

МНОГОУРОВНЕВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ СРЕДНЕГО НАПРЯЖЕНИЯ НА БАЗЕ ПЯТИУРОВНЕВОГО АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА НАПРЯЖЕНИЯ

Шавёлкин А. А.

Донецкий национальный технический университет

Sha@dgtu.donetsk.ua, Sha_dgtu@ukr.net

In paper main principles of realization of the NPC inverter with five levels of a voltages are considered. The expediency of use of additional sources of a voltage in a link of a DC for stabilization of voltages on an input of the inverter is shown. The analysis of loading of elements of the scheme is made. The principle of regulation of output voltages with the set harmonious structure is offered at reduction of quantity switching IGCT.

В настоящее время для частотного электропривода среднего напряжения (6-10кВ) находят применение многоуровневые преобразователи частоты (МПЧ). Этот класс преобразователей позволяет обеспечить показатели качества входного тока и выходного напряжения близкие к современным требованиям, что достигается использованием многофазного выпрямителя на входе при отработке синусоиды выходного напряжения в виде ступенчатой кривой с пятью и выше уровнями. Наиболее распространенный и простой вариант МПЧ базируется на схеме трехуровневого автономного инвертора напряжения (АИН) с фиксирующими диодами [1] при трех уровнях напряжения в звене постоянного тока и девяти уровнях выходного фазного напряжения на нгрузке. Для получения трех уровней постоянного напряжения (+U, 0, -U) используется один источник с емкостным делителем напряжения. Такие МПЧ выпускаются ведущими фирмами «ABB», «Siemens», «Триол» и др.

Одно плечо трехуровневого АИН содержит четыре полупроводниковых ключа и два фиксирующих диода. Напряжение ключа (одного уровня напряжения в звене постоянного тока) при использовании векторной ШИМ [1] $U = UK_{\text{Л}} = U_{\text{Л}}/\sqrt{2}$, что при линейном напряжении $U_{\text{Л}} = 6\text{кВ}$ составляет 4.24кВ, а при $U_{\text{Л}} = 10\text{кВ}$, соответственно, 7.07кВ. С учетом коммутационных перенапряжений ключи следует выбирать с запасом в 1.5-2 раза. В настоящее время выпускаются высоковольтные транзисторы HV IGBT на напряжение 6.5кВ и тиристоры IGCT на напряжение 5.5кВ, что предполагает последовательное соединение как минимум двух элементов на ключ. Таким образом, фактическое количество ключей в схеме трехуровневого АИН 24. Используя то же количество ключей можно реализовать схему пятиуровневого АИН при удвоении количества уровней в кривой фазного напряжения, что существенно улучшает его качество. На данный момент времени высоковольтные полупроводниковые приборы имеют значительные потери на переключение, что ограничивает их частотный диапазон и делает неэффективным использование в процессе формирования метода ШИМ. Это делает актуальным поиск новых алгоритмов при минимуме переключений ключей. Притом, что схема пятиуровневого АИН известна, при практической ее реализации возникает ряд проблем, которые нуждаются в исследованиях и проработке. Это касается структуры звена постоянного тока, методики расчета параметров схемы.

Цель работы: исследование принципов реализации МПЧ на базе пятиуровневого АИН.

При этом необходимо решить следующие задачи:

- исследование процессов во входной цепи АИН с емкостным делителем напряжения;
- обоснование структуры звена постоянного тока с учетом поддержания постоянным напряжения на выходных конденсаторах и обеспечения качества входного тока МПЧ;
- выполнить анализ процессов в схеме и разработать методику расчетов параметров элементов схемы;
- разработать принцип формирования выходного напряжения при минимуме переключений ключей и снижении соответствующих потерь энергии.

Основные результаты исследований. Классическим решением для многоуровневых АИН является использование в звене постоянного тока емкостного делителя напряжения при одном источнике постоянного тока с многофазным выпрямителем. Равенство напряжений на конденсаторах и их стабилизация предполагает как минимум использование конденсаторов одинаковой емкости. Схема одного плеча (фазы) пятиуровневого АИН с емкостным делителем приведена на рис.1. В качестве ключей (K1-K8) используются RC IGCT (с обратным диодом). Напряжение фазы АИН u_{A0} : равно 0 при открытых K_3, K_4, K_5, K_6 ; +U при открытых K_2, K_3, K_4, K_5 ; -U при открытых K_4, K_5, K_6, K_7 ; +2U при открытых K_1, K_2, K_3, K_4 ; -2U при открытых K_5, K_6, K_7, K_8 .

