

УДК 621.314

А.А.ШАВЕЛКИН (канд.техн.наук, доц.)
Донецкий национальный технический университет
Sha@dgtu.donetsk.ua

ГИБРИДНЫЙ МНОГОУРОВНЕВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА БАЗЕ ТРЕХУРОВНЕВОГО ИНВЕРТОРА С «РЕАКТИВНОЙ ЯЧЕЙКОЙ» НА ВЫХОДЕ

Main principles of realization of the hybrid multilevel converter of frequency on the basis of the three-level inverter with a reactive cell are considered at use of preliminary modulation of the third and ninth harmonics. Dependences for amplitudes of modulating harmonics are received. Principles of stabilization of voltage and a preliminary charge of condensers are considered. Calculation of parameters of the scheme and losses in switches is executed.

Многоуровневые преобразователи частоты (МПЧ) на базе трехуровневого автономного инвертора напряжения (АИН) в настоящее время пользуются наибольшим спросом как самое простое и дешевое решение. Однако, их выходные характеристики, особенно в процессе регулирования, не соответствуют современным требованиям, что обуславливает необходимость использования громоздких выходных LC фильтров, которые только частично решают проблему и ухудшают энергетические и динамические показатели электропривода.

Возможности улучшения характеристик МПЧ в последнее время [1-4] связывают с использованием гибридных схем с дополнительными однофазными АИН (ДАИН) в выходных фазах, которые используются без источников питания в режиме «реактивной ячейки» без передачи активной мощности. Наибольшие возможности гибридных МПЧ (ГМПЧ) достигаются при различных напряжениях базового инвертора (БАИН) и ДАИН. Решения при соотношении напряжений одного уровня источника базового трехуровневого АИН (ТАИН) и ДАИН 3:1 рассматриваются в [1-4]. При этом можно выделить следующие основные направления.

Векторная ШИМ с использованием дублирующих (избыточных) состояний пространственного вектора напряжения. В [3] декларируется применение этого метода для задания режима «реактивной ячейки» в схеме гибридного МПЧ, но механизм реализации не раскрывается. Вместе с тем, при количестве уровней более 3 применение этого метода затруднительно из-за большого количества состояний вектора. Кроме того, к недостаткам следует отнести следующее:

- использование дублирующих состояний предполагает при синтезе вектора использование не всегда ближайших базовых векторов, что увеличивает перепады в кривой формируемого напряжения нагрузки;
- формирование заданного параметра (среднего значения тока, напряжения и т.п.) обычно осуществляется на интервале коммутации, определяющем синтезируемый вектор. Это предполагает увеличение количества используемых комбинаций и, соответственно, существенное увеличение частоты коммутации ключей.

Возможности улучшения характеристик МПЧ в последнее время [1-4] связывают с использованием

Таким образом, эффективность данного метода сомнительна и нуждается в дальнейших исследованиях.

В работе [2] применительно ГМПЧ предложено использовать «реактивную ячейку» как последовательный активный фильтр. Идея данного решения состоит в том, что при равенстве первых гармоник фазного напряжения нагрузки (формируемого - желаемого) и напряжения базового инвертора, равна нулю и первая гармоника напряжения активного фильтра. Идея интересная, но отработка разницы желаемого напряжения и напряжения базового АИН даже при использовании идеального источника (но с ограниченной амплитудой $U/3$) осуществляется с ошибкой. Вследствие этого первая гармоника напряжения реактивной ячейки не равна нулю и возникает задача стабилизации напряжения на ее конденсаторе, причем в трех фазах. Тогда возникает вопрос, какой параметр использовать как корректирующий для всех фаз МПЧ. Кроме того, предполагается, что в активном фильтре и базом инверторе с большим напряжением используется ШИМ, хотя для базового инвертора и с фиксированным количеством импульсов за период, а это увеличение потерь.

При отсутствии в трехфазной системе МПЧ - нагрузка нейтрального провода при формировании выходного напряжения могут использоваться гармоники, частота которых кратна 3 к частоте основной гармоники выходного напряжения. В [4] показана возможность модуляции задания третьей гармоникой в соответствии с заранее заданной зависимостью, которая получена расчетным путем. Стабилизация напряжения «реактивной ячейки» обеспечивается с использованием релейного регулятора. В [1] предлагается использовать одновременно третью и девятую гармоники, однако такое решение не является однозначным, и потребовало для реализации использование специального модельно-прогнозного регулятора. Можно предположить, что использование двух корректирующих параметров – амплитуды 3ей- (A_3) и 9ой- (A_9) гармоник создает большие возможности при формировании напряжения. Но при этом для одного значения основной гармоники вполне реально наличие множества решений и возникает задача выбора. Таким образом, возможности предварительного расчета с установлением зависимостей на основе анализа возможных решений еще далеко не исчерпаны.

На данный момент времени высоковольтные полупроводниковые приборы имеют значительные потери на переключение, что ограничивает их частотный диапазон и делает не эффективным использование в процессе формирования напряжения метода ШИМ. Это делает актуальным поиск новых алгоритмов при минимуме переключений ключей. Следует отметить, что «реактивная ячейка» меняет режим работы БАИН, что можно использовать для снижения потерь в силовых цепях.

При практической реализации ГМПЧ на базе ТАИН также возникает ряд проблем, которые нуждаются в исследованиях и проработке. Это касается задания режима работы «реактивной ячейки», методики расчета параметров схемы.

Цель работы: улучшение характеристик ГМПЧ на базе ТАИН с «реактивной ячейкой».

