

НЕСИММЕТРИЧНЫЙ ГИБРИДНЫЙ МНОГОУРОВНЕВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА БАЗЕ ПЯТИУРОВНЕВОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Розглянуто основні принципи реалізації асиметричного гібридного багаторівневого перетворювача частоти на базі п'ятирівневого інвертора напруги з "реактивною коміркою" у вихідних фазах при співвідношенні напруги у ланцюзі постійного струму інверторів 3:3:1. Наведено результати моделювання запропонованих рішень.

Рассмотрены основные принципы реализации несимметричного гибридного многоуровневого преобразователя частоты на базе пятиуровневого инвертора напряжения с "реактивной ячейкой" в выходных фазах при соотношении напряжений в звене постоянного тока инверторов 3:3:1. Приведены результаты моделирования предложенных решений.

Main principles of realization of the asymmetrical hybrid multilevel converter of frequency on the basis of inverter of a voltage with the five levels of voltages with " a reactive cell " in output phases are considered at a ratio of voltage in a link of a direct current of inverters 3:3:1. Results of modelling of the offered decisions are brought.

В настоящее время для электропривода среднего напряжения (6-10кВ) находят применение многоуровневые преобразователи частоты (МПЧ). Они используют две топологии схем: каскадные МПЧ (КМПЧ) и МПЧ на базе многоуровневых автономных инверторов напряжения (МАИН). КМПЧ имеют существенно лучшие характеристики, но и более сложны, что выражается в их стоимости. Наиболее распространенный и простой вариант МПЧ базируется на схеме трехуровневого автономного инвертора напряжения (ТАИН) с фиксирующими диодами [1]. Качество их выходного напряжения не соответствует стандарту, особенно в процессе регулирования напряжения и предполагает использование на выходе громоздких фильтров. Компромиссное решение связывают с применением гибридных схем [1-4].

Гибридные схемы МПЧ обычно базируются на схеме ТАИН с дополнительными (включенными каскадно) однофазными мостовыми автономными инверторами напряжения (ДАИН) в выходных фазах.

Наибольшие возможности гибридных МПЧ (ГМПЧ) достигаются при различных напряжениях базового (БАИН) и ДАИН. Причем, если исключить потребление активной мощности от ДАИН, он может

использоваться без источника [1-4] как «реактивная ячейка». Обмен реактивной мощностью с нагрузкой обеспечивает конденсатор на входе ДАИН. Решения с ДАИН в режиме «реактивной ячейки» при соотношении напряжений одного уровня источника базового ТАИН и ДАИН 3:1 рассматриваются в [1,2,3]. Реальные возможности схемы ограничены девятью уровнями выходного напряжения.

В настоящее время высоковольтные полупроводниковые приборы характеризуются значительными потерями на переключение, что ограничивает их частотный диапазон и делает неэффективным использование в процессе формирования напряжения метода ШИМ. Потому актуален поиск новых алгоритмов при минимуме переключений ключей. При практической реализации ГМПЧ на базе ПАИН также возникает ряд проблем, которые нуждаются в исследованиях и проработке. Это касается задания режима работы «реактивной ячейки», структуры звена постоянного тока, методики расчета параметров схемы.

Целью работы является исследование возможностей реализации несимметричного ГМПЧ на базе ПАИН с каскадным включением ДАИН как «реактивной ячейки» в выходных фазах.

Схема ГМПЧ с ДАИН на выходах базового пятиуровневого АИН (БАИН) приведена

на рис.1. Соотношение напряжений в звене постоянного тока АИН 3:3:1. Источник МПЧ выполнен из четырех мостовых трехфазных выпрямителей $B1$ - $B4$, которые питаются от отдельных обмоток трансформатора. Нулевой вывод источника образован делителем напряжения на конденсаторах C_2 и C_3 и соединен с нулевым выводом БАИН.

