

Многоканальное преобразование постоянного напряжения в трехфазное квазисинусоидальное напряжение

МЫЦЫК Г.С., ТИН АУНГ ЗО

При синтезе трехфазного инвертора напряжения (ТИН) повышенной мощности с многоканальным преобразованием энергетического потока предложено использовать энергосберегающий алгоритм регулирования (ЭСАР) выходного напряжения инвертора, который обеспечивает его форму с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ). Такая модификация ТИН обозначена как М-ТИН с амплитудно-импульсной модуляцией. На основе сопоставительного анализа показано, что по сравнению с М-ТИН этого же класса, но с традиционным алгоритмом формирования выходного напряжения, основанным на ШИМ, энергосберегающий алгоритм регулирования характеризуется меньшими значениями уровней квантования ЭП и минимальным числом переключений ключей. При этом снижается уровень помехоизлучений, а также уменьшается износ изоляции обмоток электрических машин и повышается срок её службы, уменьшается уровень динамических потерь в ключевых элементах и повышается коэффициент использования напряжения источника питания. Исследование проведено на основе использования рядов Фурье и имитационного компьютерного моделирования. Область применения М-ТИН с АИМ – управляемые электродвигатели переменного тока повышенной мощности.

Ключевые слова: трёхфазные инверторы напряжения, многоканальное преобразование, энергосберегающий алгоритм регулирования напряжения, амплитудно-импульсная модуляция (АИМ), широтно-импульсная модуляция (ШИМ), сопоставительный анализ, имитационное компьютерное моделирование

Регулирование выходного напряжения в трехфазных инверторах напряжения (ТИН) по наиболее простой мостовой схеме осуществляется за счет его алгоритмических возможностей практически только на основе использования различных модификаций ШИМ. Причем это характерно как для централизованного (ЦТ), так и децентрализованного (ДЦТ) типов ТИН. Их общим недостатком в обоих случаях является большое число переключений ключей, которое возрастает с ростом требований к спектральному составу (иначе, к качеству) выходного напряжения и приводит к увеличению динамических потерь в ключах ТИН, снижению КПД и ухудшению электромагнитной совместимости (ЭМС).

Для ослабления этого недостатка вместо синусоидального закона модуляции применяют различные модификации трапецеидальных и квазитрапецеидальных законов [2–4].

Другим недостатком являются весьма значительные уровни квантования выходного напряжения ТИН, которые в случае непринятия мер по его предварительной фильтрации негативно влияют на изоляционные свойства обмоток электромагнитных и электромеханических устройств. Как будет показано ниже, этот недостаток можно значительно ослабить, если целенаправленно подходить к

выбору алгоритма формирования и регулирования напряжения ТИН, руководствуясь требованиями его конкретного применения.

В статье рассматривается простейший алгоритм регулирования выходного напряжения ТИН преимущественно децентрализованного типа повышенной мощности.

Энергосберегающий (или энергоэффективный) алгоритм регулирования напряжения ТИН ДЦТ. Особенность данного алгоритма рассмотрим на примере одного ключа одной стойки моста традиционного одноканального ТИН (рис.1,а). При угле регулирования $\alpha=0$ ключ находится во включенном состоянии на интервале от 0 до π , а в выключенном состоянии – от π до 2π . Регулирование осуществляется: в первом полупериоде введением паузы (т.е. выключением ключа), определяемой углом β на интервале $2\pi/3 \div \pi/3$ (причем с увеличением угла α в направлении, обратном отсчету времени, – рис.1,б); а во втором полупериоде – его включением на интервале $5\pi/3 \div (5\pi/3 - \alpha)$). Второй ключ стойки работает по такому же алгоритму, но с фазовым сдвигом относительно него на угол π . Ключи двух других стоек работают аналогично с соответствующими фазовыми сдвигами (рис.1,б). В результате на фазе нагрузки ТИН, соединенной по схеме «звезда», формируется напряжение в форме