Для упрощения анализа рассмотрим работу АИН без использования ШИМ, полагаем также, что выходной ток фазы АИН ($i_{\text{Фа}}$) синусоидальный и отстает от напряжения на угол φ . Анализ и моделирование процессов в схеме показывают, что токи конденсаторов i_{C1} и i_{C2} содержат постоянные составляющие, для C_1 положительную, а для C_2 отрицательную. Это проявляется, как при максимальном выходном напряжении при пяти уровнях, так и в процессе его регулирования, особенно при переходе на три уровня. Как следствие, C_1 постоянно подзарядается, C_2 наоборот разряжается, соответствующим образом меняются их напряжения.

Таким образом, использование емкостного делителя в чистом виде невозможно. Проблема может быть решена при использовании для C_1, C_4 отдельных источников постоянного тока ($B1, B4$ на рис.2). Моделирование схемы производилось при использовании в качестве $B1- B4$ идеальных источников напряжения.

Ток, потребляемый по положительному полюсу источника $B1$ i_{dP1} (рис.3), представляет собой сумму токов верхних ключей всех фаз $K1A, K1B, K1C$, которые определяются выходными токами фаз АИН и имеют одинаковое значение (рис.3) при сдвиге на $1/3$ периода выходной частоты ($2\pi/3$). Среднее значение тока i_{dP1} (для интервала $(\theta_2, \pi-\theta_2)$) он равен току i_a):

$$I_{dP1CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{dP1} d\theta = \frac{3I_{Hm}}{\pi} \int_{\theta_2}^{\pi-\theta_2} I_{Hm} \sin(\theta - \varphi) d\theta = \frac{3I_{Hm}}{\pi} \cos(\varphi) \cos(\theta_2). \quad (1)$$

где: I_{Hm} - амплитуда первой гармоники тока нагрузки $I_{Hm} = I_{\Phi m(1)}$.

Три пульсации за период i_{dP1} (аналогично для отрицательного полюса i_{dN1}) свидетельствуют о наличии третьей гармоники. Амплитуду пульсаций третьей гармоники $I_{dP1m(3)}$ определим по синусной и косинусной составляющей в разложении Фурье тока i_{dP1} :

$$A = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_{Hm} \sin(\theta - \varphi) \sin 3\theta d\theta = \frac{3I_{Hm}}{4\pi} \cos \varphi (\sin(4\theta_2) - 2 \sin(2\theta_2)), \quad (2)$$

$$B = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} I_{Hm} \sin(\theta - \varphi) \cos 3\theta d\theta = \frac{3I_{Hm}}{4\pi} \sin \varphi (\sin(4\theta_2) + 2 \sin(2\theta_2)), \quad (3)$$

$$I_{dP1m(3)} = \sqrt{A^2 + B^2} = \frac{3I_{Hm}}{4\pi} \cdot \sqrt{(\sin(4\theta_2) + 2 \sin(2\theta_2))^2 - 8 \sin(2\theta_2) \sin(4\theta_2) \cos^2 \varphi}. \quad (4)$$

Аналогично можно определить и среднее значение тока i_{dP} , потребляемого по положительному полюсу источников $B2$ и $B3$. При этом можно ограничиться интервалами 2,3,4,5 (далее картина для i_{dP} повторяется).

Интервал 2: $(\theta_1, \pi/3-\theta_2)$, $i_{dP1}=i_c$, $i_{dP2}=i_a$, $i_{c2}=0$, $i_{dP}=i_c+i_a$.

Интервал 3: $(\pi/3-\theta_2, \theta_2)$, $i_{dP1}=0$, $i_{c2}=0$, $i_{dP}=i_{dP2}=i_c+i_a$.

Интервал 4: $(\theta_2, \pi/3-\theta_1)$, $i_{dP1}=i_a$, $i_{c2}=0$, $i_{dP2}=i_c$, $i_{dP}=i_c+i_a$.

Интервал 5: $(\pi/3-\theta_1, \pi/3+\theta_1)$, $i_{dP1}=i_a$, $i_{c2}=i_c/2$, $i_{dP2}=0$, $i_{dP}=i_a+i_c/2$.

