

УДК 621.314

**НЕСИММЕТРИЧНИЙ ГІБРИДНИЙ МНОГОУРОВНЕВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА СРЕДНЕГО НАПРЯЖЕНИЯ**

*Шавёлкин А.А., к.т.н., доц., Уланов Р.В., ассистент  
Донецкий национальный технический университет  
83000, г. Донецк, ул. Артема, 58  
E-mail: sha@dgtu.donetsk.ua*

У статті розглянута схема багаторівневого перетворювача на базі тривіневого інвертора напруги з додатковим однофазним інвертором у вихідних фазах, що не має джерела. Показана можливість стабілізації напруги в ланці постійного струму з одним регулюючим параметром і релейним регулятором напруги, а також розширення донизу діапазону регулювання напруги.

**Ключові слова:** гібридний багаторівневий перетворювач, релейний регулятор.

In the paper the scheme of the multilevel converter on the basis of the three-level inverter of a voltage with the additional single-phase inverter in output phases, which has no a source DC is considered. The opportunity of stabilization of a voltage in a part of a DC with one adjusting parameter and a relay regulator of a voltage, and also expansion downwards a range of regulation of a voltage is shown.

**Key words:** hybrid multilevel converter, relay regulator.

**Введение.** В настоящее время для электропривода переменного тока среднего напряжения (6-10кВ) находят применение многоуровневые преобразователи частоты (МПЧ). С позиции качества выходного напряжения и входного тока МПЧ имеют существенное преимущество и могут применяться без громоздких фильтров. Однако сложность силовых цепей МПЧ обуславливает их высокую стоимость и, на данный момент, целесообразность их применения ограничивается мощностями свыше 1 МВт. Решение проблемы - минимизация схемных решений.

**Анализ литературных источников.** В последних публикациях прослеживается тенденция к минимизации схем МПЧ с использованием принципов несимметрии [1], применением гибридных схем [2, 3]. В частности, интересен вариант [2] гибридной схемы МПЧ на базе двухуровневого трехфазного мостового автономного инвертора напряжения (АИН) с дополнительными однофазными мостовыми АИН (ДАИН) в выходных фазах. ДАИН питаются от изолированных источников постоянного тока (ИПТ). Еще большие возможности имеет вариант гибридной схемы [3] на базе трехуровневого АИН с использованием кратности напряжений в звене постоянного тока базового (БАИН) и дополнительного АИН 3:1. ДАИН питаются от изолированных ИПТ. Причем, если исключить потребление активной мощности от ДАИН, он может использоваться без ИПТ [3]. Обмен реактивной мощностью с нагрузкой обеспечивает конденсатор на входе ДАИН. Для обеспечения режима работы ДАИН (при условии, что передаваемая им активная мощность равна 0) в процессе регулирования выходного напряжения в [3] предложено использовать одновременную предварительную модуляцию напряжения задания третьей и девятой гармоникой, причем амплитуды гармоник регулируются независимо. Этот фактор обусловил необходимость использования специаль-

ного модельно - прогнозирующего регулятора. При высоком качестве выходного напряжения, существенным недостатком является ограничение снизу (на уровне 40 %) диапазона регулирования напряжения, что снижает эффективность данного решения и делает его мало пригодным для практических целей.

Предложенные подходы перспективны и нуждаются в дальнейшей проработке и совершенствовании. Это касается диапазона регулирования, возможности использования для задания режима работы ДАИН одного параметра, предварительного заряда и стабилизации напряжения конденсатора на входе ДАИН. Решение этих задач позволяет значительно расширить диапазон мощностей привода, где применение МПЧ будет эффективным. В этом плане работа представляется актуальной.

**Цель работы.** Исследование возможностей совершенствования характеристик несимметричного гибридного МПЧ на базе трехуровневого АИН с дополнительным однофазным АИН в выходных фазах при исключении ИПТ для питания дополнительного АИН и соотношении напряжений в звене постоянного тока базового и дополнительного АИН 3:1.