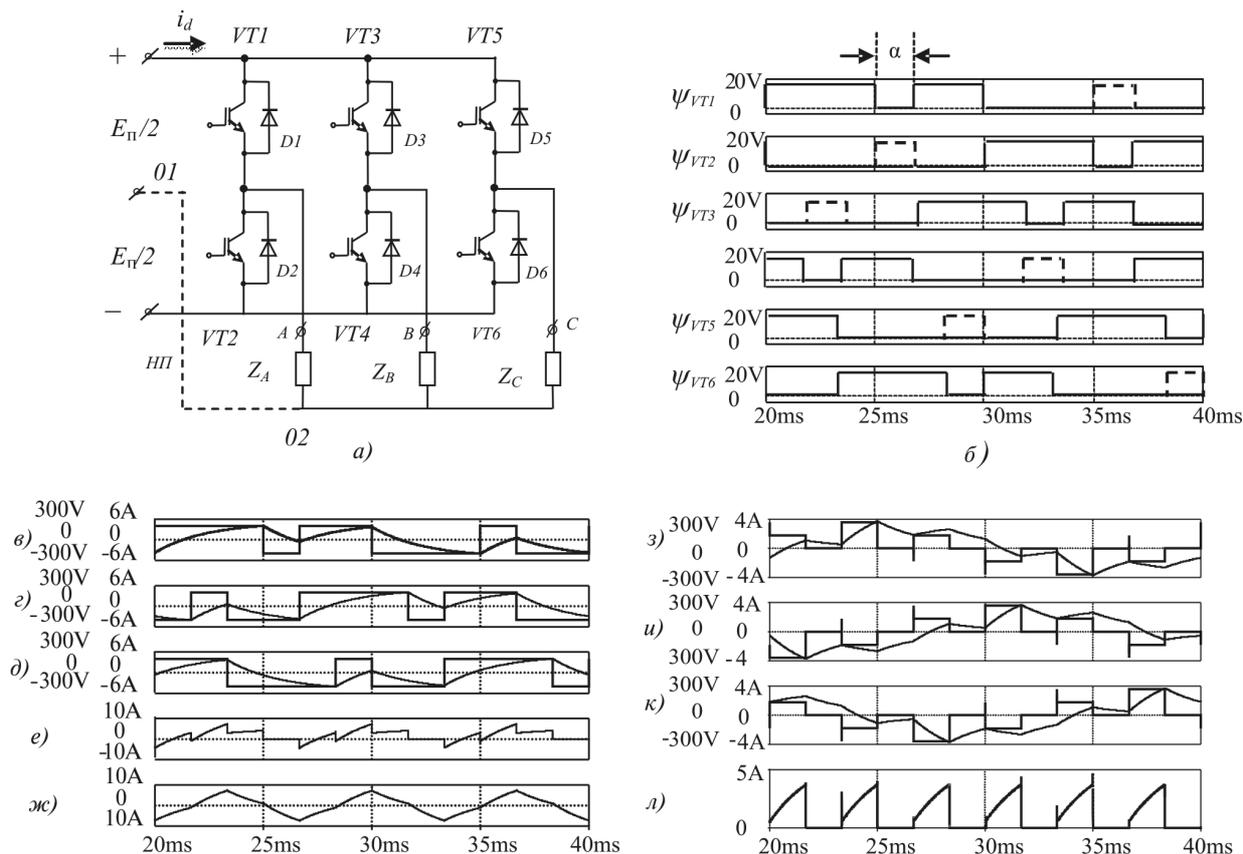


Рис. 1. Структурная схема трехфазного инвертора напряжения (а) при наличии нулевого провода (НП) и без него; временные диаграммы, поясняющие процессы при $\alpha = \pi/6$: б – алгоритмы управления транзисторами $VT1 \div VT6$; с НП: $v-d - u_{A-01}; i_{A-01}; u_{B-01}; i_{B-01}; u_{C-01}; i_{C-01}$ – фазные напряжения и токи нагрузки; $e - i_d$ – потребляемый ТИН ток; $ж - i_{01-02}$, ток в НП; без НП: $з-к - u_{A-02}; i_{A-02}; u_{B-02}; i_{B-02}; u_{C-02}; i_{C-02}$ – фазные напряжения и токи нагрузки ТИН; $л - i_d$, потребляемый ТИН ток