Таким образом, на интервалах 2-4 ток $i_{dP}=i_c+i_a=-i_B$ (реальная форма тока несколько отличается от синусоиды).

$$I_{dPCP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{dP} d\theta = \frac{3I_{Hm}}{\pi} [\cos(\theta_1 + \varphi) + \sin(\theta_1) \sin(\varphi)]. \quad (5)$$

Из рис.3 нетрудно заметить, что ток i_{d0} , протекающий в нулевом выводе конденсаторов C_2 и C_3 содержит явно выраженную третью гармонику $i_{d0(3)}$, которая равна сумме третьих гармоник токов i_{c2} и i_{c3} .

Значение амплитуды третьей гармоники $I_{d0m(3)}$ определим по синусной и косинусной составляющей в разложении Фурье тока i_{d0} , который на интервале $(-\theta_1, \theta_1)$ равен току i_a , а на интервале $(\pi/3-\theta_1, \pi/3+\theta_1)$ $i_{d0}=i_c$:

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{d0} \sin(3\theta) d\theta = \frac{3I_{Hm}}{2\pi} \cos \varphi (2 \sin(2\theta_1) - \sin(4\theta_1)). \quad (6)$$

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{d0} \cos(3\theta) d\theta = -\frac{3I_{Hm}}{2\pi} \sin(\varphi) [2 \sin(2\theta_1) + \sin(4\theta_1)]. \quad (7)$$

$$I_{d0m(3)} = \sqrt{A_1^2 + B_1^2}. \quad (8)$$

Наличие переменных составляющих (наибольшая из них третья гармоника) в токе конденсаторов обуславливает пульсации напряжения на конденсаторах. Третья гармоника тока конденсаторов $I_{C1m(3)}=I_{C4m(3)}=I_{dPm(3)}$ и $I_{C2m(3)}=I_{C3m(3)}=0.5I_{d0m(3)}$.

Соответствующее значение напряжения пульсаций на

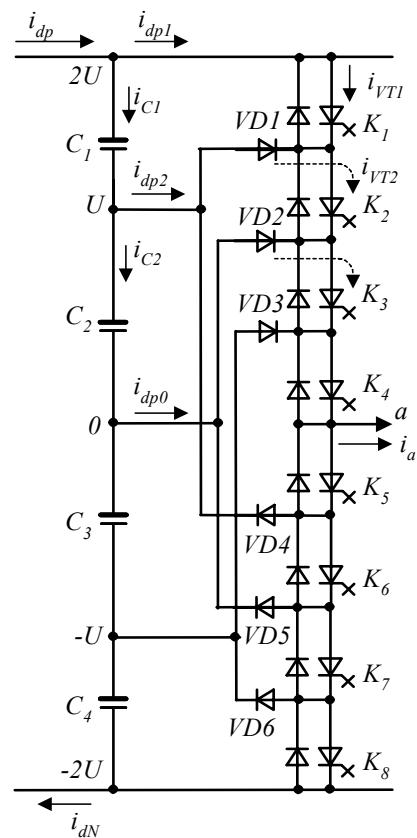


Рисунок 1 - Схема АИН

конденсаторе:

$$u_{\Pi}(t) \approx \frac{1}{C} \int i_c(t) dt = \frac{I_{m(3)}}{3\omega C} \cos 3\omega t = U_{\Pi m} \cos 3\omega t, \quad (9)$$

где: $U_{\Pi m}$ - амплитуда пульсаций. Значение емкости C выбирается исходя из необходимого коэффициента пульсаций $K_{\Pi}=U_{\Pi m}/U$ (обычно в пределах (2.5-5)%):

$$C = \frac{I_{m(3)}}{3\omega \cdot K_{II} \cdot U} \quad (10)$$

Следует отметить важную особенность схемы. Токи в конденсаторах C_2 и C_3 относительно среднего вывода имеют противоположное направление – изменяются в противофазе. Соответственно в противофазе будут пульсации напряжения на конденсаторах. Т.е. в общем напряжении источника, которое является суммой