При этом необходимо решить следующие задачи:

- исследовать возможности формирования выходного напряжения ГМПЧ с обеспечением режима «реактивной ячейки» при минимальном коэффициенте гармоник, уменьшении количества переключений ключей и снижении соответствующих потерь энергии;
- разработать принципы стабилизации напряжений конденсаторов реактивных ячеек и их предварительного заряда без использования дополнительного оборудования;
- выполнить анализ процессов в схеме и разработать методику расчетов параметров элементов схемы;

Основные результаты исследований. Схема силовых цепей МПЧ приведена на рис.1. Источник МПЧ выполнен из двух мостовых трехфазных выпрямителей B , которые питаются от отдельных обмоток трансформатора.

Для уменьшения количества переключений ключей БАИН рассматривалось амплитудное регулирование с квантованием по среднему уровню [5]. Как показал анализ, этот вариант формирования наилучшим образом сочетается с предварительной модуляцией задания 3ей- и 9ой- гармониками. При этом напряжение задания:

$$u_{3AD} = A \sin \theta + A_3 \sin 3\theta + A_9 \sin 9\theta, \quad (1)$$

где: $\theta = \omega t$, ω - угловая частота основной (первой) гармоники выходного напряжения, A , A_3 , A_9 - амплитуды первой, 3ей- и 9ой- гармоник. В дальнейшем используем относительные значения напряжений при $U=1$.

Активная мощность P_1 , передаваемая ДАИН1 при практически синусоидальном выходном токе i_H определяется первой гармоникой его напряжения $u_{1(l)}$. При этом равенство $P_1=0$ предполагает условие $u_{1(l)}=0$.

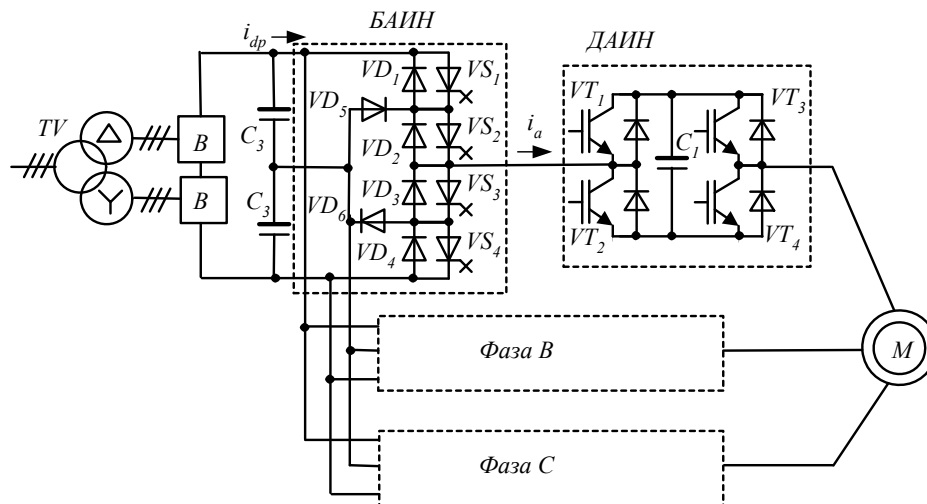


Рисунок 1- Схема силовых цепей гибридного МПЧ

Для исследования была разработана математическая модель фазы МПЧ, которая выполнена с учетом следующих факторов. Квантование с усреднением по уровню предполагает сравнение u_{3AD} с соответствующим уровнем квантования $u_{KBi} = i - 0.5$ (i - номер уровня выходного напряжения фазы МПЧ $u_{\phi МПЧ}$). При $u_{3AD} \geq u_{KBi}$ осуществляется переход на следующий уровень, чему соответствует определенный угол θ_i . Одному уровню может соответствовать несколько значений углов θ_{ij} (i - номер уровня, $j \leq 5$ - номер угла на интервале $0 - \pi/2$), где формируется переход на следующий (предыдущий) уровень. В зависимости от амплитуды составляющих его гармоник u_{3AD} может менять полярность по отношению к напряжению основной гармоники. При наличии на интервале $(0, \pi/2)$ отрицательных участков u_{3AD} проверяется условие $|u_{3AD}| \geq u_{KBi}$ и соответствующие значения углов обозначим как θ_{ijN} . При известных значениях A , A_3 , A_9 значения углов соответствующих i уровню можно найти решением уравнения:

$$i - 0.5 = |A \sin \theta + A_3 \sin 3\theta + A_9 \sin 9\theta|. \quad (2)$$

Решение уравнения (2) находим поочередной подстановкой в него значения θ из интервала $(0, \pi/2)$ с минимальным шагом. При известных значениях θ_{ij} можно определить относительную амплитуду первой гармоники напряжений каждого АИН (ДАИН - u_1 , БАИН - u_3) и общую для фазы МПЧ:

$$\begin{aligned}
 U_{1m(1)} &= \frac{4}{\pi} [\cos \theta_{1jB} - \cos \theta_{1jY} - 2 \cos \theta_{2jB} + 2 \cos \theta_{2jY} + \cos \theta_{3jB} - \cos \theta_{3jY} + \cos \theta_{4jB} - \cos \theta_{4jY} - \\
 &\quad - \cos \theta_{1jBN} + \cos \theta_{1jYN} + 2 \cos \theta_{2jBN} - 2 \cos \theta_{2jYN} - \cos \theta_{3jBN} + \cos \theta_{3jYN} - \cos \theta_{4jBN} + \cos \theta_{4jYN}], \\
 U_{3m(1)} &= \frac{4}{\pi} 3 [\cos \theta_{2jB} - \cos \theta_{2jY} - \cos \theta_{2jBN} + \cos \theta_{2jYN}], \\
 U_{m(1)} &= U_{1m(1)} + U_{3m(1)},
 \end{aligned} \quad (3)$$

где: индексы B и Y соответствуют возрастанию и убыванию функции $|u_{3AD}|$.