При этом необходимо:

- выполнить анализ принципов формирования выходного напряжения и получить соответствующие зависимости в функции одного параметра для исключения потребления активной мощности дополнительным АИН;
- исследовать принципы построения замкнутой системы регулирования, обеспечивающей возможность стабилизации напряжения конденсаторов;
- исследовать возможности расширения диапазона регулирования выходного напряжения.

В качестве инструмента исследований использовалось моделирование в пакетах Matlab и EWB.

**Матеріал и результати дослідження.** Схема гібридного МПЧ с однофазним АИН на виходах

трехуровневого АИН приведена на рис. 1.

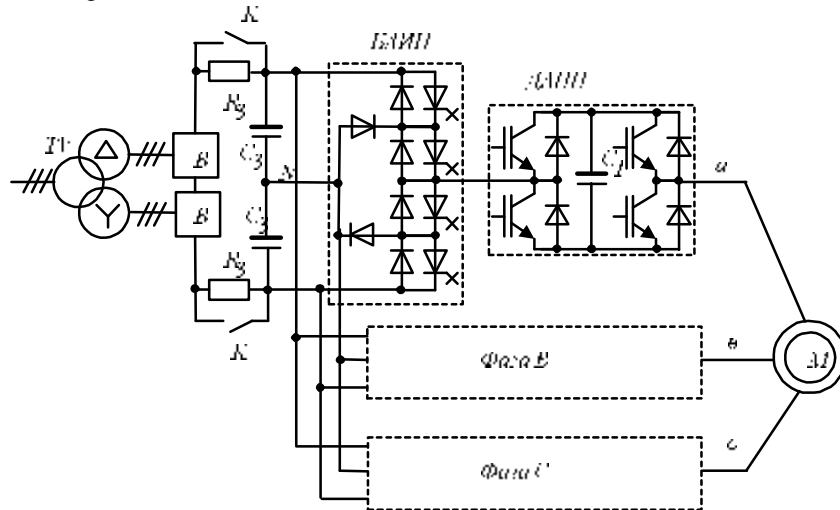


Рисунок 1 – Схема силових цепей гібридного МПЧ

ИПТ выполнен по 12-ти - пульсной схеме из двух мостовых трехфазных выпрямителей В, которые питаются от отдельных обмоток входного трансформатора TV со схемами соединения «Y» и «Δ». Нулевой вывод источника питания N образован делителем напряжения на конденсаторах C<sub>3</sub>, которые подключены к выпрямителям через зарядные резисторы R<sub>3</sub>. При работе МПЧ резисторы шунтируются контактами контактора К. Нулевой вывод источника N соединен с нулевым выводом БАИН. Напряжения на конденсаторах C<sub>3</sub> делителя 3U, напряжение на конденсаторе C<sub>1</sub> в звене постоянного тока ДАИН U. При этом напряжение фазы МПЧ u<sub>аН</sub> может принимать k=9 значений 0, ±U, ±2U, ±3U, ±4U (в дальнейшем используется относительная система единиц при U=1). Количество уровней напряжения u<sub>ф</sub> на фазе нагрузки N=25 (в исходной схеме трехуровневого АИН k=3, N=9). Осциллограммы u<sub>аН</sub>, u<sub>ф</sub> и тока нагрузки i<sub>Н</sub> при минимальном значении амплитуды заданного напряжения A=1,5 приведены на рис. 2 (N=13).

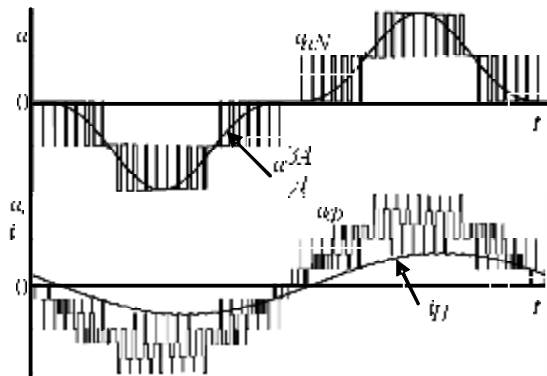


Рисунок 2 – Осциллограммы напряжений и тока нагрузки при A=1.5

Активная мощность P<sub>1</sub>, передаваемая ДАИН при практически синусоидальном выходном токе i<sub>Н</sub>, определяется первой гармоникой его напряжения u<sub>1(1)}</sub>.

