

А.А. Шавелкин, канд. техн. наук.

(Украина, г. Донецк, Донецкий национальный технический университет)

НЕСИММЕТРИЧНЫЙ ГИБРИДНЫЙ МНОГОУРОВНЕВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА БАЗЕ ДВУХУРОВНЕВОГО АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Существуют два подхода к реализации преобразователей частоты (ПЧ) со звеном постоянного тока: низковольтные малой и средней мощности на базе двухуровневого автономного инвертора напряжения (АИН) и многоуровневые преобразователи (МПЧ) среднего напряжения большой мощности. С позиций 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 1МВт. Вместе с тем, требования к качеству выходного напряжения и обеспечению электромагнитной совместимости ПЧ с питающей сетью непрерывно ужесточаются, поэтому уже при средней мощности ПЧ используют входной трансформатор с 12–пульсным выпрямителем. Это при том, что в стандартных применениях средней мощности в отечественной практике в основном используется асинхронный двигатель на 6кВ (используются и промежуточные значения напряжений 2- 4кВ).

В связи с этим прослеживается тенденция к минимизации схем МПЧ с использованием принципов несимметрии [1,3], применением гибридных схем [2,3]. В частности, интересен вариант [2] гибридной схемы МПЧ на базе двухуровневого трехфазного мостового АИН с дополнительными однофазными мостовыми АИН в выходных фазах. Дополнительные АИН питаются от изолированных источников постоянного тока. Это позволяет вдвое увеличить количество уровней выходного напряжения. Однако реальные возможности этой схемы в плане увеличения количества уровней и принципов реализации практически не исследованы, особенно при использовании несимметрии напряжений АИН.

Цель работы. Исследование возможностей улучшения характеристик гибридной схемы МПЧ на базе двухуровневого АИН с каскадным соединением однофазных АИН в выходных фазах.

При этом необходимо решить следующие задачи:

- выполнить анализ принципов формирования выходного напряжения;
- исследовать возможности применения принципа несимметрии напряжений источников, анализ характеристик МПЧ при этом.

Основные результаты работы. Упрощенная схема силовых цепей гибридного АИН на IGBT с обратным диодом приведена на рис. 1. Напряжения в звене постоянного тока составляют для базового трехфазного АИН U_1 , а для дополнительных АИН (UZ) – U_2 . Схема дополнительного АИН с выпрямителем

и конденсатором фильтра показана отдельно. Выпрямители дополнительных АИН питаются от изолированных обмоток входного трансформатора TV. Нагрузка (двигатель переменного тока) подключается непосредственно к зажимам *a, в, с*.