Анализ решений показал, что определяющую роль выполняет значение A_9 , в то время как для A_3 можно принять условие $A_3=0.15A$ («плоская» вершина u_{3AD} при $A_9=0$), что позволяет получить максимальное значение $A \leq 3.7$. В ряде случаев имеется несколько решений, тогда следует рассмотреть задачу оптимизации гармонического состава – подобрать значение A_9 из условия минимума THD или удельного коэффициента гармоник:

$$THD_{yД} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U(k)}{k}\right)^2}}{U_{(1)}}, \quad (4)$$

где k - порядок соответствующей гармоники ($k=6n \pm 1$). Для расчета действующего значения гармоник воспользуемся уравнениями, которые следуют из (3):

$$\begin{aligned}
 U_{1m(k)} &= \frac{4}{k\pi} [\cos(k\theta_{1jB}) - \cos(k\theta_{1jY}) + \dots + \cos(k\theta_{4jYN})], \\
 U_{3m(k)} &= \frac{4}{k\pi} 3 [\cos(k\theta_{2jB}) - \cos(k\theta_{2jY}) - \cos(k\theta_{2jBN}) + \cos(k\theta_{2jYN})], \\
 U(k) &= \frac{(U_{1m(k)} + U_{3m(k)})}{\sqrt{2}}.
 \end{aligned} \quad (5)$$

В реальных условиях $U_{1m(1)}=0$ не выполнимо - следует учитывать погрешность расчета, колебания напряжения источника, отклонения параметров приборов, потери энергии в приборах. В [4] предложено для стабилизации напряжения конденсатора «реактивной ячейки» использовать релейный принцип регулирования, который применительно данного варианта МПЧ сводится к следующему. Расчет производится из условия $U_{1m(1)}=\pm(0.03-0.05)$, т.е. каждому значению A приводится в соответствие комбинация (A_{9p}, A_{9N}) . Таким образом, обеспечивается возможность уменьшать (при $U_{1m(1)}>0$ конденсатор разряжается) или увеличивать напряжение на конденсаторе (при $U_{1m(1)}<0$ конденсатор заряжается). На рис.2 приведены расчетные зависимости $A_{9p}=f(A)$,

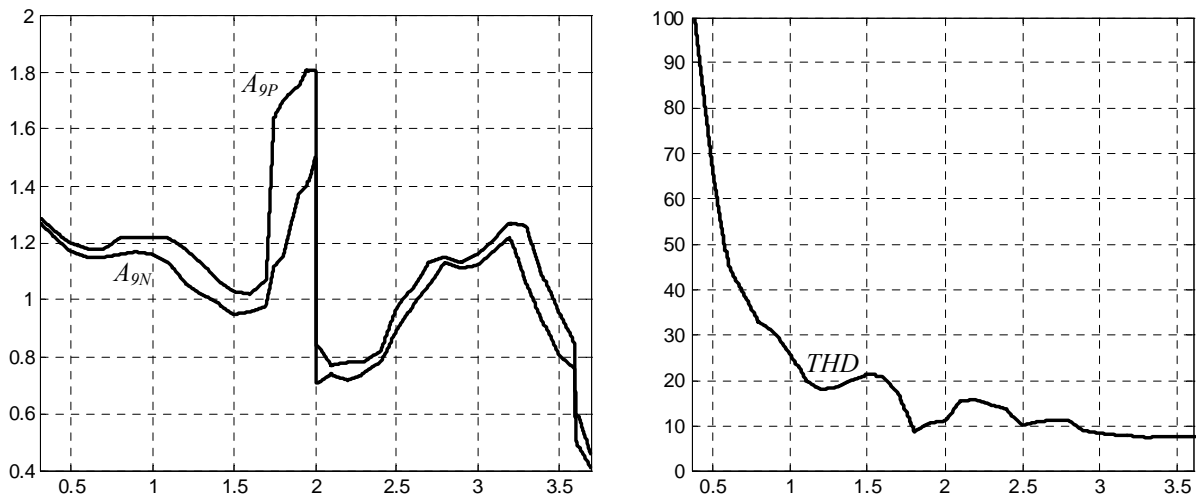


Рисунок 2 - Зависимости $A_{9p}=f(A)$, $A_{9N}=f(A)$, $THD=f(A)$

$A_{9N}=f(A)$, $THD=f(A)$. Расчет произведен с учетом $k \leq 200$.

Алгоритм реализации квантования по среднему уровню для одной фазы МПЧ можно свести к следующему. Формируем напряжение u_{3AD} как сумму соответствующих гармоник (1). С помощью компаратора (сравнение с 0) получаем функцию $sign(u_{3AD})$.

Преобразуем u_{3AD} к одной полярности $u'_{3AD} = u_{3AD} \cdot sign(u_{3AD})$. С помощью набора компараторов сравниваем u'_{3AD} с уровнями квантования $U_{KBi}=0.5, 1.5, 2.5, 3.5$. При $u'_{3AD} > U_{KBi}$ напряжение компаратора равно 1, в противном случае 0. Обозначим напряжения компараторов в соответствии с уровнями квантования ($U_{0.5}, U_{1.5}$ и т.д.) тогда для напряжений каждого АИН получаем:

$$\begin{aligned}
 u_1 &= (U_{0.5} \wedge \bar{U}_{1.5} - U_{1.5} \wedge \bar{U}_{2.5} + U_{3.5}) \text{sign}(u_{3AD}), \\
 u_3 &= (3U_{1.5}) \text{sign}(u_{3AD}), \\
 u_{ФМПЧ} &= (u_1 + u_3).
 \end{aligned}
 \tag{6}$$

Выражения (6) определяют сигналы управления для БАИН и ДАИН.