Амплитуда u<sub>1(1)}</sub> при использовании многоуровневой ШИМ для формирования напряжения u<sub>аН</sub>:

$$U_{1m(1)} = A - \frac{6}{\pi} \left[ \frac{A}{2} (2(\theta_2 - \theta_1) + \sin(2\theta_1) - \sin(2\theta_2)) + 4 \cos \theta_2 - 2 \cos \theta_1 \right],$$

где:  $\theta_1 = \arcsin(1/A)$ ,  $\theta_2 = \arcsin(2/A)$ .

Зависимость U<sub>1m(1)}</sub>=f(A) приведена на рис. 3.

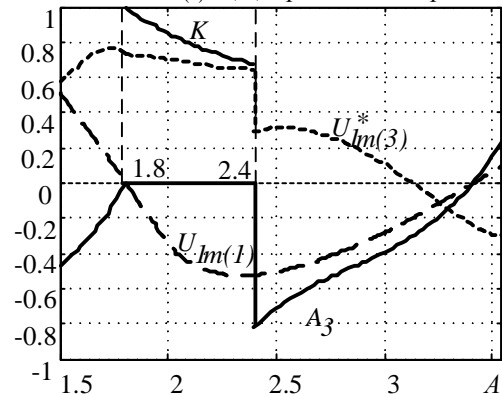


Рисунок 3 – Зависимости параметров от A

Условие P<sub>1</sub>=0 (U<sub>1m(1)}</sub>=0) можно выполнить при использовании предварительной модуляции задания третьей гармоникой (u<sub>3ад</sub>=A<sub>3</sub>sinθ+A<sub>3</sub>sin(3θ) – см. рис. 2) и использования модифицированной ШИМ с коэффициентом K [4]. Соответствующие зависимости A<sub>3</sub>=f(A) и K=f(A) приведены на рис. 3. Таким образом, обеспечение режима работы ДАИН возможно при использовании только одного регулирующего параметра в зависимости от амплитуды задания A. Следует отметить, что поскольку первая гармоника u<sub>ф</sub> создается только БАИН, уменьшается максимально возможная амплитуда напряжения МПЧ. Это частично компенсируется предварительной модуляцией 3-ей гармоникой (A<sub>МАХ</sub>= 3,54).

Емкость конденсатора C<sub>1</sub> должна быть достаточной для поддержания пульсаций напряжения с заданным коэффициентом пульсаций K<sub>П</sub>. Проанализируем гармонический состав входного тока i<sub>д</sub> ДАИН.

Если пренебречь потерями в схеме, мощность на входе и выходе ДАИН будет одинаковой:

$$P = u_d i_d = U_d i_d = u_{1H} i_H = i_{(1)} (u_{(1)} + u_{(3)} + \dots + u_{(k)}) .$$

При практически синусоидальном  $i_H=i_{(1)}$  и обеспечении режима, когда для ДАИН  $i_{(1)}=0$ , а  $i_d=U_d$ , пульсации  $i_d$  обусловлены наличием высших гармоник выходного напряжения ДАИН, наибольшее влияние при этом оказывает 3-я гармоника:

$$i_d = \frac{i_{(1)} u_{(3)}}{U_d} = \frac{U_{m(3)} \sin(3\theta) I_{m(1)} \sin(\theta - \varphi)}{U_d} = \frac{U_{m(3)} I_{m(1)}}{2U_d} (\cos(2\theta + \varphi) - \cos(4\theta - \varphi)), \quad (1)$$

где:  $\theta=\omega t$ ,  $\omega$ - угловая частота основной (первой) гармоники выходного напряжения МПЧ.