«квазипьедестал» с шестью паузами α на периоде (рис. 1, $u \div л$). Данный алгоритм является наиболее рациональным из рассмотренных в [1] альтернативных вариантов, не случайно он описан также в [4]. Относительно алгоритмов с ШИМ по синусоидальному закону он характеризуется наименьшим числом переключений ключей одной стойки $n_{кл} = 4$; 6 (на периоде) и поэтому обозначается здесь как энергосберегающий алгоритм регулирования (ЭСАР). В одноканальном варианте (рис. 1, а) параметр $n_{кл} = 4$ при любом значении $\cos \varphi_{2(1)}$ активно-индуктивной нагрузки. Как будет показано далее, с ростом числа каналов M допустимые значения углов α и $\varphi_{2(1)}$ уменьшаются. Для устранения этого недостатка приходится переходить на алгоритм с $n_{кл} = 6$ (рис. 1, б – пунктир).

Модельное описание фазного напряжения ТИН при ЭСАР. Предварительный графоаналитический анализ показал, что регулирование при этом алгоритме сопровождается не только изменением формы напряжения, но и фазовым сдвигом основной гармоники напряжения на угол $\alpha/2$ в сторону опережения. Поскольку на спектральный состав напряжения этот факт не влияет, то с целью упрощения решим поставленную задачу, не учитывая его.

Это означает, что без ущерба адекватности функцию, описывающую искомое напряжение, правомерно представить как удовлетворяющую условию симметрии IVa рода [2] – рис. 2. В этом случае требуется определить лишь один из двух коэффициентов Фурье. Таким образом, модельное описание этого напряжения будем искать в виде [2]:

$$u_2(t) = U_m \sum_{k=0}^{\infty} b_{(2k+1)} \sin(2k+1)\omega t, \quad (1)$$

где U_m – максимальное значение фазного напряжения по рис. 1, которое для ТИН по мостовой схеме в долях от напряжения питания $E_{п}$ равно $U_m = 2E_{п}/3$, а $b_{(2k+1)}$ – коэффициент Фурье.

Используя справочник [2], найдем этот коэффициент:

$$b_{(2k+1)} = \frac{4}{\pi} \left\{ \int_{\alpha/2}^{\pi/3-\alpha/2} \frac{1}{2} \sin(2k+1)\theta d\theta + \int_{\pi/3+\alpha/2}^{\pi/2} \sin(2k+1)\theta d\theta \right\} = \frac{4}{\pi} \left\{ \frac{1}{2(2k+1)} [-\cos(2k+1)\theta]_{\alpha/2}^{\pi/3-\alpha/2} + \frac{1}{2(2k+1)} [-\cos(2k+1)\theta]_{\pi/3+\alpha/2}^{\pi/2} \right\}. \quad (2)$$