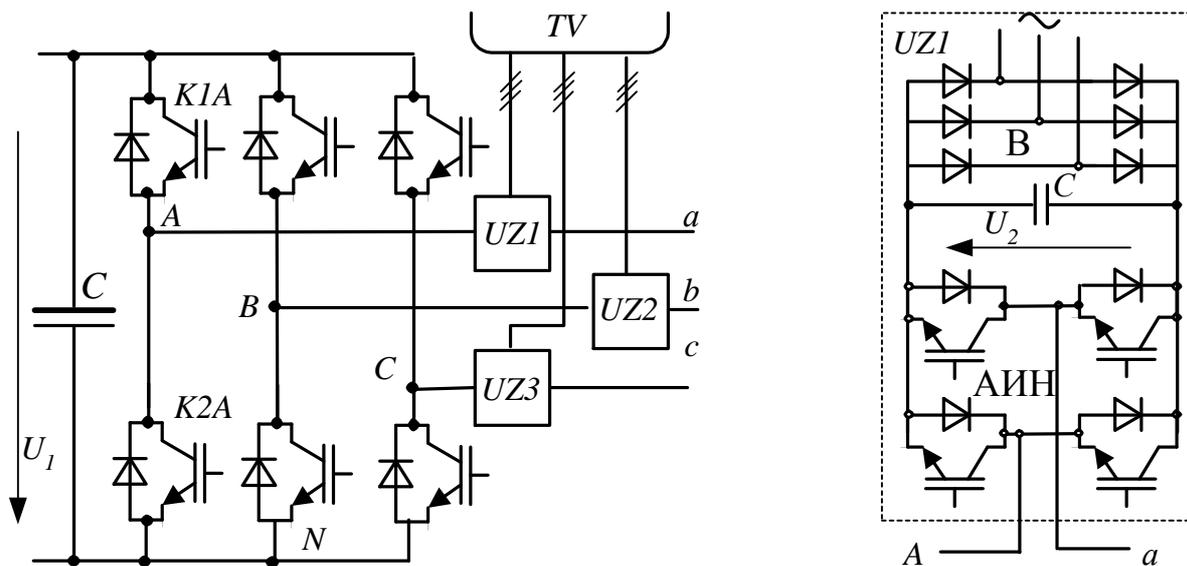


Рис. 1. Схема силовых цепей гибридного преобразователя

Изменение схемы предполагает и соответствующий алгоритм управления АИН. Рассмотрим работу схемы при равных напряжениях источников $U_1=U_2=U$. Выходное фазное напряжение u_{aN} (относительно общего зажима *N*) как и в каскадных схемах МПЧ определяется суммой напряжений фазы базового $u_1(U, 0)$ и дополнительного u_2 АИН $(+U, 0, -U)$.

Принцип формирования выходного напряжения при амплитудном регулировании (без использования ШИМ) иллюстрирует рис. 2. Диаграмма напряжений приведена для максимальной амплитуды фазного напряжения нагрузки u_ϕ (без нейтрального провода). При этом период выходного напряжения разбит на 18 интервалов (тактов). Амплитуду выходного напряжения u_ϕ можно регулировать изменяя количество уровней N ($N = 9$ при 12 тактах или $N = 5$ при 6 тактах). Нетрудно заметить, что напряжение фазы ПЧ (u_{aN}, u_{bN}, u_{cN}) имеет 4 уровня и несимметрично относительно оси абсцисс, т.е. содержит постоянную составляющую $+U/2$. В линейном напряжении постоянная составляющая отсутствует, отсутствует она и в напряжении нагрузки u_ϕ .

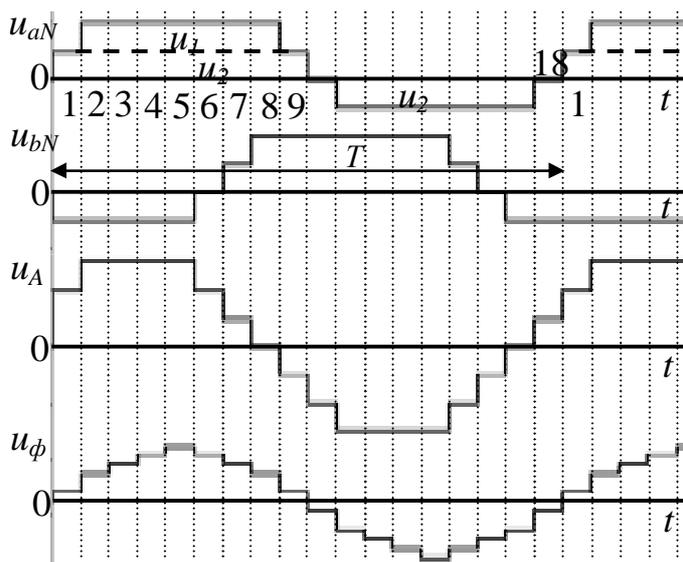


Рис. 2. Принцип формирования напряжения

Амплитуды гармоник u_ϕ рассчитаны в соответствии с [1]:

$$U_{m(v)} = \frac{4U}{\pi} \left(\frac{1}{2v} + \frac{1}{v} \sin \left(v \frac{7}{9} \cdot \frac{\pi}{2} \right) \right), \quad (1)$$

где $v=6n \pm 1$ – кратность гармоник ($n=1, 2, 3 \dots$).

Значения их: $U_{\Phi m(1)} = 1,833U$, $U_{\Phi m(5)}/U_{\Phi m(1)} = 4,53\%$, $U_{\Phi m(7)}/U_{\Phi m(1)} = 12,5\%$.