При модифицированной ШИМ перейдем к непрерывной функции  $u_{CP}(t)$ , значение которой на интервале модуляции ( $T_M$ ) равно среднему значению и определяется коэффициентом заполнения импульсов. При синусоидальном напряжении  $i_{3\Delta d} \leq 1$  выходное напряжение формируется ДАИН. В дальнейшем  $u_{aH}$  формируется обоими инверторами, причем более сложный алгоритм у ДАИН [4] – его напряжение принимает значения  $0, \pm U$ . БАИН работает на интервале  $(\theta_1, (\pi-\theta_1))$ ,  $\theta_1 = \arcsin(1/A)$ , соответственно  $u_{3CP}(t) = 3K(A \sin \theta - 1)$ .

Таким образом, при  $A \leq 2$  на интервале  $(0, \theta_1)$   $u_1 = A \sin \theta$ , на интервале  $(\theta_1, (\pi-\theta_1))$ :

$$u_1 = A \sin \theta - 3K(A \sin \theta - 1) = A \sin \theta (1 - 3K) + K.$$

При  $3 > A > 2$  БАИН работает в режиме ШИМ на интервале  $(\theta_1, (\pi-\theta_1))$  значение  $u_{3CP}(t) = 3K(A \sin \theta - 1)$ , на интервале  $(\theta_2, (\pi-\theta_2))$  значение  $u_{2CP}(t) = 3$ ,  $\theta_1 = \arcsin(1/A)$ ,  $\theta_2 = \arcsin((1+K)/KA)$ .

Амплитуда третьей гармоники:

$$U^*_{1m(3)} = \frac{4}{\pi} \left[ \left( \frac{A}{4} 3K \sin(2\theta_1) - \frac{A}{8} 3K \sin(4\theta_1) - \frac{A}{4} 3K \sin(2\theta_2) + \frac{A}{8} 3K \sin(4\theta_2) - (K+1) \cos(3\theta_2) + K \cos(3\theta_1) \right) \right].$$

Зависимость  $U^*_{1m(3)}=f(A)$  приведена на рис. 3. Аналогично можно рассчитать  $A_3$  для ШИМ с предварительной модуляцией при  $A=1,5-1,8$  и  $A=2,4-3,54$ .

При результирующей относительной амплитуде напряжения  $A \leq 2$  ( $A=1,5-1,8$ ) на интервале  $(0, \theta_1)$   $u_1 = A \sin \theta + A_3 \sin 3\theta$ , на интервале  $(\theta_1, (\pi-\theta_1))$ :

$$u_1 = 3 - 2A \sin \theta - 2A_3 \sin(3\theta).$$

Угол  $\theta_1$  соответствует условию  $A \sin \theta + A_3 \sin(3\theta) = 1$ .

Амплитуда третьей гармоники:

$$U^*_{1m(3)} = \frac{4}{\pi} \left[ \frac{3A}{4} \sin(2\theta_1) - \frac{3A}{8} \sin(4\theta_1) - \frac{3A_3}{12} \sin(6\theta_1) + \cos(3\theta_1) + \frac{3}{2} A_3 \theta_1 - \frac{\pi}{2} A_3 \right].$$

При результирующей относительной амплитуде напряжения  $\geq 3$  ( $A=2,4-3,54$ ) на интервале  $(0, \theta_1)$   $u_1 = A \sin \theta + A_3 \sin(3\theta)$ , на интервале  $(\theta_1, (\pi-\theta_1))$   $u_1 = 3 - 2A \sin \theta - 2A_3 \sin(3\theta)$ . На интервале  $(\theta_2, (\pi-\theta_2))$   $u_1 = A \sin \theta + A_3 \sin(3\theta) - 3$ . Угол  $\theta_2$  соответствует условию  $A \sin \theta + A_3 \sin(3\theta) = 2$ .

Амплитуда третьей гармоники:

$$U^*_{1m(3)} = \frac{4}{\pi} \left[ \frac{3A}{4} (\sin(2\theta_1) - \sin(2\theta_2)) - \frac{3A}{8} (\sin(4\theta_1) - \sin(4\theta_2)) - \frac{3A_3}{12} (\sin(6\theta_1) - \sin(6\theta_2)) - 2 \cos(3\theta_2) + \cos(3\theta_1) + \frac{3}{2} A_3 (\theta_1 - \theta_2) + \frac{\pi}{4} A_3 \right].$$

Соответствующая зависимость приведена на рис. 3.