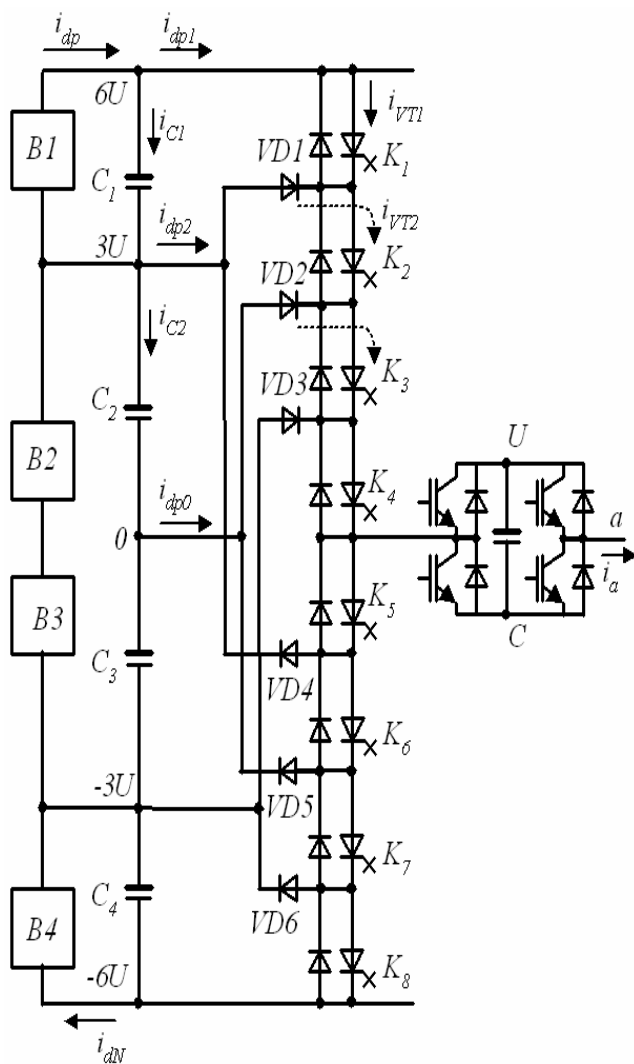


Рис.1. Фаза гибридного МПЧ

Для эффективного подавления высших гармоник входного тока целесообразно использовать в звене постоянного тока 24х-фазную эквивалентную схему выпрямления. При этом выпрямители $B1$, $B4$ и $B2$, $B3$ попарно образуют 12-ти фазную схему выпрямления, напряжения вторичных обмоток одной пары выпрямителей сдвинуты относительно другой пары на 15 градусов. При этом входной ток трансформатора

$$i_{1A} = n \left[\sum_{l=0}^{\infty} (I_{m1(k)} + (-1)^l I_{m4(k)}) \cos(k\omega t + \psi_k) + \sum_{l=0}^{\infty} (I_{m2(k)} + (-1)^l I_{m3(k)}) \cos(k\omega t + \psi_k + \frac{\pi}{2}) \right], \quad (1)$$

где: $k=6l \pm 1$ - кратность гармоник, $I_{m1(k)} - I_{m4(k)}$ - амплитуды гармоник входного тока $B1$ - $B4$, n - коэффициент трансформации.

В соответствии с (1) полное подавление 5-й, 7-й, 17-й, 19-й гармоник тока ($l=1,3,5..$) обеспечивается во всем диапазоне регулирования независимо от загрузки выпрямителей, что касается $l=2, 4, 6$ (11-я, 13-я и т.д. гармоники), подавление частичное - в зависимости от загрузки выпрямителей. Таким образом, наилучшее качество входного тока в верхней части диапазона регулирования напряжения, когда мощность, потребляемая из сети наибольшая и нагрузка $B1$, $B4$ доходит до 0,5 от загрузки $B2$, $B3$ [6].

Использование ДАИН в качестве «реактивной ячейки» ограничивает возможности МПЧ по напряжению. Активная мощность передается БАИН и определяется первой гармоникой его выходного напряжения. Предельные возможности определяются первой гармоникой напряжения фаз БАИН, формирующих шестигранник пространственного вектора напряжения [5] при трех уровнях напряжения фазы МПЧ $u_{ФМПЧ}$ и сдвиге начала полуволны на угол $\pi/12$. Таким образом, предельное значение амплитуды первой гармоники МПЧ при трех уровнях $(0, \pm(3+3)U)$ составляет:

$$A_{j \Delta \delta} = U_{m(1)} = \frac{4}{\pi} 6U \cos\left(\frac{\pi}{12}\right) = 7,38U.$$

При выходном линейном напряжении 6 кВ амплитуда фазного напряжения $U_{Фm}=4898$ В. Соответственно, при $A=7U$ значение $U = 4898/7 = 700$ В, $3U = 2100$ В. Таким образом, в ДАИН можно использовать IGBT на 1700 В, в БАИН приборы класса 4,5 кВ.