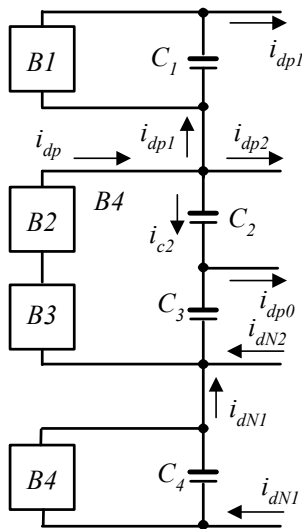


Рисунок 2 - Структура звена постоянного тока

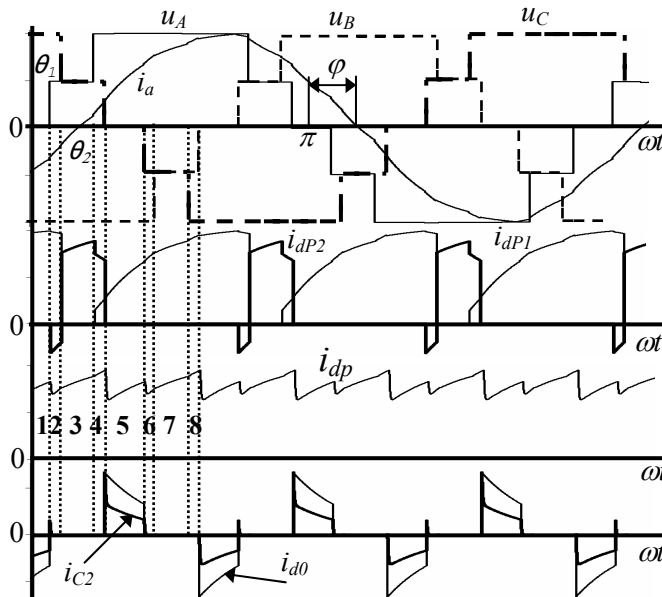


Рисунок 3 - Осциллограммы токов и напряжений в схеме

напряжений конденсаторов, переменные составляющие с частотами кратными выходной частоте АИН будут отсутствовать (взаимно компенсируются).

В процессе регулирования напряжения нагрузка источников существенно изменяется.

Рассмотрим нагрузку источников для максимального значения амплитуды выходного напряжения при использовании квантования по уровню без использования ШИМ [1]. Уровни квантования, соответствующие переключению уровней напряжения составляют в относительных единицах 0.25 и 0.75 при амплитуде выходного напряжения 1. Соответствующие углы $\theta_1 = \arcsin(0.25) = 14.48^\circ$, $\theta_2 = \arcsin(0.75) = 48.6^\circ$.

Амплитуда первой гармоники выходного фазного напряжения:

$$U_{\Phi m(1)} = \frac{4U}{\pi} (\cos \theta_1 + \cos \theta_2) = 2.07U \quad (11)$$

Соответствующее значение первой гармоники линейного напряжения: $U_{Л(1)} = \frac{\sqrt{3}U_{\Phi m(1)}}{\sqrt{2}} = 2.535U$.

Мощность нагрузки МПЧ (при $\cos \varphi = 0.85$): $P_H = \sqrt{3}U_{Л(1)} I_{Л(1)} \cos \varphi = \sqrt{3}U \cdot 2.535 \frac{I_{HM}}{\sqrt{2}} \cos \varphi = 2.64U I_{HM}$.

С другой стороны мощность нагрузки P_H равна активной мощности, потребляемой АИН от источников:

$$P_H = P_d = P_1 + P_2 + P_3 + P_4 = 2U(I_{dP1CP} + I_{dP3CP}).$$

Значения токов при этом составляют:

$$I_{dP1CP} = 0.537I_{HM}, \quad I_{dP1m(3)} = 0.502I_{HM}, \quad I_{dP3CP} = 0.785I_{HM}, \quad I_{dPm(3)} = 0.459I_{HM}, \quad I_{C2m(3)} = 0.23I_{HM}.$$

Таким образом, нагрузка источников постоянного тока несколько различается $P_2 = 1.46P_1$. Еще в большей степени различается нагрузка в процессе регулирования выходного напряжения, когда осуществляется переход только на три уровня и $P_1 = 0$.

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 12ти-фазную схему выпрямления, напряжения вторичных обмоток одной пары выпрямителей сдвинуты относительно второй на 15 градусов. Это обеспечивает подавление 5-ой, 7-ой, 17-ой, 19-ой гармоник тока во всем диапазоне регулирования, а при переходе на пять уровней выходного напряжения и частичное подавление 11-ой и 13-ой гармоник.

При оценке нагрузки элементов схемы МПЧ исходим из того, что тиристор ключа проводит ток при совпадении полярности соответствующего напряжения и тока, диод при противоположных направлениях.