Улучшить гармонический состав позволяет использование ШИМ. В данном случае можно применить несимметричную многоуровневую ШИМ [1], принцип которой иллюстрирует рис. 3. При этом используется 3 идентичных модулирующих напряжения треугольной формы u_{TP} , которые смещены по уровню относительно нуля. Амплитуда u_{TP} определяется максимальной амплитудой заданного синусоидального напряжения: $u_{TPm} = U_{3ADm}/3$. Напряжение задания также сдвинуто по уровню относительно нуля (соответствующее смещение соответствует пунктирной линии на рис. 3). Формирование импульсов управления транзисторами АИН осуществляется сравнением заданного синусоидального напряжения u_{3AD} с модулирующими (один из вариантов показан на рис. 3).

Осциллограмма фазного напряжения нагрузки u_{Φ} приведена на рис. 4 (количество уровней, включая нулевой $N=13$). При этом значение амплитуды u_{Φ} при синусоидальной ШИМ (при использовании предварительной модуляции напряжения задания 3-й гармоникой возможно увеличение примерно на 15,5 %) составляет $U_{\Phi m(1)} = 1,5U$. Соответственно действующее значение фазного и линейного напряжений $U_{\Phi(1)} = 1,06U$, $U_{L(1)} = 1,837U$. Таким образом, в сравнении с базовым АИН ($U_{\Phi m(1)} = 0,5U^l$), помимо улучшения гармонического состава выходного напряжения, имеем лучшее использование напряжения источника. При одинаковом выходном напряжении входное напряжение двухуровневого АИН $U^l = 3U$. Это означает, что можно использовать IGBT (IGCT) в три раза меньшее напряжение. При напряжении на нагрузке 6кВ напряжение источника и, соответственно, ключа АИН составит $U = 3,27кВ$. Это ограничивает возможности схемы при использовании IGBT как промежуточного варианта МПЧ на

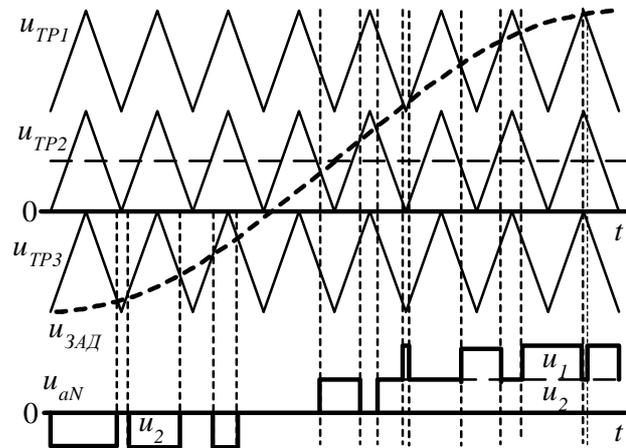


Рис. 3. Формирование напряжения фазы гибридного АИН

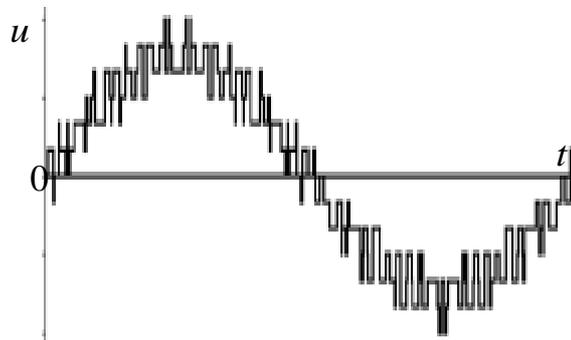


Рис.4. Выходное напряжение гибридного АИН при использовании ШИМ

напряжение 2-3,3кВ.

При одинаковой форме u_ϕ возможны различные варианты использования АИН в процессе формирования напряжения фазы, поскольку их напряжения одинаковы. Однозначным будет только использование дополнительного АИН (рис. 5) при формировании отрицательного значения $u_{3AD}=A\sin\omega t$ (A, ω – амплитуда и частота выходного напряжения). Различна и загрузка источников АИН.