Для уменьшения количества переключений ключей БАИН при формировании выходного напряжения МПЧ рассматривалось амплитудное регулирование с квантованием по среднему уровню [5]. Как показал анализ, этот вариант формирования наилучшим обра-

зом сочетается с предварительной модуляцией задания 3-й и 9-й гармониками. При этом напряжение задания

$$u_{3AD} = A \sin \theta + A_3 \sin 3\theta + A_9 \sin 9\theta, \quad (2)$$

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 $u_{1(l)}=0$.

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 $u_{ФМПЧ}$). 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 θ_{ijN} .

Принимаем ограничение, что амплитуда напряжения u_{3AD} на интервалах, где оно изменяет полярность по отношению к основной гармонике, не превышает 4.

По известным значениям θ_{ij} и θ_{ijN} определяется относительная амплитуда первой гармоники напряжений ДАИН (индекс -1), напряжения фазы БАИН (индекс -3) и общее напряжение фазы МПЧ:

$$U_{1m(l)} = \frac{4}{\pi} \left[\sum_{n=0}^2 (\cos \theta_{(1+3n)jB} - \cos \theta_{(1+3n)jY} - 2 \cos \theta_{(2+3n)jB} + 2 \cos \theta_{(2+3n)jY} + \cos \theta_{(3+3n)jB} - \cos \theta_{(3+3n)jY} + \cos \theta_{7jB} - \cos \theta_{7jY} - N_1) \right], \quad (3)$$

$$N_1 = \cos \theta_{1jNB} - \cos \theta_{1jNY} - 2 \cos \theta_{2jNB} + 2 \cos \theta_{2jNY} + \cos \theta_{3jNB} - \cos \theta_{3jNY} + \cos \theta_{4jNB} - \cos \theta_{4jNY}.$$

$$U_{3m(l)} = \frac{4}{\pi} 3 [(\cos \theta_{2jB} - \cos \theta_{2jY} + \cos \theta_{5jB} - \cos \theta_{5jY} - N_3)], \quad (4)$$

$$N_3 = \cos \theta_{2jNB} - \cos \theta_{2jNY},$$

$$U_{m(l)} = U_{1m(l)} + U_{3m(l)}. \quad (5)$$

Индексы B и Y соответствуют возрастанию и убыванию u_{3AD} в данной точке.

Амплитуды гармоник с кратностью k определяются аналогично, например, для ДАИН1:

$$U_{1m(k)} = \frac{4}{k\pi} \left[\sum_{n=0}^3 (\cos k\theta_{(1+3n)jB} - \cos k\theta_{(1+3n)jY} - 2 \cos k\theta_{(2+3n)jB} + 2 \cos k\theta_{(2+3n)jY} + \cos k\theta_{(3+3n)jB} - \cos k\theta_{(3+3n)jY} + \cos k\theta_{13jB} - \cos k\theta_{13jY}) - N_{1k} \right]. \quad (6)$$

Методика расчета состоит в том, что для каждого значения амплитуды основной гармоники A перебираются возможные комбинации A_3 и A_9 . Ограничения сверху и снизу: $A-A_3+A_9 \leq 7$, $0.5A+A_3-A_9 \leq 4$. Находится комбинация A_3 и A_9 из условия минимального значения THD, а при близких значениях минимума удельного коэффициента гармоник для заданного значения A :

$$THD_{уд} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{U^{(k)}}{k}\right)^2}}{U_{(l)}}, \quad (7)$$

где: $k=6n \pm 1$ - порядок гармоники напряжения фазы МПЧ $u_{ФМПЧ}$ (гармонический состав $u_{ФМПЧ}$ полностью соответствует напряжению фазы нагрузки $u_{ФН}$ за вычетом гармоник кратных 3).