Ключ KI . Ток $i_{\Phi A}$ через тиристор ключа KI (второй уровень $u_{\Phi MPЧ}$) при его отпирании протекает на интервале $(\theta_2, (\pi - \theta_2))$. При этом возможны два варианта:

- $\varphi < \theta_2$, среднее значение тока тиристора $VTK1A$

$$I_{VTK1CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{\Phi A} d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_2}^{\pi-\theta_2} i_{\Phi A} d\theta = \frac{I_{HM}}{\pi} \cos \varphi \cdot \cos \theta_2. \quad (12)$$

Среднее значение тока диода $VDK1A$ $I_{VDK1CP} = 0$.

- $\varphi \geq \theta_2$, среднее значение тока тиристора $VTK1A$:

$$I_{VTK1CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{\Phi A} d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi-\theta_2} i_{\Phi A} d\theta = \frac{I_{HM}}{\pi} \frac{1 + \cos(\varphi + \theta_2)}{2}. \quad (13)$$

Среднее значение тока диода $VDK1A$ при длительности (θ_2, φ) :

$$I_{VDK1CP} = \frac{I_{HM}}{\pi} \frac{1 + \cos(\pi - \varphi - \theta_2)}{2}. \quad (14)$$

Ключ K2. Ток $i_{\Phi A}$ через тиристор ключа K2 (первый уровень $u_{\Phi MPЧ}$) при его отпирании протекает на интервале $(\theta_1, (\pi - \theta_1))$. При этом возможны два варианта:

- $\Phi < \Theta_1$, среднее значение тока тиристора ключа K2A ($VTK2A$):

$$I_{VTK2CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{\Phi A} d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\pi-\theta_1} i_{\Phi A} d\theta = \frac{I_{HM}}{\pi} \cos \varphi \cdot \cos \theta_1. \quad (15)$$

Среднее значение тока диода $VDK2A$ $I_{VDK2CP} = 0$.

- $\varphi \geq \theta_1$, среднее значение тока тиристора $VTK2A$:

$$I_{VTK2CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{\Phi A} d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi-\theta_1} i_{\Phi A} d\theta = \frac{I_{HM}}{\pi} \frac{1 + \cos(\varphi + \theta_1)}{2}. \quad (16)$$

Среднее значение тока диода $VDK2A$ при длительности (θ_1, φ) :

$$I_{VDK2CP} = \frac{I_{HM}}{\pi} \frac{1 + \cos(\pi - \varphi - \theta_1)}{2}. \quad (17)$$

Ключ K3. Ток $i_{\Phi A}$ через тиристор ключа K3 (положительная полуволна и нулевой уровень $u_{\Phi MPЧ}$) при его отпирании протекает на интервале $(0, (\pi + \theta_1))$. При этом возможны два варианта:

- $\Phi \leq \Theta_1$, среднее значение тока тиристора ключа K3A ($VTK3A$):

$$I_{VTK3CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{\Phi A} d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} i_{\Phi A} d\theta = \frac{I_{HM}}{\pi}. \quad (18)$$

Среднее значение тока диода $VDK3A$ $I_{VDK3CP} = 0$.

- $\varphi > \theta_1$, среднее значение тока тиристора $VTK3A$:

$$I_{VTK3CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{\Phi A} d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi+\theta_1} i_{\Phi A} d\theta = \frac{I_{HM}}{\pi} \frac{1 + \cos(\varphi - \theta_1)}{2}. \quad (19)$$

Среднее значение тока диода $VDK3A$ при длительности (θ_1, φ) :

$$I_{VDK3CP} = \frac{I_{HM}}{\pi} \frac{1 + \cos(\pi - \varphi + \theta_1)}{2}. \quad (20)$$

Ключ K4. Ток $i_{\Phi A}$ через тиристор ключа K4 (положительная полуволна и первый уровень $u_{\Phi MPЧ}$ отрицательной полярности при положительной полярности тока) при его отпирании протекает на интервале $(\varphi, (\pi + \theta_2))$. При этом возможны два варианта:

- $\Phi \leq \Theta_2$, среднее значение тока тиристора ключа K4 ($VTK4$):

$$I_{VTK4CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{\Phi A} d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi+\varphi} i_{\Phi A} d\theta = \frac{I_{HM}}{\pi}. \quad (21)$$

Среднее значение тока диода $VDK4A$ $I_{VDK4CP} = 0$.