Формирование напряжений в фазах МПЧ осуществляется в соответствии с напряжением задания и независимо. Поэтому реализация системы стабилизации напряжений ДАИН предполагает использование трех релейных регуляторов и введение корректирующего параметра A_{γ} с их выходов для каждого из трех каналов формирования задающего напряжения. Задание значений $A_{\gamma P}$ и $A_{\gamma N}$ осуществляется в табличной форме.

Предварительный заряд конденсаторов реактивных ячеек осуществляется через нагрузку [4]. Предложен вариант, когда нагрузка – асинхронный двигатель (АД) используется в режиме динамического торможения и в его обмотках протекает постоянный ток. Данный вариант не предполагает никакого дополнительного оборудования и изменения схемы МПЧ (схема соединения обмотки статора АД «звезда»). Исходным является то, что индуктивность АД ограничивает скорость изменения тока заряда конденсаторов. Это позволяет, изменяя длительность подключения выходной цепи БАИН к источнику напряжения $3U$ на входе БАИН обеспечивать заряд с заданным значением тока заряда. При этом одно плечо (фаза А) БАИН работает в режиме понижающего импульсного преобразователя постоянного напряжения с ШИМ, среднее значение его выходного напряжения $U_{CP} = \gamma 3U$, два других плеча имеют нулевое напряжение. В свою очередь γ изменяется по линейному закону $\gamma = at$. ДАИН в фазе А работает в режиме $+U$ или 0 , ДАИН в двух других фазах в режиме $-U$, таким образом, конденсаторы (C_2 и C_3) фаз В и С включены параллельно и последовательно с конденсатором (C_1) фазы А.

Заряд осуществляется в два этапа:

- заряжаются конденсаторы в параллельных ветвях C_2 и C_3 (ДАИН1 в фазе, которая включена последовательно работает в режиме $U=0$);
- осуществляется заряд C_1 и дозаряд C_2 и C_3 . После этого осуществляется перевод МПЧ в рабочий режим.

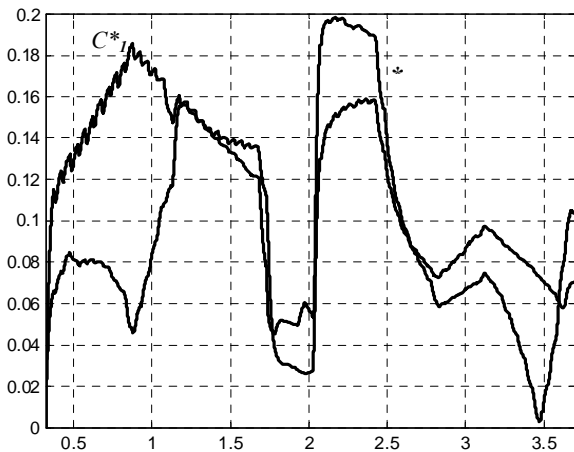


Рисунок 3 - Зависимости $C^* = f(A)$ и $C^*_1 = f(A)$

К концу первого этапа напряжение на конденсаторах C_2 и C_3 достигает значения $U/2$. При линейном законе нарастания напряжения на конденсаторах, среднее значение тока заряда при заданном времени заряда t_{31} :

$$I_{3CP} = C_{\Sigma 1} \frac{du_C}{dt} = C_{\Sigma 1} \frac{U}{2t_{31}}, \tag{7}$$

где: $C_{\Sigma 1} = 2C$ (C – емкость конденсаторов ДАИН).

На втором этапе заряда напряжение на конденсаторах возрастает на значение $1.5U$ при эквивалентной емкости $C_{\Sigma 2} = \frac{2}{3}C$ и ток

$$\text{заряда: } I_{3CP2} = C_{\Sigma 2} \frac{1.5U}{t_{32}}.$$

Таким образом, задавая время заряда можно ограничить среднее значение тока заряда, максимальный размах колебаний тока заряда ограничивается

соответствующим выбором частоты модуляции f_M .

На первом этапе заряда γ_1 изменяется по линейному закону $\gamma_1 = at$. Нетрудно показать, что для поддержания неизменным значения тока заряда при $t_{31} = t_{32}$ необходимо, чтобы на втором этапе $\gamma_2 = 3at$.

Расчет емкости конденсаторов производится исходя из значения коэффициента пульсаций напряжения K_{Γ} ($K_{\Gamma} \leq 0.05$), которые обусловлены переменными составляющими тока конденсаторов. Для БАИН [4] определяющей является 3я- гармоника тока i_{AP} на рис.1. Аналогичную картину имеем для ДАИН, где при $u_{(1)} = 0$ наибольшее влияние оказывает 2я- гармоника тока конденсатора, обусловленная 3ей- гармоникой выходного напряжения ДАИН [4]:

$$I_{m(2)} = \frac{U_{m(3)} I_m}{2U}, \tag{8}$$

где: I_m - амплитуда выходного тока.

При этом также следует учитывать частоту выходного напряжения МПЧ ω . Полагаем, что частота прямо пропорциональна амплитуде выходного напряжения A . На рис.3 приведены зависимости для относительных значений емкости конденсаторов (C^* ДАИН и C^*_1 - для БАИН) в функции амплитуды A при $\cos\varphi = 0.8$. Относительные значения емкости для конденсаторов БАИН определены через относительное значение амплитуды 3ей- гармоник $I^*_{m(3)} = f(A)$:

$$C^* = \frac{I^*_{m(3)} A_{MAX}}{3 \cdot A}. \tag{9}$$

Для ДАИН используется относительное значение 3-ей гармоники

$$U^*_{m(3)} = \frac{U_{m(3)}}{U} = f(A):$$

$$C^* = \frac{U^*_{m(3)} A_{MAX}}{2 \cdot 2A} \tag{10}$$

Значение емкости конденсаторов:

$$C = C^* \frac{I_m}{U \cdot \omega_{MAX} \cdot K_{II}} \tag{11}$$

В соответствии с рис.3 максимальные значения относительной емкости $C^*_j=0.185$, $C^*=0.198$. Принимаем $A_{MAX}=3.7$, $f_{MAX}=60$ Гц, $K_{II}=0.025$, $U=1000$ В, $I_m=300$ А, тогда значения емкостей конденсаторов БАИН 1963мкФ и ДАИН 6296мкФ.