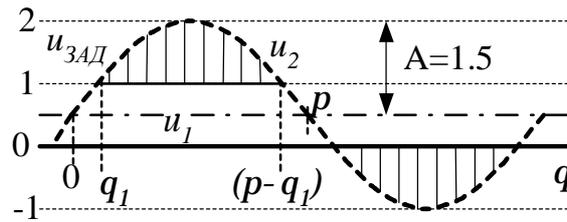


Рис. 5. К расчету загрузки АИН

При $A \leq 0,5$ формирование напряжения осуществляется методом ШИМ из напряжения U любого из АИН. Для $A > 0,5$ используются оба АИН и при формировании выходного напряжения возможны различные варианты. Один из них показан на рис. 5, где участки, формируемые дополнительным АИН, заштрихованы.

Активная мощность, передаваемая от источника в нагрузку, определяется основными гармониками (с частотой ω) выходного напряжения и тока АИН, т.е. при практически синусоидальном токе загрузка определяется основной гармоникой напряжения.

Для случая, приведенного на рис. 5:

$$U_{2m(1)} = \frac{4}{\pi} \int_{\theta_1}^{\frac{\pi}{2}} (A \sin \theta - 0,5) \sin \theta d\theta = \frac{2A}{\pi} \left(\frac{\pi}{2} - \theta_1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\theta_1) - \cos \theta_1 \right), \quad (2)$$

где $\theta_1 = \arcsin \frac{0,5}{A}$, $q = \omega t$.

При $A=1,5U$ $U_{2m(1)}=1,125U$, $U_{1m(1)}=A-U_{2m(1)}=0,375U$, при $A \leq 0,5$ амплитуда основной гармоники $\leq 0,5U$. Как показывает анализ, имеется возможность перераспределять нагрузку на источники дополнительных АИН. При использовании для их выпрямителей эквивалентной 18-фазной схемы это позволяет ослабить искажающее влияние источника базового АИН на входной ток ПЧ. Вместе с тем, следует исключить вариант, когда базовый АИН используется только на интервале $(q_1, p-q_1)$, причем без ШИМ. Вариант интересен тем, что исключена ШИМ. Однако это приводит к значительному ухудшению тока i_d на входе базового АИН, в котором наряду с гармоникой 6ω [1] присутствует 3-я гармоника. Ток i_d формируется из токов выходных фаз: на интервалах t_1 , где одно из напряжений ($i=A, B$ или C) АИН $u_{iN} > 0$, а два других < 0 ток $i_d = i_{\phi i}$; на интервалах t_2 , где одно из напряжений АИН $u_{iN} < 0$, а два других > 0 ток $i_d = -i_{\phi i}$. При

$q_1=0$ за период имеем 6 одинаковых интервалов, соответствующие пульсации тока обуславливают гармонику 6ω [1]. При $q_1>0$ длительность интервала ($q_1, p-q_1$) уменьшается, что приводит к уменьшению t_2 (когда два напряжения положительны). При $q_1=p/6$ интервал $t_2=0$ $t_1=2p/3$ (имеем только гармонику с частотой 3ω), дальнейшее увеличение q_1 приводит к уменьшению t_1 и появлению интервалов $t_0=(2p/3-2t_1)$, когда $i_d=0$. Вследствие этого значение третьей гармоники возрастает – при $q_1=p/3$ амплитуда близка к половине амплитуды выходного тока. Как результат следует значительно увеличить емкость конденсатора на входе АИН.

Использование принципа несимметрии напряжений [1] в звене постоянного тока позволяет значительно улучшить характеристики гибридного ПЧ.

При этом выходное напряжение фазы ПЧ $u_{aN}=(u_{AN}+u_{Aa})$ относительно зажима N может принимать следующие значения: $0, +U_1, \pm U_2, (U_1 - U_2), (U_1 + U_2)$. Таким образом, использование различных кратных значений напряжений U_1 и U_2 позволяет увеличить количество уровней выходного напряжения при равношаговом его формировании.