- $\varphi > \theta_2$, среднее значение тока тиристора $VTK4A$:

$$I_{VTK4CP} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{\Phi A} d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\pi+\theta_2} i_{\Phi A} d\theta = \frac{I_{HM}}{\pi} \frac{1 + \cos(\varphi - \theta_2)}{2}. \quad (22)$$

Среднее значение тока диода $VDK4A$ при длительности (θ_2, φ) :

$$I_{VDK4CP} = \frac{I_{HM}}{\pi} \frac{1 + \cos(\pi - \varphi + \theta_2)}{2}. \quad (23)$$

Токи фиксирующих диодов определяется разностью токов тиристорных примыкающих ключей ($K1$ и $K2$), ($K2$ и $K3$), ($K3$ и $K4$): $I_{VD1CP} = I_{VTK2CP} - I_{VTK1CP}$.

Исходя из симметрии работы схемы для положительной и отрицательной полувольт тока токи диодов и тиристоров одинаковы для пар ключей ($K1$ и $K8$), ($K2$ и $K7$), ($K3$ и $K6$), ($K3$ и $K6$).

Так для рассмотренного выше случая ($\theta_1=14.4^\circ$, $\theta_2=48.6^\circ$) и $\cos\varphi=0.85$ значения токов ключей составят:

$$I_{VTK1CP}=0.179I_{HM}, \quad I_{VTK2CP}=0.27I_{HM}, \quad I_{VDK2CP}=0.05I_{HM}, \\ I_{VTK3CP}=0.31I_{HM}, \quad I_{VDK3CP}=0.0073I_{HM}, \quad I_{VTK4CP}=0.318I_{HM}, \\ I_{VD1CP}=0.091I_{HM}.$$

Очевидно, что нагрузка ключей по току различна.

Предельное значение выходного напряжения может быть достигнуто при использовании метода пространственного вектора напряжения [1], чему соответствует четвертый его уровень. При этом (рис.4) относительная длительность первого уровня напряжения фазы МПЧ $u_{ФМПЧ}$ (относительно π) составляет $\alpha_1=11/12$, для второго уровня $\alpha_2=9/12$. Для

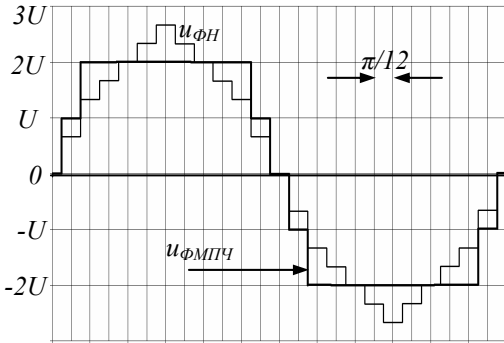


Рисунок 4 – Осциллограмма напряжений

симметричной нагрузки АИН, соединенной по схеме «звезда» (без нейтрального провода) фазное напряжение на нагрузке $u_{ФН}$ имеет ступенчатую форму (рис.4) при 8 уровнях (с амплитудой $1/3U$), оно отличается от $u_{ФМПЧ}$ только тем, что в нем отсутствуют гармоники кратные трем. Таким образом, амплитуды первой и ближайших высших гармоник (порядок гармоники k) можно определить исходя из разложения в ряд Фурье напряжения $u_{ФМПЧ}$:

$$U_{\Phi m(k)} = \frac{4U}{\pi} \frac{1}{k} [\sin(k\alpha_1 \frac{\pi}{2}) + \sin(k\alpha_2 \frac{\pi}{2})]. \quad (24)$$

Действующее значение первой гармоники фазного и линейного напряжений:

$$U_{\Phi(1)} = \frac{U_{\Phi m(1)}}{\sqrt{2}} = \frac{2.438U}{\sqrt{2}} = 1.724U, \quad U_{Л(1)} = \sqrt{3}U_{\Phi(1)} = 3U. \quad (25)$$