Расчет токов ключей схемы. Осциллограммы токов ключей БАИН и ДАИН приведены на рис.4. В соответствии со значением углов θ_i , соответствующих моментам переключения ключей среднее и действующее значение тока для ключей АИН:

$$I_{CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{\Phi A} d\theta = \frac{1}{2\pi} \sum_{\theta_{Hi}}^{\theta_{Ki}} \int I_m \sin(\theta - \varphi) d\theta, I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2_{\Phi A} d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sum_{\theta_{Hi}}^{\theta_{Ki}} \int I_m^2 \sin^2(\theta - \varphi) d\theta} \tag{12}$$

где: θ_{Hi} , θ_{Ki} – начальное и конечное значения угла для соответствующих интервалов.

В соответствии с рис.4,а получаем следующее распределение полуволны тока через ключи БАИН:

VT1: $(\theta_4, \pi - \theta_4), (\pi - \theta_3, \pi - \theta_2)$; VT2: $(\varphi, \pi + \theta_2), (\pi + \theta_3, \pi + \varphi)$; VD1 (VD2): (θ_2, θ_3) ; VD5: $(\varphi, \theta_4), (\pi - \theta_4, \pi - \theta_3), (\pi - \theta_2, \pi + \theta_2), (\pi + \theta_3, \pi + \varphi)$.

Относительные значения токов по результатам расчета приведены в табл.1. Исходя из симметрии работы ключей в плече БАИН для положительной и отрицательной полуволны тока, получаем $i_{VD1}=i_{VD2}=i_{VD3}=i_{VD4}$,

$$i_{VT1}=i_{VT4}, i_{VT2}=i_{VT3}, i_{VD5}=i_{VD6}.$$

Важный момент – при предложенном алгоритме формирования напряжения в фазе МПЧ с квантованием по уровню ДАИН работает как формирователь импульсов разной полярности (u_i – на рис.4,б). При этом может быть использован следующий алгоритм работы ДАИН: $g_1=1$ при $u_{13AD} \geq 0$, $g_3=1$ при $u_{13AD} \leq 0$, $g_2 = \bar{g}_1, g_4 = \bar{g}_3$ ($g_1 - g_4$ – сигналы управления для соответствующих ключей ДАИН). Данный алгоритм обеспечивает минимум переключений ключей ДАИН, однако их загрузка по току различна (табл.1). Выравнивание нагрузки возможно периодическим (через период выходной частоты) изменением сигналов управления транзисторов 1(g_4), 4(g_1) и 2(g_3), 3(g_2).

В соответствии с рис.4,б получаем следующее распределение полуволны тока через ключи ДАИН:

VT1: $(\varphi, \theta_4), (\theta_5, \theta_8), (\theta_9, \pi - \theta_9), (\pi - \theta_8, \pi - \theta_5), (\pi - \theta_4, \pi - \theta_3), (\pi - \theta_2, \pi + \theta_1), (\pi + \theta_2, \pi + \varphi)$; VD2: $(\theta_4, \theta_5), (\theta_8, \theta_9), (\pi - \theta_9, \pi - \theta_8), (\pi - \theta_5, \pi - \theta_4), (\pi - \theta_3, \pi - \theta_2), (\pi + \theta_1, \pi + \theta_2), (\pi + \theta_3, \pi + \varphi)$; VD3: $(\theta_4, \theta_6), (\theta_7, \theta_9), (\pi - \theta_{10}, \pi - \theta_7), (\pi - \theta_6, \pi - \theta_4), (\pi - \theta_3, \pi - \theta_2), (\pi - \theta_1, \pi + \theta_2)$; VT4: $(\varphi, \theta_4), (\theta_6, \theta_7), (\theta_{10}, \pi - \theta_{10}), (\pi - \theta_7, \pi - \theta_6), (\pi - \theta_4, \pi - \theta_3), (\pi - \theta_2, \pi - \theta_1), (\pi + \theta_2, \pi + \varphi)$.

Относительные значения токов приведены в табл.1. Исходя из симметрии работы ключей ДАИН для положительной и отрицательной полуволны выходного тока, получаем $i_{VD1}=i_{VD3}, i_{VT1}=i_{VT3}, i_{VT2}=i_{VT4}, i_{VD2}=i_{VD4}$.