Рассмотрим два возможных соотношения $U_1=1, U_2=0,5$ и $U_1=0,5, U_2=1$ (в дальнейшем используются относительные значения напряжений). Принцип формирования выходного напряжения иллюстрирует рис. 6, а ($U_1=1, U_2=0,5$) и рис. 6, б ($U_1=0,5, U_2=1$). Нетрудно заметить, что напряжение фазы ПЧ u_{aN} несимметрично относительно нуля. Обозначим количество уровней u_{aN} , отличных от нуля как, k , тогда для первого варианта $k=4$, а второго $k=5$. Для исходного варианта, когда $U_1=U_2=1$ значение $k=3$, а для базового двухуровневого АИН $k=2$. Соответственно период выходного напряжения можно разбить на $6k$ интервалов. Гармонический состав $u_{\phi a}$ при отсутствии нейтрального провода такой же, как и u_{aN} за исключением постоянной составляющей и гармоник, кратных трем. При этом для $k=4$ (с четным количеством уровней) амплитуды гармоник с кратностью $\nu=6n\pm 1$ и $n=1,2,3\dots$ определяются выражением

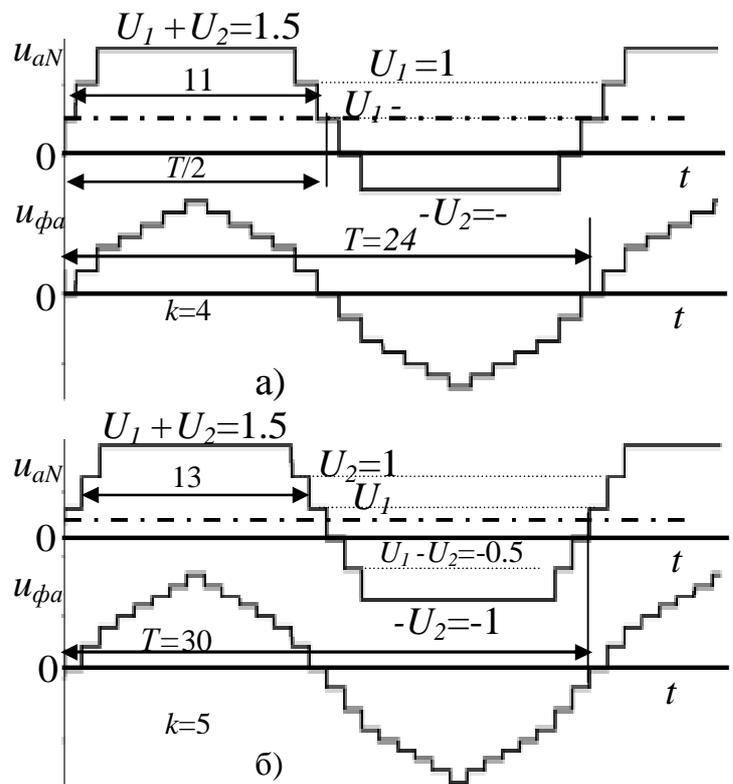


Рис.6. Принцип формирования выходного напряжения

$$U_{m(\nu)} = \frac{2U}{\pi} \frac{1}{\nu} \left(\sin\left(\nu \frac{11}{12} \cdot \frac{\pi}{2}\right) + \sin\left(\nu \frac{9}{12} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right). \quad (3)$$

При $k=5$ амплитуды гармоник

$$U_{m(v)} = \frac{2U}{\pi} \left(\frac{1}{2v} + \frac{1}{v} \sin\left(v \frac{13}{15} \cdot \frac{\pi}{2}\right) + \frac{1}{v} \sin\left(v \frac{11}{15} \cdot \frac{\pi}{2}\right) \right). \quad (4)$$

Результаты гармонического анализа приведены в таблице. Здесь для сравнения также приведены аналогичные данные для двухуровневого базового АИН.