В реальном МПЧ условие $U_{1m(l)}=0$ невыполнимо, так как 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 к данному варианту МПЧ сводится к

следующему. Расчет производится из условия $U_{1m(l)} = \pm(0.03-0.05)$, т.е. каждому значению A приводится в соответствие две комбинации A_3 и A_9 . Таким образом, обеспечивается возможность уменьшать (при $U_{1m(l)} > 0$ конденсатор разряжается) или увеличивать напряжение на конденсаторе (при $U_{1m(l)} < 0$ конденсатор заряжается).

Этим достигается стабилизация напряжения конденсатора с заданным отклонением $\pm \Delta$ от U . Релейный регулятор сравнивает фактическое значение напряжения на конденсаторе с заданным и при превышении допустимого отклонения Δ осуществляет изменение значения A_3 и A_9 в соответствии с заданными зависимостями $A_{3+}(A)$, $A_{9+}(A)$ и $A_{3-}(A)$, $A_{9-}(A)$.

Расчеты показывают, что каждому значению A соответствует множество решений для A_9 и A_3 , когда $U_{1m(l)} = 0$. Чтобы сузить область решений принято фиксированное значение $A_3 = 0.15A$. Это позволяет достигнуть наибольшего возможного значения A_{MAX} (эффект перемодуляции) без ухудшения гармонического состава напряжения МПЧ. При этом рассматривались решения из условий работы релейного регулятора, чтобы $U_{1m(l)} = \pm(0.03-0.05)$ при дискретности изменения A с шагом 0.1. Ряд значений приведен в табл.1.

Выбранные значения в табл.1 выделены. При переходе от $A=3,5$ к $A=3,6$ изменяется характер функции для корректирующего параметра A_{9P} и A_{9N} . Поэтому в диапазоне значений $A=(3,5, 3,6)$ и других подобных ситуациях шаг уменьшался до 0,01. Результаты расчетов приведены на рис.2 и рис.3.

Третья и девятая гармоники являются общим для всех фаз корректирующим параметром при обеспечении условия $P_i = 0$ ($U_{m(l)} = 0$). Использование релейного регулятора, работающего по отклонению мгновенного значения напряжения конденсатора u_C от заданного значения U , накладывает некоторые особенности. При ограниченной емкости конденсатора напряжение на нем u_C имеет высокочастотные пульсации, причем пульсации напряжения на конденсаторах в фазах МПЧ сдвинуты во времени. Поэтому в момент переключения релейного регулятора различными будут значения u_C

(различные начальные условия) для ДАИН в фазах МПЧ. Вторым фактором состоит в том, что на такте T работы релейного регулятора гармоники тока конденсаторов в фазах будут вносить разное влияние на конечное за такт значение напряжения u_C . Рассмотрим это влияние для основной гармоники, оказывающей наибольшее влияние.