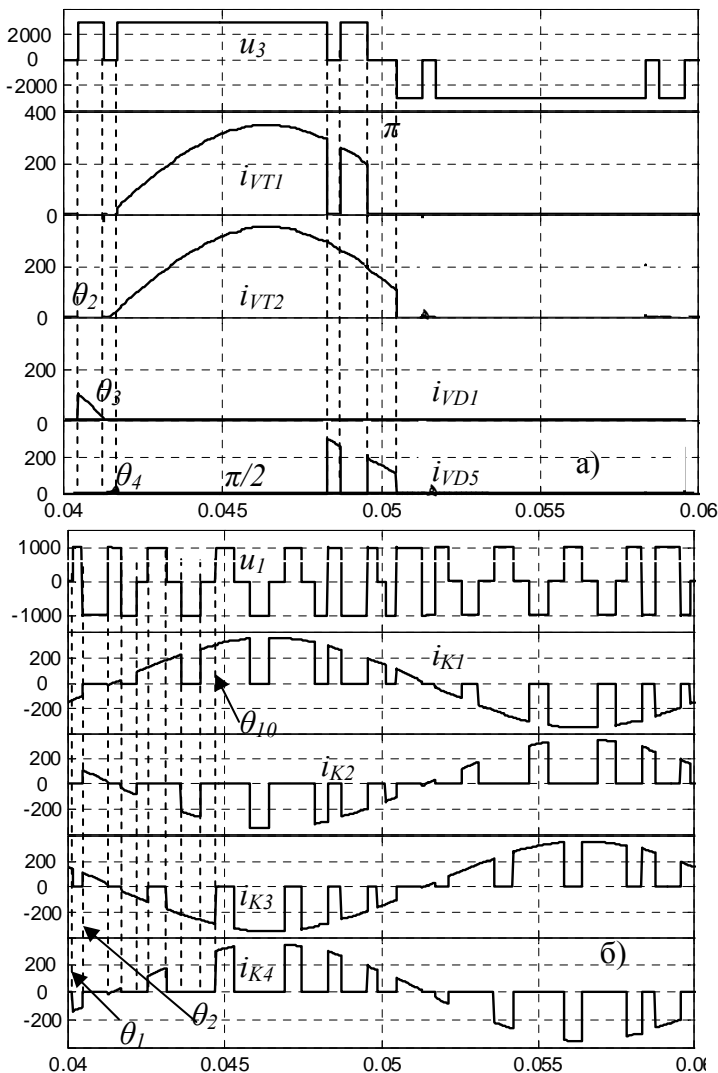


Рисунок 4 - Осциллограммы напряжений и токов ключей МПЧ

Таблица 1 -Расчет загрузки ключей МПЧ

№ ключа	ДАИН				БАИН				
	$VT1$	$VD2$	$VD3$	$VT4$	$VT1$	$VT2$	$VD1$	$VD2$	$VD5$
I/I_m	0.41	0.288	0.417	0.277	0.476	0.49	0.0395	0.0395	0.151
I_{CP}/I_m	0.211	0.108	0.218	0.1	0.274	0.312	0.0073	0.0073	0.037

Расчет потерь энергии выполнен при мощности МПЧ ($S_{НОМ}=2.2$ МВт) и нагрузке – АД (схема соединения статора «звезда» с $I_{ЛН}=212$ А (амплитуда $I_{НМ}=300$ А), $\cos\varphi=0.9$, $\eta=0.9$ при этом мощность АД $P_H=1784$ кВт. При использовании схемы «треугольник» амплитуда тока нагрузки $I_m=519$ А. Данные соответствуют [6].

В соответствии с рис.4,а количество переключений ключей БАИН от одного до четырех, причем для $VT2$ и $VD5$ ряд переключений осуществляется при переходе тока через ноль. Потери проводимости при аппроксимации выходных характеристик ключей (ломаной кривой $U=U_{TO}+IR_{CE}$) можно определить в соответствии с [6]:

$$P_{COND} = U_{TO}I_{CP} + I^2R_{CE}, \quad (13)$$

где: U_{TO} - пороговое напряжение, I_{CP} , I – среднее и действующее значение прямого тока ключа.

Расчет потерь переключения производился с учетом значений тока в момент переключения:

$$P_{SWT} = f\left(\frac{U}{U_{CT}}\right)^{K_V} [E_{on} \sum \left(\frac{I_{oni}}{I_{CT}}\right)^{K_I} + E_{off} \sum \left(\frac{I_{offi}}{I_{CT}}\right)^{K_I}]. \quad (14)$$

где: I_{CT} , U_{CT} – стандартные значения тока и напряжения, при которых заданы значения энергии потерь включения и отключения E_{on} и E_{off} , K_i , K_V - коэффициенты аппроксимации, определяющие зависимость потерь энергии от фактических значений тока и напряжения (для IGBT $K_i=1$, $K_V=1.4$, для диода и IGCT $K_i=K_V=0.6$).

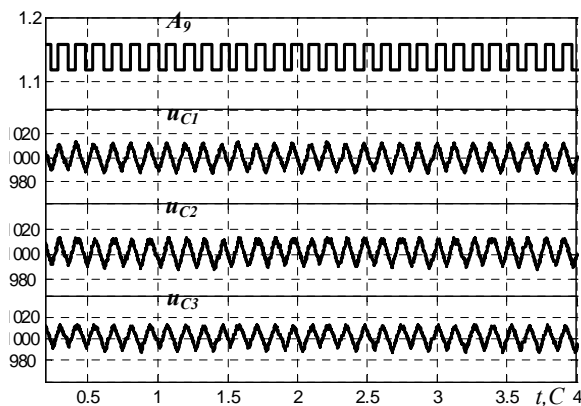


Рисунок 5 - Осциллограммы напряжений системы стабилизации напряжения

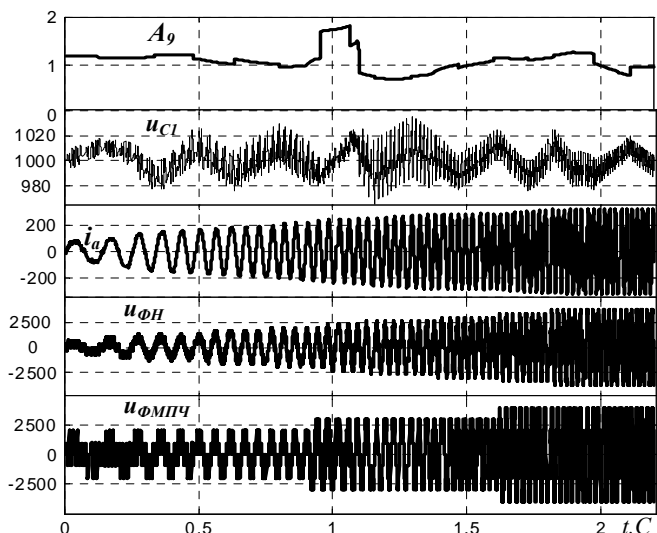


Рисунок 6 - Осциллограммы процесса частотного пуска

Для ДАИН (рис.4,б) имеем картину аналогичную ШИМ при эквивалентной частоте модуляции $f_M=600$ Гц и расчет производим исходя из значения общей энергии потерь E_{tot} и среднего значения полуволны выходного тока $I_{CP} = \frac{I_{HM}}{\pi}$ в соответствии с выражением:

$$P_{SW} = f_M \cdot E_{tot} \cdot \left(\frac{I_{CP}}{I_{CT}}\right)^{K_I} \left(\frac{U}{U_{CT}}\right)^{K_V}. \quad (15)$$

Для БАИН используем RC IGCT типа 5SHX14H4510 (4.5кВ, $I_{TGM}=1100$ А), фиксирующие диоды 5SDF03D4502 (4.5кВ, $U_d=2800$ В, $I_{FAVM}=570$ А). Для ДАИН IGBT типа SKM800GA176D ($U_{CE}=1.7$ кВ, $I_{C25\varphi(75\varphi)}=830(590)$ А).

Общие потери энергии в БАИН $P_B=7002$ Вт, потери переключения $P_{SW}=2688$ Вт, что составляет 38.4%.

Для одного ДАИН $P_{Д1}=1521.3$ Вт, потери переключения $P_{SW}=355.2$ Вт, что составляет 23.3%.

Общие потери МПЧ $P_O=11566$ Вт, что по отношению к потерям в ТАИН с ШИМ при частоте модуляции 1000Гц [6] составляет 50.5%.

Общие потери переключения $P_{SW}=3753.6$ Вт, что составляет 32.4% от общих потерь.

В сравнении с аналогичным вариантом ГМПЧ [6] общие потери составляют 85%, доля потерь приходящаяся на БАИН 83.5%.

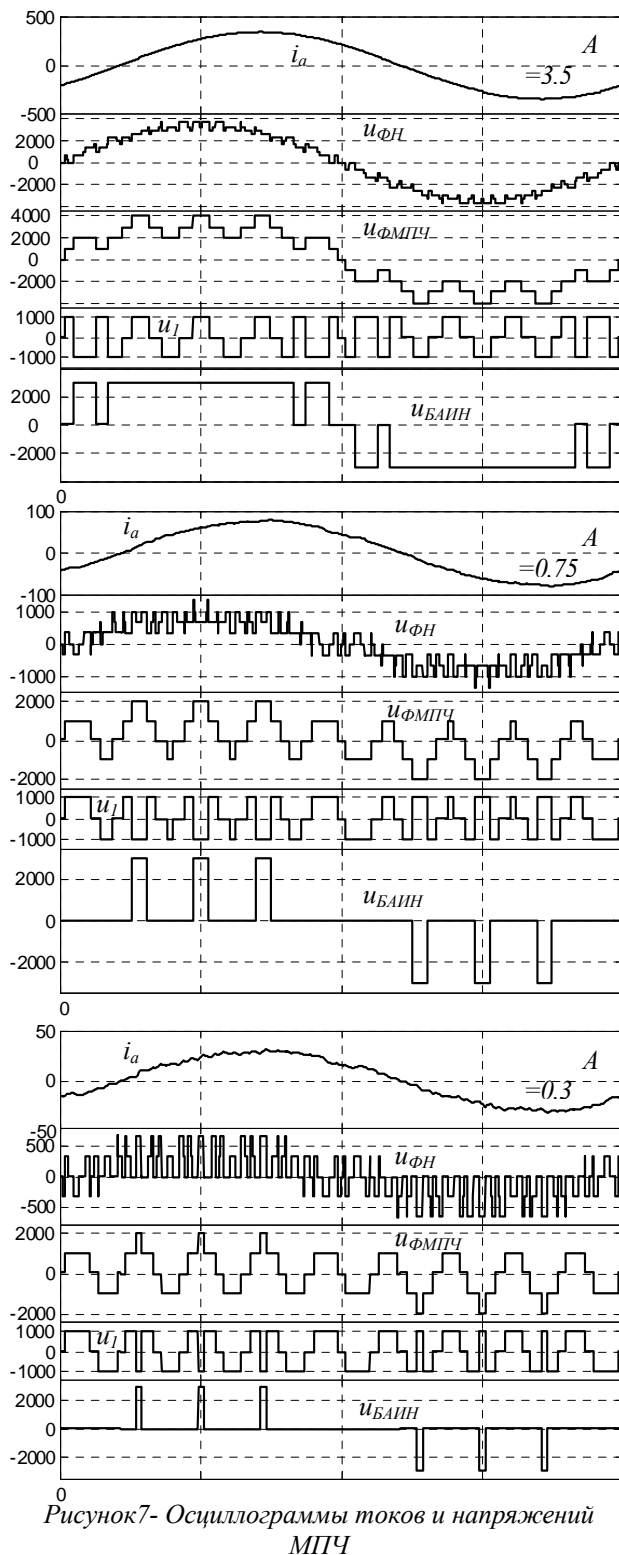


Рисунок 7- Осциллограммы токов и напряжений МПЧ

гармоник от амплитуды выходного напряжения.

4. Разработана система стабилизации напряжений «реактивных ячеек» с релейными регуляторами.

5. Показана возможность предварительного заряда конденсаторов постоянным током через цепь нагрузки. При этом одно плечо БАИИН используется в режиме импульсного преобразователя постоянного напряжения, который задает закон изменения напряжения конденсаторов.