Возможности амплитудного регулирования напряжения ограничены, поэтому рассмотрим возможности ШИМ регулирования. Одним из возможных вариантов является использование многоуровневой ШИМ. При этом используется k идентичных модулирующих напряжений треугольной формы u_{TP} , которые смещены по уровню относительно нуля. Амплитуда u_{TP} определяется ам-

Результаты гармонического анализа

k	Амплитудное регулирование				ШИМ		
	$U_{m\phi(1)}$	$U_{m\phi(5)}, \%$	$U_{m\phi(7)}, \%$	$U_{Л(1)}$	$U_{m\phi(1)}$	$U_{Л(1)}$	$K_{ИН}$
2	0,636	20	14,29	0,78	0,5	0,612	0,5
3	1,833	4,53	12,5	2,245	1,5	1,837	0,75
4	1,22	4,3	2,34	1,49	1	1,224	0,663
5	1,522	4,1	8,2	1,864	1,25	1,531	0,837

плитудой заданного синусоидального напряжения: $u_{TPm} = U_{3ADm}/k$. Напряжение задания также сдвинуто по уровню (соответствующее смещение соответствует штрих – пунктирной линии на рис. 6). Таким образом, при $k=4$ необходимо 4 модулирующих напряжения (нумерация сверху вниз): u_{TP1} – смещено вверх на $2u_{TPm}$, u_{TP2} – смещено вверх на u_{TPm} , u_{TP3} – смещение 0, u_{TP4} – смещено на $-u_{TPm}$. Аналогична картина и для $k=5$. Формирование импульсов управления транзисторами АИН осуществляется сравнением заданного синусоидального напряжения u_{3AD} с модулирующими исходя из следующих условий:

– $k=4$. Вводим логические переменные: $X_1=1$, если $u_{3AD} > u_{TP1}$; $X_2=1$, если $u_{3AD} > u_{TP2}$; $X_3=1$, если $u_{3AD} > u_{TP3}$; $X_4=1$, если $u_{3AD} > u_{TP4}$; $P=1$, если $u_{3AD} > 0$. Тогда состояния АИН описываются логическими выражениями: $U_1 = P$ (замкнут ключ $K1A$ и $u_1 = U_1 = 1$), $U_{2N} = \bar{X}_4 + \bar{X}_2 P$ ($u_2 = -U_2 = -0,5$), $U_{2P} = X_1 + \bar{P} X_3$ ($u_2 = U_2 = 0,5$).

– $k=5$. Вводим логические переменные: $X_1=1$, если $u_{3AD} > u_{TP1}$; $X_2=1$, если $u_{3AD} > u_{TP2}$; $X_3=1$, если $u_{3AD} > u_{TP3}$; $X_4=1$, если $u_{3AD} > u_{TP4}$; $X_5=1$, если $u_{3AD} > u_{TP5}$. Тогда состояния АИН описываются логическими выражениями:

$$U_1 = X_1 + \bar{X}_2 X_3 + \bar{X}_4 X_5 \text{ и } u_1 = U_1 = 0,5),$$

$$U_{2N} = \bar{X}_4 \text{ (} u_2 = -U_2 = -1), U_{2P} = X_2 \text{ (} u_2 = U_2 = 1).$$

Соответствующие диаграммы напряжения на фазе нагрузки при использовании многоуровневой ШИМ приведены на рис. 7. Значения амплитуды первой гармоники фазного напряжения и действующее значение первой гармоники линейного напряжения приведены в таблице.

Естественно, что увеличение количества уровней благоприятно отражается на качестве выходного напряжения. Для сравнения введем дополнительный показатель – коэффициент использования напряжения источника $K_{ИН} = U_{m\phi(1)}/U_d$ (U_d – эквивалентное напряжение на фазу источника постоянного тока, обеспечивающее одинаковое выходное напряжение). Принимаем относительное значение амплитуды первой гармоники фазного напряжения $U_{m\phi(1)} = 1,25$ (вариант с $k=5$). Тогда для двухуровневого АИН с учетом того, что $U_{m\phi(1)} = 0,5U_d$, получаем $K_{ИН} = 1,25/0,5 = 0,5$, для $k=3$ при суммарном напряжении источников $U_d = 2U_{m\phi(1)} = 1,5$, соответственно, для значения $U_{m\phi(1)} = 1,25$ получаем $U_d = 1,667$ или $K_{ИН} = 0,75$. Аналогично можно рассчитать $K_{ИН}$ и для других случаев.