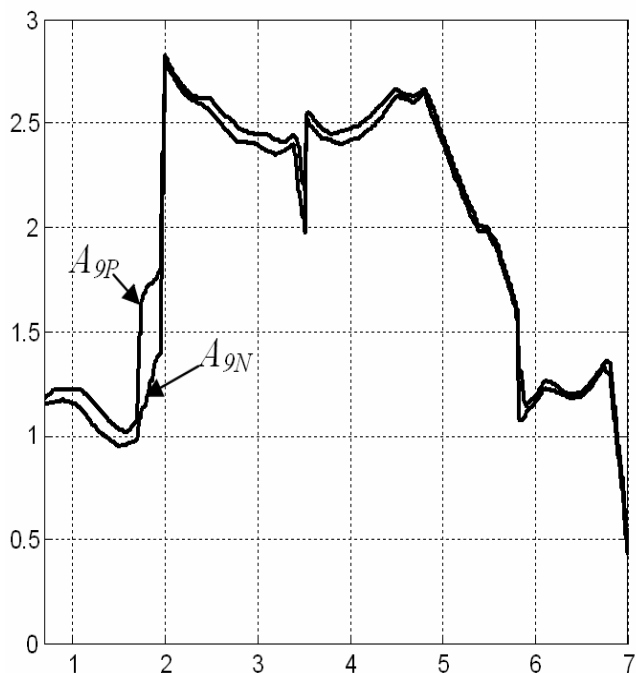


Рис.2. Зависимости $A_{9P} = f(A)$, $A_{9N} = f(A)$

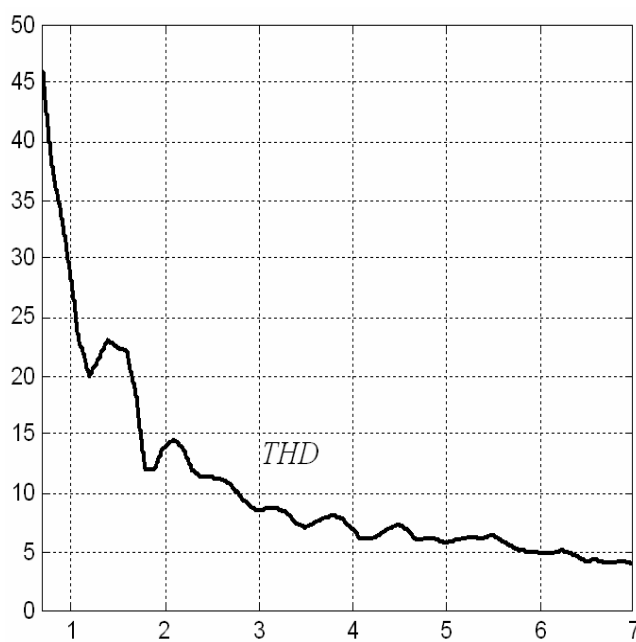


Рис.3. Зависимость $THD = f(A)$

Результаты расчета

<i>A</i>	3.7			3.6			3.5				3.4		5.5		
<i>A_{9P}</i>	0.42	1.43	2.43	0.78	1.5	2.48	0.85	2.2	2.67	2.8	0.98	2.45	1.17	1.98	1.26
<i>A_{9N}</i>	0.45	1.41	2.48	0.82	1.48	2.52	0.90	2.05	2.75	2.75	1.05	2.4	1.23	2	1.23
<i>THD</i>	9.51	7.95	7.86	8.65	8.06	7.45	8.8	7.01	8.45	8.12	8.5	7.5	5.94	6.45	5.75
<i>THD_{уд}</i>	1.09	0.56	0.43	0.74	0.51	0.31	0.48	0.22	0.59	0.49	0.38	0.27	0.52	0.39	0.5

Исходя из равенства активных мощностей на входе и выходе ДАИН

$$P = U i_d = U_{m(1)} I_m \sin \theta \sin(\theta - \varphi) = \frac{U_{m(1)} I_m}{2} (\cos \varphi - \cos(2\theta - \varphi)), \quad (8)$$

где φ – угол сдвига фаз между основными гармониками выходного напряжения $U_{m(1)}$ и тока I_m (полагаем, что ток синусоидальный). Тогда ток конденсатора

$$i_d = \frac{U_{m(1)} I_m}{2U} (\cos \varphi - \cos(2\theta - \varphi)) = I_d \cos \varphi - I_d \cos(2\theta - \varphi). \quad (9)$$

Для других фаз вторая гармоника токов конденсатора i_2 имеет фазу $(2\theta - 2\frac{2\pi}{3})$ и $(2\theta - 4\frac{2\pi}{3})$. Значение T в общем случае $T = 2\pi k + \theta_1$. С учетом того, что среднее значение i_2 на интервале $2\pi k$ равно 0 для средних значений токов за такт, получены такие выражения

$$I_{21CP} = \frac{I_d}{2T} (1 - \cos \theta),$$

$$I_{21CP} = -\frac{I_d}{2T} [\cos(2\theta - 2\frac{2\pi}{3}) + 0.5],$$

$$I_{21CP} = -\frac{I_d}{2T} [\cos(2\theta - 4\frac{2\pi}{3}) + 0.5].$$

Рассмотрен случай, когда начало такта T совпадает с моментом изменения полярности тока i_{21} с отрицательной на положительную полярность и достигается максимальное среднее значение токов (при $\theta_1 = \pi/2$):

$$I_{21CP} = \frac{I_d}{T}, \quad I_{22CP} = -\frac{I_d}{2T}, \quad I_{23CP} = -\frac{I_d}{2T}.$$

Таким образом, высшие гармоники тока конденсаторов в фазах оказывают разное влияние на величину приращения напряжения u_C за такт работы, что приведет к «уходу» от заданного значения напряжений кон-

денсаторов в фазах, где их напряжения не контролируются.