Фазное напряжение $u_{ФН}$ (рис.4) имеет шесть уровней: первый и второй уровни с амплитудой $2/3U$ и $4/3U$ при относительной продолжительности $\alpha_1=11/12$ и $\alpha_2=9/12$, третий и последующие с амплитудой $5/3U$, $6/3U$, $7/3U$, $8/3U$ при $\alpha_3=7/12$, $\alpha_4=5/12$, $\alpha_5=3/12$, $\alpha_6=1/12$. Действующее значение фазного напряжения:

$$U_{\Phi} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_{\Phi}^2 dt} = \sqrt{\frac{4U^2}{2\pi \cdot 9} \left(\int_{\frac{\pi}{24}}^{\frac{3\pi}{24}} 2^2 dt + \int_{\frac{3\pi}{24}}^{\frac{5\pi}{24}} 4^2 dt + \int_{\frac{5\pi}{24}}^{\frac{7\pi}{24}} 5^2 dt + \int_{\frac{7\pi}{24}}^{\frac{9\pi}{24}} 6^2 dt + \int_{\frac{9\pi}{24}}^{\frac{11\pi}{24}} 7^2 dt + \int_{\frac{11\pi}{24}}^{\frac{12\pi}{24}} 8^2 dt \right)} = U\sqrt{3}. \quad (26)$$

Коэффициенты искажения и гармоник фазного напряжения: $v=0.995$, $K_{ГН}=THD=9.6\%$.

$$\text{Напряжение ключа схемы} \quad U_{KL} = \frac{U_{Л(1)}}{3}.$$

Относительные значения гармоник напряжения на фазе нагрузке при этом приведены в табл.1.

Метод пространственного вектора без ШИМ регулирования при минимуме коммутаций ключей позволяет получить 4 значения напряжения (4 уровня), чего, как правило, недостаточно.

В [2, 3] применительно трехуровневого инвертора показана возможность регулирования напряжения при минимальном значении 5-ой и 7-ой гармоник, когда полувольтна выходного напряжения содержит только 3 импульса. При этом регулирование напряжения достигается изменением фазы и длительности импульсов (углы α_1 , α_2 , α_3). Расчетным путем, исходя из условия, что амплитуда 5-ой и 7-ой гармоник не превышает 2%, получены зависимости (u – относительное значение первой гармоники выходного напряжения):

$$u = 0 \dots 0.6 \\ \alpha_1 = -2060 u^5 + 2733 u^4 - 1296 u^3 + 254.8 u^2 - 35.7 u + 60.4 \\ \alpha_2 = -3118 u^5 + 3837 u^4 - 1712 u^3 + 308.2 u^2 - 5.3 u + 60.4 \\ \alpha_3 = -1536 u^5 + 1833 u^4 - 822.8 u^3 + 151.4 u^2 - 38.6 u + 90.2$$

$$u = 0.6 \dots 0.8 \\ \alpha_1 = -909.1 u^3 + 2225 u^2 - 1869 u + 561.5 \\ \alpha_2 = -3003 u^3 + 6836 u^2 - 5200 u + 1361 \\ \alpha_3 = -1843 u^3 + 4030 u^2 - 2978 u + 795.7$$

$$u = 0.8 \dots 1.0 \\ \alpha_1 = -2935 u^3 + 7524 u^2 - 6473 u + 1891 \\ \alpha_2 = -9280 u^3 + 23590 u^2 - 19983 u + 5679 \\ \alpha_3 = -7064 u^3 + 17876 u^2 - 15126 u + 4326$$

Как показывает анализ, для пятиуровневого АИН можно задать закон формирования выходного напряжения исходя из суммы рассмотренных выше напряжений со сдвигом на 15° ($\alpha_{i1}=\alpha_i+15^\circ$) и соотношений для фазы импульсов. Это позволяет также обеспечить

дополнительное подавление высших гармоник – значения коэффициента подавления K приведены в табл.2.

Данный принцип подразумевает 5 зон регулирования напряжения при различной форме напряжения (рис.5). Важный момент состоит в том, что переход только к одному уровню напряжения фазы МПЧ

Таблица 1

$u_1^*, \text{о.е.}$	$u_5^*, \%$	$u_7^*, \%$	$u_{11}^*, \%$	$u_{13}^*, \%$
1	4.28	2.35	1.2	1