Рассмотрим принцип формирования выходного напряжения и оценим загрузку АИН и их источников. Активная мощность, потребляемая АИН от источника, определяется первой гармоникой выходного напряжения соответствующего АИН, т.е. нагрузка источников распределяется в соответствии со значениями первой гармоники выходного напряжения соответствующих инверторов. Для анализа используем диаграммы приведенные на рис. 8, а для $k=4$ и рис. 8, б для $k=5$.

При $k=4$ возможны две зоны регулирования:

– $A \leq 0,5$ (уровень напряжения $0 \dots 1$) формирование выходного напряжения осуществляется методом ШИМ базовым или дополнительным АИН, амплитуда $U_{1m(1)} \leq 0,5U$;

– $0,5 < A \leq 1$ (уровень напряжения $-0,5 \dots 1,5$) напряжение $u_1 = I$ и $U_{1m(1)} = \frac{2U}{\pi} = 0,64U$, разница $(u_{3AD} - u_1)$ обрабатывается методом ШИМ дополни-

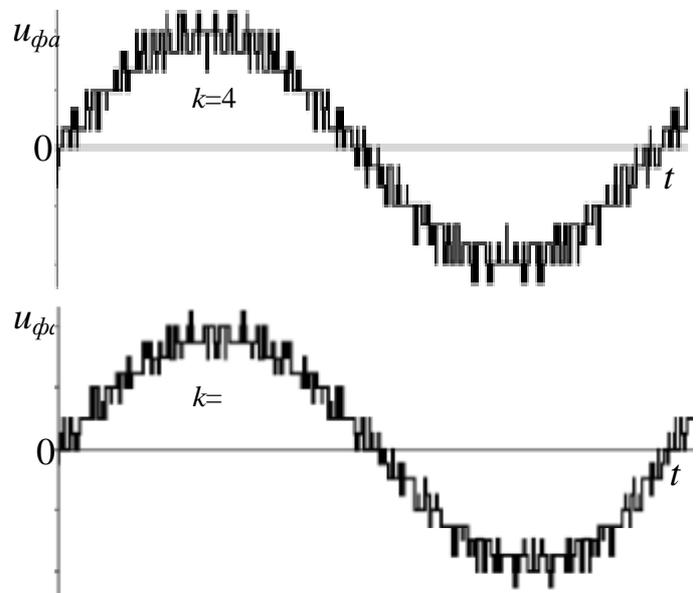


Рис. 7. Напряжение на фазе нагрузки при использовании многоуровневой ШИМ

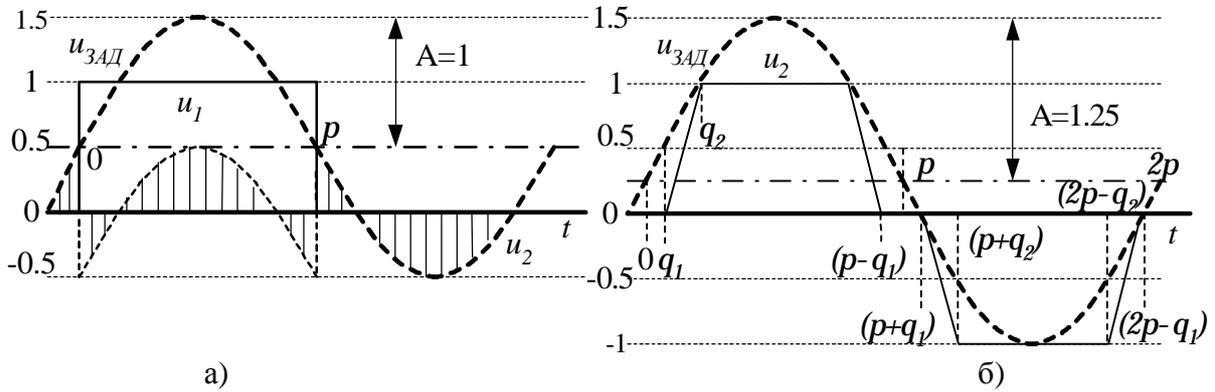


Рис. 8. К расчету загрузки АИН

тельным АИН (заштриховано на рис. 8, а), соответственно, амплитуда первой гармоники u_2 : $U_{2m(1)} = A - U_{1m(1)}$. При $A=1$ $U_{2m(1)}=0,36U$.