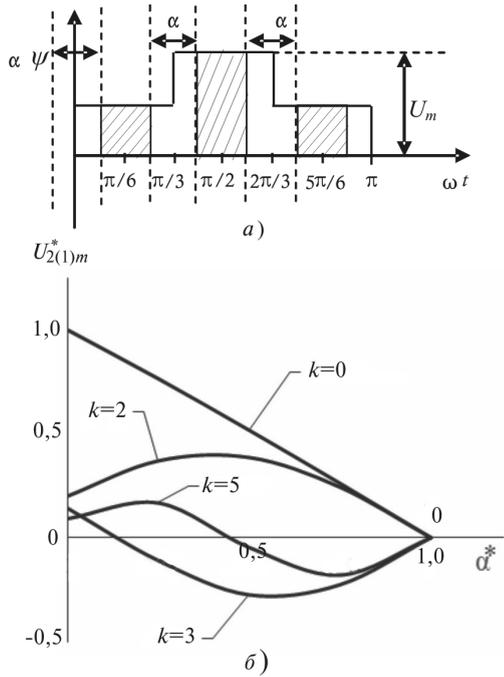


Рис. 2. Форма выходного напряжения ТИН (с симметрией Γ на рода) и содержание первых его 4-х гармоник в функции угла регулирования α

Раскроем в первом из двух слагаемых основной сомножитель (первообразную) в функции θ с заданными пределами:

$$\begin{aligned} [-\cos(2k+1)\theta]_{\alpha/2}^{\pi/3-\alpha/2} &= -\cos\left[(2k+1)\left(\frac{\pi}{3}-\frac{\alpha}{2}\right)\right] + \\ &+ \cos\left[(2k+1)\frac{\alpha}{2}\right] = -2\sin\left[\frac{1}{2}(2k+1)\left(\frac{\alpha}{2}+\frac{\pi}{2}-\frac{\alpha}{2}\right)\right] \times \\ &\times \sin\frac{1}{2}(2k+1)\left(\frac{\alpha}{2}-\frac{\pi}{2}+\frac{\alpha}{2}\right) = \\ &= -2\sin\left[(2k+1)\frac{\pi}{6}\right] \sin\left[(2k+1)\left(\frac{\alpha}{2}-\frac{\pi}{6}\right)\right] = \\ &= 2\sin\left[(2k+1)\frac{\pi}{6}\right] \sin\left[(2k+1)\left(\frac{\alpha}{2}-\frac{\pi}{6}\right)\right]. \end{aligned} \quad (3)$$

Аналогично раскроем и во втором слагаемом выражения (2) такой же сомножитель в функции θ со своими пределами:

$$\begin{aligned} [-\cos(2k+1)\theta]_{\pi/3+\alpha/2}^{\pi/2} &= -\cos(2k+1)\frac{\pi}{2} + \\ &+ \cos\left[(2k+1)\left(\frac{\pi}{3}+\frac{\alpha}{2}\right)\right] = \cos\left[(2k+1)\left(\frac{\pi}{3}+\frac{\alpha}{2}\right)\right]. \end{aligned} \quad (4)$$

Подставив полученные выражения для сомножителей (3), (4) двух слагаемых в модель (2), получим выражение для коэффициента Фурье:

$$b_{(2k+1)} = \frac{4}{\pi} \left\{ \frac{1}{2k+1} \sin\left[(2k+1)\frac{\pi}{6}\right] \times$$

$$\times \sin\left[(2k+1)\left(\frac{\pi}{6}-\frac{\alpha}{2}\right)\right] + \cos\left[(2k+1)\left(\frac{\pi}{3}+\frac{\alpha}{2}\right)\right] \right\}. \quad (5)$$

Таким образом, задача модельного описания спектрального состава напряжения по рис. 2,а в форме (1) решена. На основе использования модели напряжения (1) с учетом (5) на рис. 2,б представлено содержание в нём нескольких ближайших по частоте гармоник, а также зависимость его коэффициента гармоник $K_{Г(u)}$ в функции угла регулирования α . Как видно, искажения напряжения достаточно большие, причем возрастают они с ростом угла α . Следующая задача, которая ставится и решается здесь – ослабить этот недостаток.