Наличие переменных составляющих (наибольшая из них вторая гармоника) в токе конденсаторов обуславливает пульсации напряжения на конденсаторах. В соответствии с (1) вторая гармоника тока конденсатора имеет амплитуду  $I_{dm(2)} = \frac{U_{m(3)} I_{m(1)}}{2U_d}$ .

При использовании относительных единиц (для ДАИН  $U_d=U=1$ )  $I_{dm(2)} = \frac{U^*_{m(3)} I_{m(1)}}{2}$ .

Значение емкости C:

$$C = \frac{I_{dpm(2)}}{2\omega \cdot K_{\Pi} \cdot U_d}.$$

Произведем расчет для асинхронного двигателя (АД) с  $U_{НОМ}=6$  кВ,  $P_{НОМ}=875$  кВт,  $I_{НОМ}=100$  А, параметры схемы замещения  $Z_K=6,3$  Ом,  $X_K=6,05$  Ом ( $L_K=19,27$  мГн),  $R_K=1,71$  Ом.

Максимальное значение  $U^*_{m(3)}=0,767$  в соответствии с рис.3 имеет место при  $A=1,7$ . Принимаем

$$K_{\Pi}=0,05. \quad I_{dm(2)} = \frac{0,767 I_{m(1)}}{2} = 0,384 I_{m(1)}.$$

Предельное значение амплитуды выходного фазного напряжения соответствует  $3,54U$ . При на-

пряжении двигателя 6 кВ:  $U_{\Phi m} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_{Л} = 4898$  В.

Тогда значение  $U=4898/3,54=1384$  В. Значение частоты исходя из соотношения  $U/f=\text{const}$  при  $A=1,7$  составит  $\omega=\omega_{МАХ}(1,7/3,54)=150,8$  рад/с. Полагаем, что нагрузка по току неизменная, тогда:

$I_{m(1)} = \sqrt{2} I_{НОМ} = 141,4$  А. При этом:

$$C_1 = \frac{U^*_{m(3)} I_{m(1)}}{2 \cdot 2\omega \cdot K_{\Pi} \cdot U_d} = \frac{0,767 \cdot 141,4}{4 \cdot 150,8 \cdot 0,05 \cdot 1384} = 2600 \text{ мкФ}.$$

Для БАИН пульсации  $u_{c3}$  обусловлены третьей гармоникой тока  $i_{d3}$  потребляемого по положительному полюсу источника [5]. Емкость конденсатора:

$$C_3 = \frac{I_{dpm(3)}}{3\omega \cdot K_{\Pi} \cdot 3U}.$$

Значение амплитуды третьей гармоники [5]:

$$I_{dpm(3)} = \frac{\mu I_{Hm}}{5\pi} \sqrt{26 - 20 \cos 2\varphi},$$

где:  $\mu = \frac{A}{3U} = \frac{1,7}{3} = 0,567$ . С учетом этого емкость

$C_3=246$  мкФ, что в 10,6 раза меньше  $C_1$ .

Важный момент – обеспечение предварительного заряда конденсатора ДАИН. Вопрос решается в комплексе с зарядом конденсаторов всех АИН при использовании на входе БАИН управляемого выпрямителя или зарядных резисторов, которые по окончании заряда шунтируются контактором.

Конденсаторы ДАИН заряжаются через фазы

неподвижного АД без использования дополнительного оборудования. При этом важно обеспечить выравнивание напряжений на них,  $u_\phi$  и  $i_\phi$  при этом должны быть минимальными, исключая возможность создания даже минимального значения вращающего момента АД. Это достигается при формировании на фазах АД переменного напряжения при фиксированной частоте. Напряжение ДАИН  $u_1$  по отношению к  $u_3$  изменяется в противофазе - вычитается из напряжения БАИН (что соответствует передаче энергии в звено постоянного тока). При этом к нагрузке прикладывается разность напряжений. БАИН работает как 6-ти-тактный коммутатор при длительности проводящего состояния ключей  $1/2$  периода,  $u_3$  принимает два значения  $+3U$  и  $-3U$ .