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_{9j} с их выходов для каждого из трех каналов формирования задающего напряжения. Задание значений A_{9P} и A_{9N} осуществляется в табличной форме в функции A .

Предварительный заряд конденсаторов реактивных ячеек осуществляется через нагрузку, причем рассматривается 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»). Исходим из того, 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 A) 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 $\gamma = at$. Эквивалентная схема выходных цепей МПЧ при этом показана на рис.4 (в ДАИН открыты ключи, обеспечивающие соответствующую полярность включения конденсаторов).

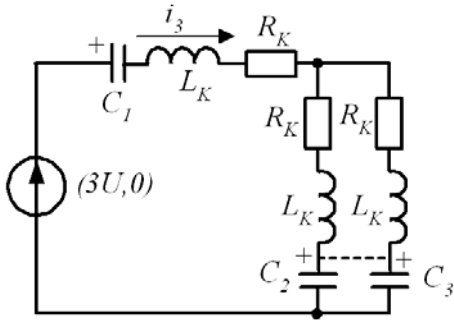


Рис.4. Эквивалентная схема выходной цепи МПЧ

Поскольку емкость конденсаторов достаточно велика, можно считать, что на интервале ШИМ напряжение конденсаторов неизменное (приращение ΔU_C в сравнении с $3U$ мизерное). Это позволяет заменить конденсатор C_1 и параллельные ветви (рис.4) напряжениями U_{C1} и U_{C23} . Для контура с эквивалентной индуктивностью L_{Σ} (активным сопротивлением R_K пренебрегаем, напряжения на конденсаторах U_{C2} и U_{C32} одинаковы) на интервале t_{II} , когда цепь подключена к источнику $U_3=3U$ можно записать:

$$u_L = L_{\Sigma} \frac{di_3}{dt} = U_3 - (U_{C1} + U_{C23}) = U_3 - \gamma U_3.$$

Полагая напряжения постоянными, получаем, что ток i_3 (i_a) изменяется по линейному закону (рис.5). Тогда приращение тока на интервале $t_{II}=\gamma T_M$:

$$\Delta I_3 = \frac{\gamma(1-\gamma)U_3}{L_{\Sigma}f_M}. \quad (10)$$

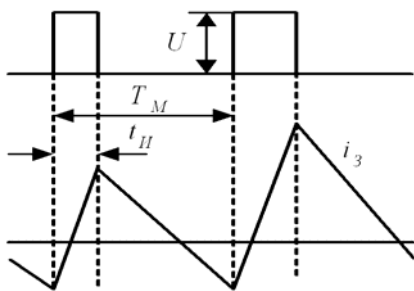


Рис.5. Формирование тока заряда

Заряд осуществляется в два этапа:

- заряжаются конденсаторы в параллельных ветвях C_2 и C_3 (ДАИН1 в фазе, которая включена последовательно работает в режиме $U_I=0$);

- осуществляется заряд C_1 и дозаряд C_2 и C_3 . После этого осуществляется перевод МПЧ в рабочий режим.

К концу первого этапа заряда 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} :

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

где: $C_{\Sigma 1}=2C$.

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 $\gamma_2=3at$.

Реально (с учетом сопротивлений АД и отклонения значений емкостей конденсаторов) к концу второго этапа один из конденсаторов заряжается раньше, чем другой, поэтому необходим дополнительный этап – выравнивание напряжений. При этом ДАИН конденсатора, который зарядился раньше, переводится в режим с $U=0$, переключение МПЧ в рабочий режим осуществляется при полном заряде другого конденсатора.

Реализация предполагает контроль напряжений конденсаторов с соответствующей логической схемой. Таким образом, в режиме предварительного заряда сигналы с индексом (зад), обеспечивающие рабочий режим МПЧ, равны 0.