Таким образом, нагрузка распределена соответственно напряжениям источников.

При $k=5$ возможны три зоны регулирования:

– $A \leq 0,25$ (уровень напряжения $0 \dots 0,5$) формирование выходного напряжения осуществляется методом ШИМ базовым АИН, амплитуда $U_{1m(1)} \leq 0,25U$;

– $0,25 < A \leq 0,75$ (уровень напряжения $-0,5 \dots 1$) участок u_{3AD} от 0 до 0,5 обрабатывается методом ШИМ $u_1 = u_{3AD}$; при $u_{3AD} > 0,5$ напряжение обрабатывается обоими АИН как сумма $u_2 = 2(A \sin \omega t - 0,5)$ и $u_1 = u_{3AD} - u_2$; участок u_{3AD} от 0 до -0,5 обрабатывается обоими АИН как сумма $u_2 = 2 u_{3AD}$ и $u_1 = -u_{3AD}$;

– $0,75 < A \leq 1,25$ (уровень напряжения $-1 \dots 1,5$) участок u_1 от 0 до 0,5 обрабатывается методом ШИМ $u_1 = u_{3AD}$, при $u_{3AD} > 0,5$ напряжение обрабатывается обоими АИН как сумма $u_2 = 2(A \sin \omega t - 0,5)$ и $u_1 = u_{3AD} - u_2$; при $u_{3AD} > 1$ $u_2 = 1$, $u_1 = u_{3AD} - 1$. Амплитуда первой гармоники

$$\begin{aligned}
 U_{2m(1)} &= \frac{4}{\pi} \left[2 \int_{\theta_1}^{\theta_2} (A \sin \theta - 0,25) \sin \theta d\theta + \int_{\theta_2}^{\frac{\pi}{2}} \sin \theta d\theta \right] = \\
 &= \frac{8}{\pi} \left[\frac{A}{2} \left(\theta_2 - \theta_1 - \frac{1}{2} \sin(2\theta_2) + \frac{1}{2} \sin(2\theta_1) \right) + 0,75 \cos \theta_2 - 0,25 \cos \theta_1 \right].
 \end{aligned} \tag{5}$$

При $A=1,25U$ $U_{2m(1)}=1,125U$, $U_{1m(1)}=A - U_{2m(1)}=0,125U$.

В данном случае основная нагрузка приходится на дополнительный АИН. Указанные факторы следует учитывать при расчете схемы гибридного ПЧ.

Таким образом, наилучшие показатели имеет гибридный ПЧ при несимметрии напряжений источников с $k=5$. При этом $U_{Л(1)}=1,531U$ или напряжение источника и, соответственно, ключа АИН составит $U=0,653U_{Л(1)}$, это обстоя-

тельство при необходимости использования IGBT ограничивает реальные возможности схемы по напряжению U_{JI} до 2-3,3кВ. Вместе с тем, вариант с $k=4$ может использовать в режиме ШИМ только дополнительный АИН. Поэтому возможен комбинированный принцип реализации – базовый АИН на IGCT, а дополнительный при напряжении ключей $0,5U = 0,5(0,816U_{JI(1)}) = 0,408U_{JI}$ (при напряжении $U_{JI}=6$ кВ это составит 2,45кВ) на IGBT.

Список литературы

1. Костенко В.І., Шавьолкін О.О. Перетворювальна техніка: Навч. посібник. – Донецьк: ДонНТУ, 2006. – 232 с.
2. Гречко Э., Кот Э. Многоуровневые трехфазные инверторы напряжения с поуровневой синусоидальной ШИМ. //Технічна електродинаміка: Тематичний випуск. Силова електроніка та енергоефективність. – 2003. – Ч2.– 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.