Осциллограммы напряжений на конденсаторах ДАИН в двух выходных фазах  $u_{C1A}$  и  $u_{C1B}$ , а также  $u_\phi$  и  $i_\phi$  приведены на рис. 4. С учетом характера нагрузки (неподвижный АД характеризуется реактивным сопротивлением  $Z_K=6.3$  Ом,  $X_K=6.05$  Ом) ток  $i_\phi$  практически синусоидален и отстает от  $u_\phi$  на угол  $\phi$ , близкий к  $90^\circ$ . Его действующее значение:

$$I_H = \frac{k(U_3 - U_1)}{Z_K} \quad (k=0,45 - \text{коэффициент преобразования напряжения 6-ти-тактного АИН}).$$

При известном токе, если совместить начало отсчета  $0^1$  с моментом перехода  $i_\phi$  через 0 (рис. 4), приращение напряжения на конденсаторе ДАИН за половину периода - интервал  $(-\phi, (\pi-\phi))$ :

$$\Delta U_C = \frac{1}{C} \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t dt = -\frac{I_{Hm}}{\omega C} [\cos(\pi - \phi) - \cos(-\phi)] = \frac{I_{Hm}}{\omega C} 2 \cos \phi$$

$$\text{За период приращение } \Delta U_C = \frac{4\sqrt{2}I_H}{\omega C} \cos \phi.$$

Из рис. 4 не трудно заметить, что напряжения конденсаторов ДАИН в разных фазах изменяются по идентичным законам и близки по значению.

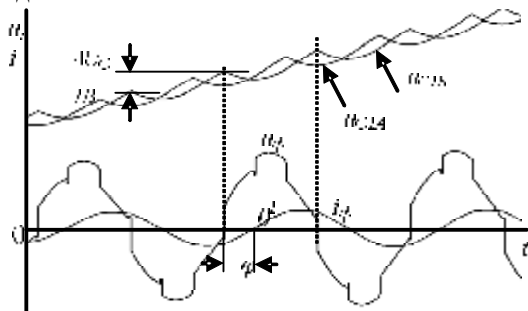


Рисунок 4 – Осциллограммы напряжений и тока нагрузки в процессе заряда

По достижении  $u_{CA}=U$ , ДАИН и БАИН переходят в режим, когда их выходные напряжения равны нулю и осуществляется дозаряд конденсаторов  $C_3$  БАИН (рис. 5). На рис. 5 приведены осциллограммы процесса заряда при использовании в звене постоянного тока БАИН зарядного резистора, который закорачивается в конце заряда.

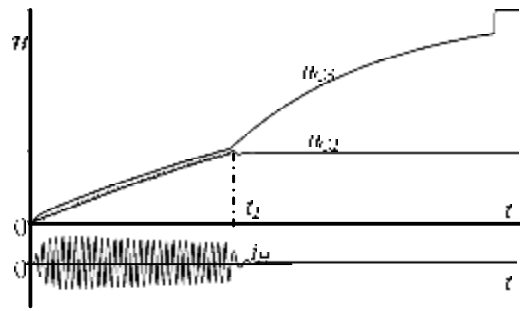


Рисунок 5 – Процесс предварительного заряда

Напряжение на входе БАИН  $u_C = 6U(1 - e^{-\frac{t}{\tau}})$ , где:  $\tau=R_3C_P$  - постоянная времени заряда, на первом этапе эквивалентная емкость (при пренебрежении сопротивлениями АД)  $C_{P1} = \frac{2}{3}C_1 + \frac{C_3}{2}$ . Напряжение  $u_{C3}$  соответственно в два раза меньше.