6. Получены соотношения для расчета параметров элементов схемы МПЧ.

7. Использование предложенных принципов позволяет снизить потери энергии в сравнении с трехуровневым АИИН вдвое и с аналогичным вариантом ГМПЧ с использованием ШИМ на 15%.

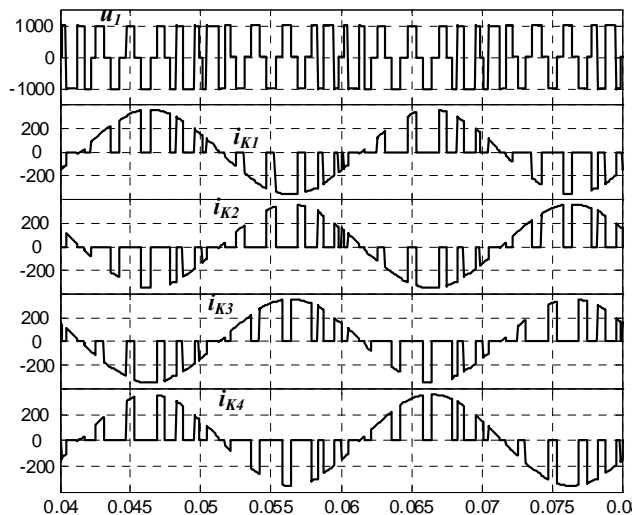


Рисунок 8 - Токи ключей ДАИИН

Моделирование полученных решений

осуществлялось при работе МПЧ на $R-L$ нагрузку с различными значениями $\cos\varphi=0.6-0.9$. Напряжение источников $U=1000\text{В}$. Осциллограммы корректирующего параметра A_{91} (фаза A), напряжений конденсаторов u_{C1} , u_{C2} , u_{C3} – напряжения конденсаторов после фильтра при $T_{\phi}=0.05\text{с}$) приведены на рис.5 при $A=3$. Отклонение напряжения задавалось на уровне $\pm 1\%$ (по среднему значению u_C). В динамике при частотном пуске (рис.6) отклонение u_{C1} доходит до 2%. На рис.7 и рис.8 приведены осциллограммы тока фазы МПЧ i_a и напряжений фазы БАИИН $u_{\text{БАИИН}}$, ДАИИН $u_{\text{ДАИИН}}$ при $A=3.5$ ($\text{THD}=7.45$), $A=0.75$ и $A=0.3$. При $A=0.75$ напряжение фазы нагрузки еще имеет 9 уровней, как и в «классическом» варианте ТАИИН с ШИМ при амплитудах близких к максимальной. Предложенный алгоритм выравнивания загрузки ключей ДАИИН иллюстрирует рис.8.

Выводы

1. Показана эффективность использования одновременной модуляции задания третьей и девятой гармониками для обеспечения режимов работы ДАИИН в схеме гибридного МПЧ в соответствии с заранее заданными зависимостями амплитуд гармоник при минимальном коэффициенте гармоник выходного напряжения.

2. Формирование выходного напряжения МПЧ осуществляется при квантовании по среднему уровню, что обеспечивает минимальное количество переключения ключей инверторов.

3. Получены зависимости амплитуд модулирующих

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, volume 41. - March/April 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. - June/July 2008.- p.2329-2335.
3. Corzine K.A. Operation and Design of Multilevel Inverters / K.A. Corzine // University of Missouri - Rolla. Copyright. - 2005.- p.79.
4. Шавѐлкин А.А. Несимметричный гибридный многоуровневый преобразователь частоты / А.А.Шавѐлкин // Технічна електродинаміка. Тем.вип. Силова електроніка і енергоефективність. Інститут електродинаміки НАН України. Київ. - 2008. - частина 2.- С.21-26.
5. Шавьолкін О.О. Перетворювальна техніка: навчальний посібник/ О.О. Шавьолкін, О.М.Наливайко. – Краматорськ, ДДМА, 2008. - 326с.
6. Шавѐлкин А.А.Потери энергии в многоуровневых преобразователях частоты при разных топологиях схем / А.А. Шавѐлкин //Гірнична електромеханіка та автоматика: Наук. – техн. зб. – 2008. – Вип. 81. – С. 3-16.

Надійшла до редколегії 21.05.2009

Рецензент: І.П. Заболотний

А.А. ШАВЕЛКІН

Донецкий национальный технический университет

Гибридный многоуровневый преобразователь частоты на базе трехуровневого инвертора с «реактивной ячейкой» на выходе. Рассмотрены основные принципы реализации гибридного многоуровневого преобразователя частоты на базе трехуровневого инвертора напряжения с реактивной ячейкой в выходных фазах при использовании модуляции третьей и девятой гармониками. Получены зависимости для амплитуд модулирующих гармоник. Предложены принципы стабилизации напряжения и предварительного заряда конденсатора реактивной ячейки. Приводятся расчеты параметров схемы и потерь энергии в ключах.

Гибрид, многоуровневый преобразователь, частота, инвертор, «реактивная ячейка»

О.О. ШАВЬОЛКІН

Донецкий национальный технический университет

Гібридний багаторівневий перетворювач частоти на базі трьохрівневого інвертора з «реактивною коміркою» на виході. Розглянуто основні принципи реалізації гібридного багаторівневого перетворювача частоти на базі трирівневого інвертора напруги з реактивною коміркою у вихідних фазах при використанні модуляції третьою і дев'ятою гармоніками. Отримані залежності для амплітуд модулюючих гармонік. Запропоновані принципи стабілізації напруги і попереднього заряджання конденсатору реактивної комірки. Приводяться розрахунки параметрів схеми і витрат енергії в ключах.

Гібрид, багаторівневий перетворювач, частота, інвертор, «реактивна коморка»