Расчет емкости конденсаторов производится по значению коэффициента пульсаций напряжения K_{II} ($K_{II} \leq 0.05$), которые обусловлены переменными составляющими тока конденсаторов. Для БАИН [6] определяющей является 3-я гармоника токов i_{aP1} , i_{aP2} на рис.1. Аналогично для ДАИН, работающих в режиме реактивной ячейки, где при $u_{(1)}=0$ наибольшее влияние оказывает 2-я гармоника тока конденсатора, обусловленная 3-й гармо-

никой выходного напряжения ДАИН [4]:

$$I_{m(2)} = \frac{U_{m(3)} I_{m(1)}}{2U}, \quad (11)$$

где $I_{m(1)}$ – амплитуда выходного тока.

Основным фактором при этом также является частота выходного напряжения МПЧ ω . Полагаем, что частота прямо пропорциональна амплитуде выходного напряжения. На рис.6 приведены зависимости для относительных значений емкости C^* (C^*_1, C^*_2 – для крайних и средних на рис1. конденсаторов, C^* – для ДАИН) конденсаторов в функции амплитуды A при $\cos\varphi = 0,8$.

В соответствии с рис.6 максимальные значения относительной емкости $C^*_1 = 0,12$; $C^*_2 = 0,51$; $C^* = 0,32$. Принимаем $A_{MAX} = 7$; $\omega_{MAX} = 60$ Гц; $K_{П} = 0,025$; $U = 1000$ В, $I_{m(1)} = 300$ А, тогда значения емкостей конденсаторов: $C_1 = 1273$ мкФ, $C_2 = 5411$ мкФ, $C = 10186$ мкФ.

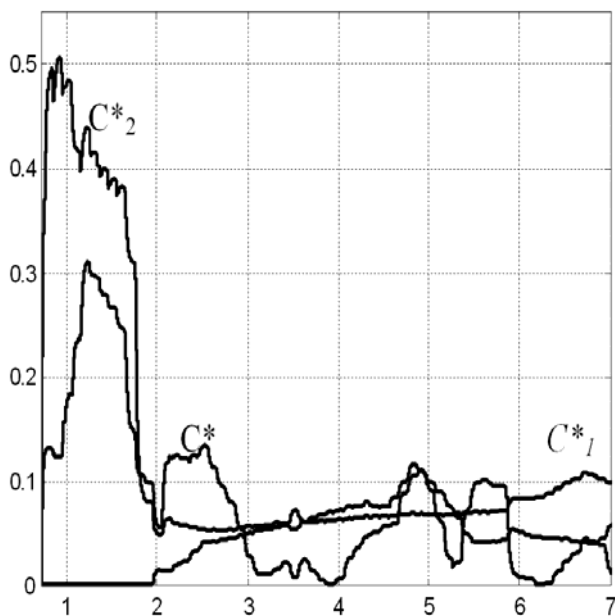


Рис.6. Относительные значения емкости конденсаторов

Моделирование полученных решений осуществлялось при работе МПЧ на $R-L$ нагрузку с различными значениями $\cos\varphi$ – от 0,6 до 0,9. Напряжение источников $U = 100$ В. На рис.7 - 8 приведены осциллограммы тока и напряжений $u_{ФН}$, $u_{ФМПЧ}$, а также напряжения фазы БАИН $u_{БАИН}$, ДАИН $u_{ДАИН}$ при $A=7$ и $A=0,8$. Количество переключений ключей БАИН при максимальном A

соответствует частоте основной гармоники, частота переключений ДАИН при этом порядка 700 Гц. Со снижением A и, соответственно, частоты выходной гармоники количество переключений ключей БАИН и ДАИН возрастает, но реальная частота переключений сохраняется.