Таблица 2

№ гармон.	5	7	11	13	17	19
К	1.26	1.64	7.66	7.66	1.64	1.26

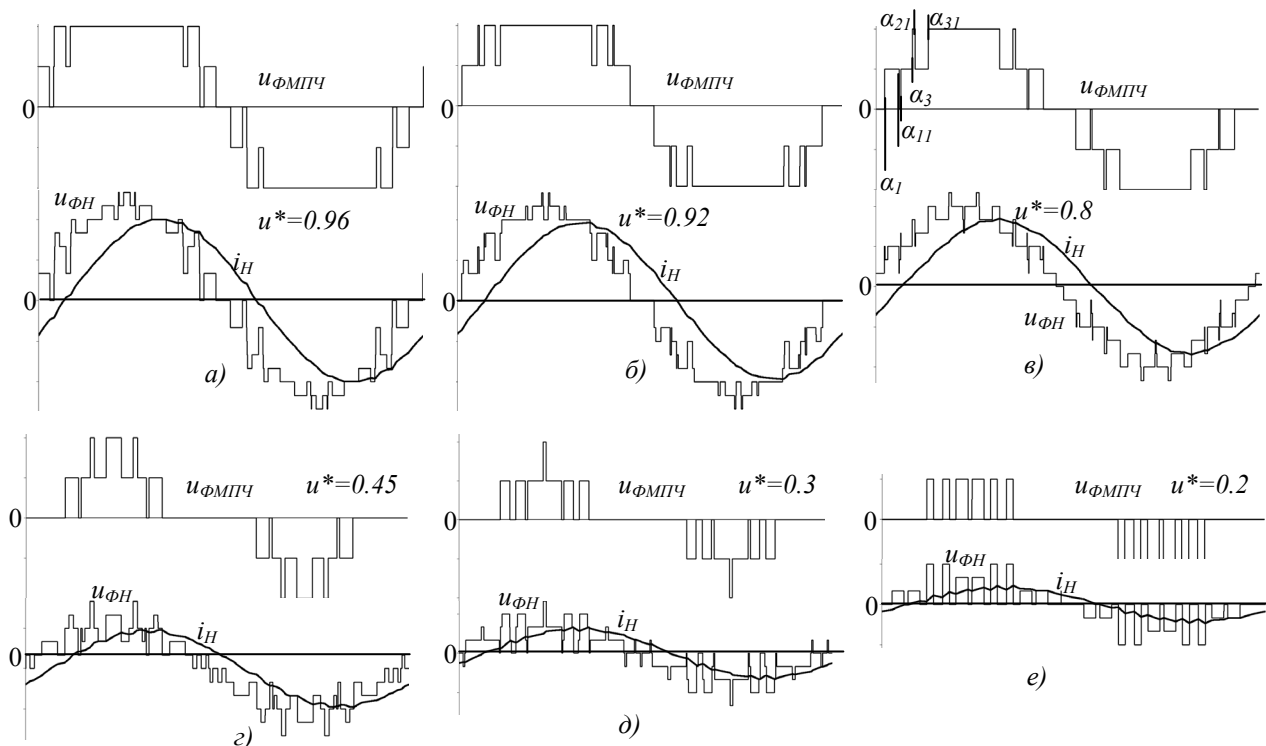


Рисунок 5 - Осциллограммы выходного напряжения и тока МПЧ при регулировании напряжения

осуществляется при $\alpha_3 > 82.5^\circ$ и относительном значении напряжения 0.25. При многоуровневой ШИМ это осуществляется уже при относительном значении напряжения 0.5.

При этом количество переключений ключей за половину периода не превышает пяти во второй зоне и доходит до шести в зоне пониженных напряжений, когда снижается частота выходного напряжения.

Моменты переключения ключей определяются в соответствии с рассчитанными значениями углов (рис.5,в).

Выводы.

Показана целесообразность использования дополнительных источников для стабилизации напряжения на входе пятиуровневого АИН. Для эффективного подавления высших гармоник входного тока преобразователя частоты следует использовать эквивалентную 24х фазную схему выпрямления.

Получены соотношения для расчета параметров элементов схемы МПЧ.

Сформулированы принципы формирования выходного напряжения в процессе его регулирования с заданным гармоническим составом при минимуме переключений ключей и снижении соответствующих потерь энергии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Перетворювальна техніка: навчальний посібник/ О.О. Шавьолкін, О.М.Наливайко. – Краматорськ: ДДМА, 2008.- 328с.
2. Шавёлкин А.А. Расчет параметров трехуровневого инвертора при амплитудном регулировании выходного напряжения// Техн. электродинамика. Темат. выпуск. “Проблеми сучасної електротехніки”.- К.2008.- Ч.7.- С.83-86.
3. Li Li, Dariusz Czarkowski, Yaguang Liu, Pragasen Pillay. Multilevel Selective Harmonic Elimination PWM Technique in Series-Connected Voltage Inverters. IEEE Transactions on Industrial Applications, VOL. 36, № 1, January/February 2000.

Рекомендовано д.т.н. Карасем С.В.