Использование способа ЭСАР при многоканальном построении ТИН. Рассматриваемый далее алгоритм формирования выходного напряжения ТИН ориентирован на использование его при преобразовании повышенной мощности порядка нескольких сотен киловольт-ампер и даже единиц мегавольт-ампер [3], когда уменьшение коммутационных издержек энергии особенно актуально. Задача структурно-алгоритмического синтеза (САС) ТИН в этом случае наиболее эффективно решается на основе использования принципа многоканального преобразования (МКП) [3, 4]. Число каналов преобразования (т.е. число ТИН) обозначим буквой M , а синтезированный на основе МКП ТИН обозначим как M -ТИН. В качестве примеров рассматриваются три варианта – 2-ТИН, 3-ТИН и 6-ТИН (рис. 3). Структура выходной цепи M -ТИН может быть организована двумя основными способами – последовательным соединением выходов или параллельным. В первом случае источники питания каждого канала должны быть гальванически развязаны, а во втором – выходы каналов (при общем источнике питания) соединены через выполненные соответствующим образом трансформаторы – ТФ (иначе уравнивательные реакторы – более раннее их обозначение). Использование ТФ обеспечивает суммирование токов каналов и усреднение (выравнивание) мгновенных значений их напряжений.

Для визуализации процессов преобразования в рассматриваемых вариантах M -ТИН на рис. 3–5 представлены их осциллограммы, полученные с помощью имитационного компьютерного моделирования (ИКМ).

Примечание к осциллограммам на рис. 4,з, н, с, ц и на рис.5,л, ф, р, ш: неперриодичность входных токов в 3-ТИН и 6-ТИН означает ещё не установившийся процесс.

Алгоритмической особенностью M -ТИН данного типа является последовательный фазовый сдвиг системы выходных напряжений последующего канала относительно предыдущего на угол