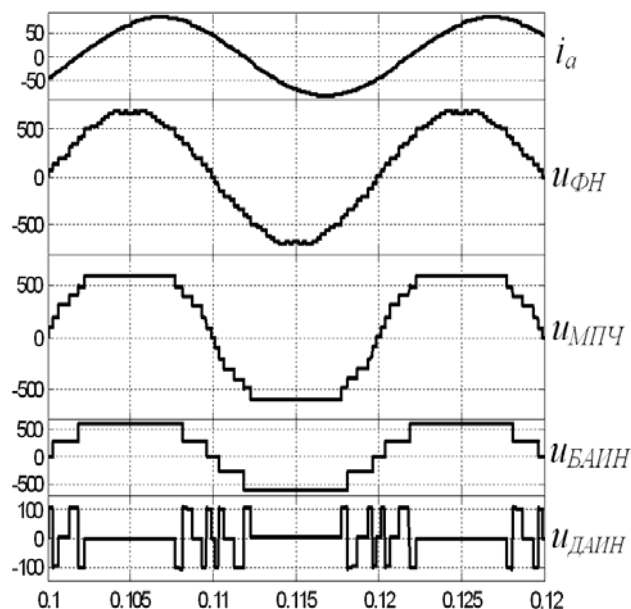


Рис.7. Осциллограммы тока и напряжения МПЧ при $A=7$

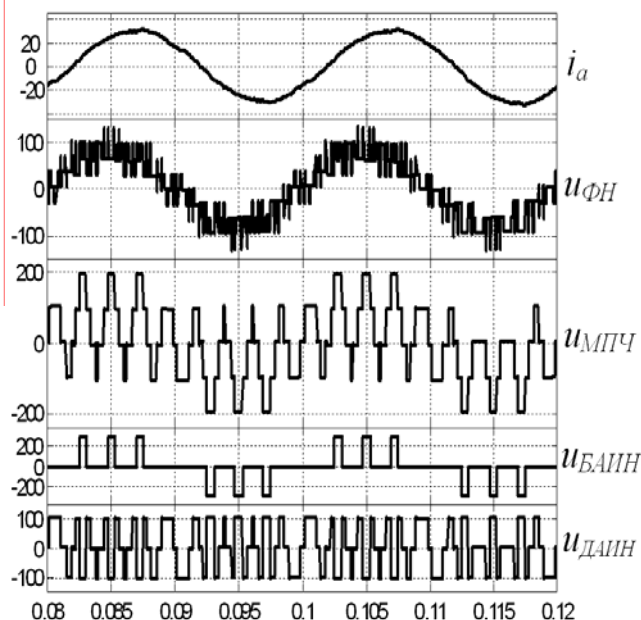


Рис.8. Осциллограммы тока и напряжения МПЧ при $A=0,8$

Следует отметить, что предложенное решение при малых амплитудах основной гармоники позволяет без использования ШИМ обеспечить смещение спектра гармоник в область высоких частот. При $A=0,8$ в фазном напряжении нагрузки достигается 9 уровней, как и в схеме трехуровневого АИН при максимальной амплитуде.

Таким образом, показана эффективность использования одновременной модуляции задания третьей и девятой гармониками для обеспечения режимов работы ДАИН в схеме гибридного МПЧ при соотношении напряжений инверторов 3:3:1 в соответствии с заранее заданными зависимостями амплитуд гармоник..

Разработана система стабилизации напряжений «реактивных ячеек» с релейными регуляторами в фазах МПЧ.

Показана возможность предварительного заряда конденсаторов постоянным током через цепь нагрузки. Предложены принципы реализации предварительного заряда конденсаторов, включая выравнивание напряжений к концу заряда.

Список использованной 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. Шавёлкин А.А. Несимметричный гибридный многоуровневый преобразователь частоты / А.А.Шавёлкин // Техніч. електродин. Тематич.вип. Силова електроніка і енергоефективність. Інститут електродин. НАН України. – К.: – 2008. – Ч. 2. – С.21-26.

5. Шавьолкін О.О. Перетворювальна техніка: навчальний посібник/ О.О. Шавьолкін, О.М.Наливайко. – Краматорськ: ДДМА, 2008. – 326 с.

6. Шавёлкин А.А. Многоуровневый преобразователь частоты среднего напряжения на базе пятиуровневого автономного инвертора напряжения / А.А.Шавёлкин // Наук. праці ДонНТУ. Серія:“Електротехн. та енергетика“.2008.– Вип. 8 (140). – С.142-147.

Получено 15.04.2009



Шавёлкин
Александр Алексеевич,
доц., канд.техн.наук, ,
каф. «Электротехника»
ДонНТУ, 83000,
г. Донецк, ул. Артема 58,
(062)3049028,
sha@dgtu.donetsk.ua