Закон изменения амплитуды выходного тока:

$$I_{Hm} = \frac{3\omega C_\phi T U}{4\tau \cos \phi} e^{-\frac{Ti}{\tau}} = Ve^{-\frac{Ti}{\tau}},$$

где:  $i$  - номер периода  $T$  выходного тока,  $C_{\phi 1}=C_1$  - емкость фазы. Максимальная его амплитуда:

$$V = \frac{3 \cdot 2\pi f C_\phi \frac{1}{f} U \omega L_k}{4R_3 C_P R_k} = \frac{3\pi C_\phi U \omega L_k}{2R_3 C_P R_k}. \quad (2)$$

Если пренебречь напряжением нагрузки  $u_\phi$ , напряжение  $u_{C1}$  к концу первого этапа заряда

$$u_{C1}=u_{C3}=U \text{ и } u_{C3} = 3U(1 - e^{-\frac{t_1}{\tau}}) = U. \quad \text{Отсюда:}$$

$$\frac{t_1}{R_3 C_{P1}} = 0,405. \quad (3)$$

В соответствии с (3) можно задать  $t_1$  и  $R_3$ .

Исходя из того, что  $V$  не должно превышать 10-20 % от амплитуды  $I_{НОМ}$  АД, можно в соответствии с (2) рассчитать частоту  $u_\phi$ .

Реально обеспечить точное равенство напряжений  $U_{(1)}$  нулю невозможно и речь может идти только о некотором приближении к нулю. Рассмотрим, как проявляется отклонение  $U_{(1)}$  от нуля на процессы в схеме. Постоянная составляющая тока на входе

$$\text{ДАИН } I_d = \frac{U_{(1)}}{\sqrt{2}U} I_H \cos \phi. \text{ Напряжение в звене постоянного тока, если пренебречь пульсациями}$$

$$U_{C1} = U \pm \Delta U_C, \text{ где: } \Delta U_C = \frac{I_d}{C} t \quad \Delta U_C = \frac{I_d}{C} t - \text{приращение напряжения, обусловленное постоянной составляющей тока в звене постоянного тока. Предположим, что } U_{(1)}/U=3\% \text{ и } \cos \phi=1, \text{ при этом скорость изменения } u_{C1} \text{ составит}$$

$$\frac{du_C}{dt} = \frac{I_d}{C} = \frac{0.03I_H}{\sqrt{2} \cdot 0,0026} = 816, \text{ т.е. только за один период частоты } 50 \text{ Гц приращение напряжения составит } 16,3 \text{ В.}$$

Таким образом, можно сделать вывод о неработоспособности разомкнутой системы регулирования МПЧ. Поскольку конечной целью регулирования

является стабилизация напряжения в звене постоянного тока, то целесообразно замыкать систему регулирования по напряжению  $u_c$ .

При этом регулирующим параметром является  $A_3$  или коэффициент ослабления  $K$ . Причем отклонение регулирующего параметра от значения, заданного зависимостями на рис. 3 будет приводить к соответствующему приращению  $\pm \Delta U_{(1)}$  и  $m \Delta U_C$ . Как показал анализ, в этих условиях целесообразно использовать релейный принцип с поддержанием напряжения в звене постоянного тока ДАИН в «коридоре значений»  $U \pm \Delta U$ . При этом не имеет существенного значения величина приращения  $\pm \Delta U_{(1)}$ , вызванного соответствующим отклонением регулирующего параметра, а только его знак. Для  $A=(2,4-3,54)$  зависимость  $A_3=f(A)$  может быть аппроксимирована выражением:

$$A_3 = 0,9937 \cdot A^3 - 8,4816 \cdot A^2 + 24,6813 \cdot A - 24,9327.$$

Тогда положительному приращению  $U_{1m(1)}=0,05 \pm 0,02$  соответствует параметр  $A_{3+}=A_3-0,08$ , отрицательному  $U_{1m(1)}=-0,05 \pm 0,02$  – параметр  $A_{3-}=A_3+0,08$ . Подобные зависимости определены и для других интервалов.

Релейный регулятор предусматривает узел сравнения и релейный элемент РЭ. Для сглаживания пульсаций напряжения на входе ДАИН предусмотрен фильтр. Работа осуществляется следующим образом: при превышении напряжением  $u_c$  значения  $(U + \Delta U)$  РЭ устанавливает регулирующий параметр ( $Q=1$ , рис. 6) для положительного приращения  $\pm \Delta U_{(1)}$ , что приводит к постепенному снижению напряжения  $u_c$ . При  $u_c < (U + \Delta U)$  РЭ устанавливает  $Q=0$ , а регулирующий параметр для отрицательного приращения  $\pm \Delta U_{(1)}$ . Как результат, напряжение  $u_c$  увеличивается и т.д.

