінформ, 2009. – С. 325–326.
6. Шавьолкін О. О. Перетворювальна техніка: навчальний посібник/ О. О. Шавьолкін, О. М. Наливайко. – Краматорськ : ДДМА, 2008. – 326 с.
7. Пронин М. В. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет) / М. В. Пронин, А. Г. Воронцов ; под ред. Крутякова Е. А. // СПб : «Электросила», 2003. – 172 с.

*Стаття надійшла до редакції 16.02.2010 р.
Після доробки 30.09.2010*

Шавьолкін О. О. Гібридний багаторівневий перетворювач частоти на базі чотирирівневого інвертора напруги

Розглянуто основні принципи реалізації гібридного багаторівневого перетворювача частоти на базі чотирирівневого інвертора напруги з «реактивною коміркою» у вихідних фазах при співвідношенні рівня напруги у ланці постійного струму базового інвертору і «реактивної комірки» 3:1. Приведені результати моделювання запропонованих рішень.

Ключові слова: Несимметричний гібридний багаторівневий інвертор, релейний регулятор, реактивна комірка, попередня модуляція

Shavolkin A. The hybrid multilevel converter of frequency on the basis of the inverter of voltage with four levels

Main principles of realization of the hybrid multilevel converter of frequency on the basis of inverter of a voltage with the four levels of voltages with «a reactive cell» in output phases are considered at a ratio of a level of a voltage in a link of a direct current of the base inverter and «a reactive cell» 3:1. Results of modeling of the offered decisions are brought.

Key words: the asymmetric hybrid multilevel inverter, relay control, a reactive cell, preliminary modulation.

УДК 621.314.63

В. С. Остренко канд. техн. наук

Запорізька державна інженерна академія

ВИЗНАЧЕННЯ ДОДАТКУ ДО ЗНАЧЕННЯ ТЕПЛОВОГО ОПОРУ СИЛОВИХ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ

Ця стаття присвячена обґрунтуванню методики визначення додатку до значення теплового опору напівпровідникового приладу для постійного струму, який дає можливість визначити максимальну температуру напівпровідникової структури приладу при навантаженні імпульсами струму.

Ключові слова: силовий напівпровідниковий прилад, імпульсний режим, тепловий опір, визначення додатку, температура структури.

Визначення значення максимальної температури напівпровідникової структури силових діодів та тиристорів у заданому струмі навантаження є завжди актуальним, бо надійність роботи цих приладів в значній

мірі залежить від значення цієї температури.

При роботі діодів і тиристорів в режимі випрямляча (тобто при навантаженні імпульсами струму) на відносно низькій частоті (на частоті 50 Гц та нижче), темпе-