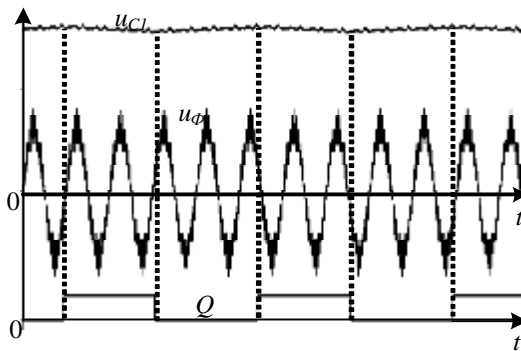


Рисунок 6 – Осциллограммы работы с релейным регулятором напряжения

Осциллограммы работы МПЧ с релейным регулятором приведены на рис. 6 при  $A=3$ . В модели приняты следующие отклонения,  $RC$  - фильтр с  $\tau = RC = 0,005$  с. Регулятор воздействует на параметр, общий для всех фаз МПЧ, поэтому гармоники, обусловленные его работой, образуют нулевую последовательность и при отсутствии нулевого провода не влияют на работу двигателя.

Регулирование напряжения при  $A < 1,5$  и сохранении режима работы ДАИН при  $P_1=0$  возможно

только за счет БАИН. Для этого целесообразно использовать его в режиме двухуровневого, когда амплитуда  $u_\phi$  не превышает  $2U$ . Естественно, что гармонический состав  $u_\phi$  ухудшается, но появляется возможность реализации частотного пуска с плавным регулированием напряжения и частоты.

Хотя ДАИН и не используется, но напряжение на нем, вследствие разряда конденсатора, имеет тенденцию снижения. Для стабилизации может быть использован тот же релейный регулятор. При этом в качестве регулирующего параметра, общего для всех фаз МПЧ, может использоваться амплитуда первой гармоники  $U_{1m(1)}=-0,05$ , которую формирует ДАИН при  $u_c < (U + \Delta U)$ . При достижении  $u_c$  значения  $U \pm \Delta U$  напряжение  $U_{1m(1)}=0$ .

#### Выводы.

1. Показана возможность использования одного регулирующего параметра для управления режимом работы ДАИН. Установлены соответствующие зависимости его от амплитуды выходной гармоники.
2. Показана целесообразность использования для стабилизации напряжения на конденсаторах замкнутой системы с релейным регулятором, а также возможность регулирования напряжения при  $A < 1,5$  для обеспечения частотного пуска.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Шавёлкин А.А. Минимизация силовых цепей многоуровневых преобразователей частоты для электроприводов среднего напряжения // Техн. электродинамика. Темат. выпуск Силовая электроника та енергоефективність. - К. 2005. - Ч.3. - С. 38-43.
2. Гречко Э., Кот Э. Многоуровневые трехфазные инверторы напряжения с поуровневой синусоидальной ШИМ // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Силова електроніка та енергоефективність. Ч. 2. Київ. – 2003, С. 50-53.
3. Martin Veenstra, Alfred Rufer Control of a Hybrid Asymmetric Multilevel Inverter for Competitive Medium-Voltage Industrial Drives // IEEE transactions on industry applications, vol. 41, NO 2, MARCH/APRIL 2005. P. 655- 664.
4. Шавёлкин А.А., Уланов Р.В. Принципы реализации несимметричных каскадных многоуровневых преобразователей частоты. Наукові праці ДонНТУ. Серія: “Електротехніка та енергетика”, випуск 128: Донецьк: ДонНТУ, 2007, С. 80-84.
5. Шавьолкін О.О. Розрахунок завантаження елементів схеми трифазного багаторівневого інвертора напруги // Гірничі електромеханіка та автоматика: Наук. – техн. зб. – 2007. – Вип. 78 – С. 92-98.

Стаття надійшла 15.04.08  
Рекомендовано до друку д.т.н., проф.  
Родькіним Д.Й.