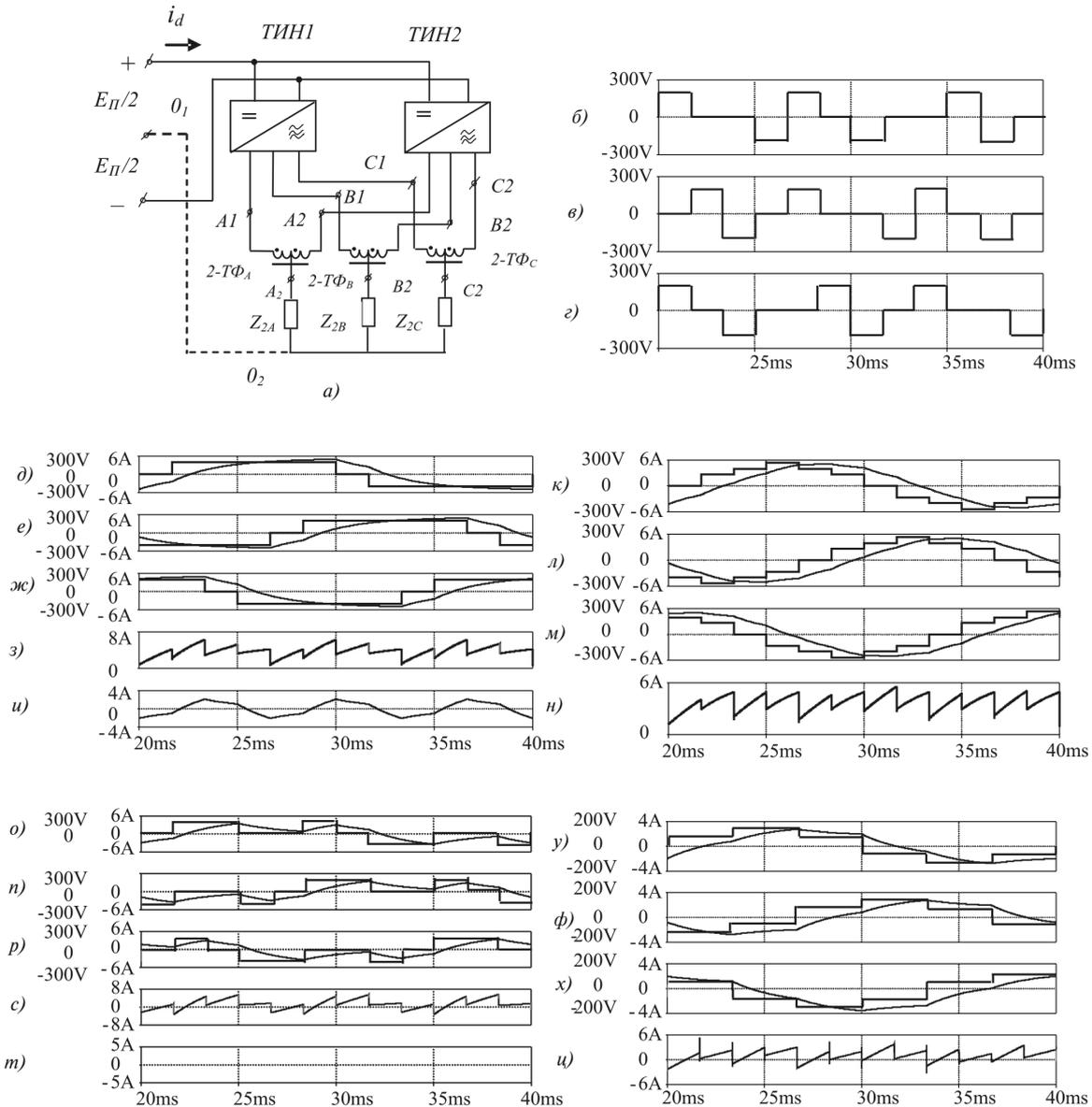


Рис. 3. Структурная схема 2-ТИН с 2-ТФ при наличии нулевого провода (НП) и без него (а); временные диаграммы, поясняющие процессы при двух значениях угла регулирования α : б, в, г – напряжения на полуобмотках трансфильтров 2-ТФ_А, 2-ТФ_Б, 2-ТФ_С при $\alpha = \pi/6$ с НП.

При $\alpha = 0$ с НП: д–ж – u_{A-01} ; i_{A-01} ; u_{B-01} ; i_{B-01} ; u_{C-01} ; i_{C-01} – фазные напряжения и токи нагрузки; з – i_d , потребляемый ТИН ток; $u - i_{01-02}$ – ток в НП. Без НП: к–м – u_{A-02} ; i_{A-02} ; u_{B-02} ; i_{B-02} ; u_{C-02} ; i_{C-02} – фазные напряжения и токи нагрузки; н – i_d – потребляемый ТИН ток.

При $\alpha = \pi/6$, с НП: о–р – u_{A-01} ; i_{A-01} ; u_{B-01} ; i_{B-01} ; u_{C-01} ; i_{C-01} – фазные напряжения и токи нагрузки; с – i_d – потребляемый ТИН ток; т – i_{01-02} , ток в НП. Без НП: у–х – u_{A-02} ; i_{A-02} ; u_{B-02} ; i_{B-02} ; u_{C-02} ; i_{C-02} – фазные напряжения и токи нагрузки; ц – i_d потребляемый ТИН ток

$\delta_M = \pi/3M$. Такой способ синтеза квазисинусоидальных сигналов получил название вектор-веерного их формирования (ВВФ) [4].

Модель выходного напряжения М-ТИН. Модельное описание выходного напряжения М-ТИН может быть получено на основе использования модели выходного напряжения одного канала (1), (5) и коэффициента геометрического суммирования для $(2k+1)$ -х гармоник напряжений каналов следующим образом [4]:

$$u_{2M}(t) = U_m \sum_{k=0}^{\infty} b_{(2k+1)} k_{sL(2k+1)} \times \sin[(2k+1)(\omega t - \beta_{sL})], \quad (6)$$

где коэффициент геометрического суммирования

$$k_{sL(2k+1)} = \frac{\sin\left[(2k+1)\frac{L\delta_M}{2}\right]}{L \sin\left[(2k+1)\frac{\delta_M}{2}\right]} \quad (7)$$

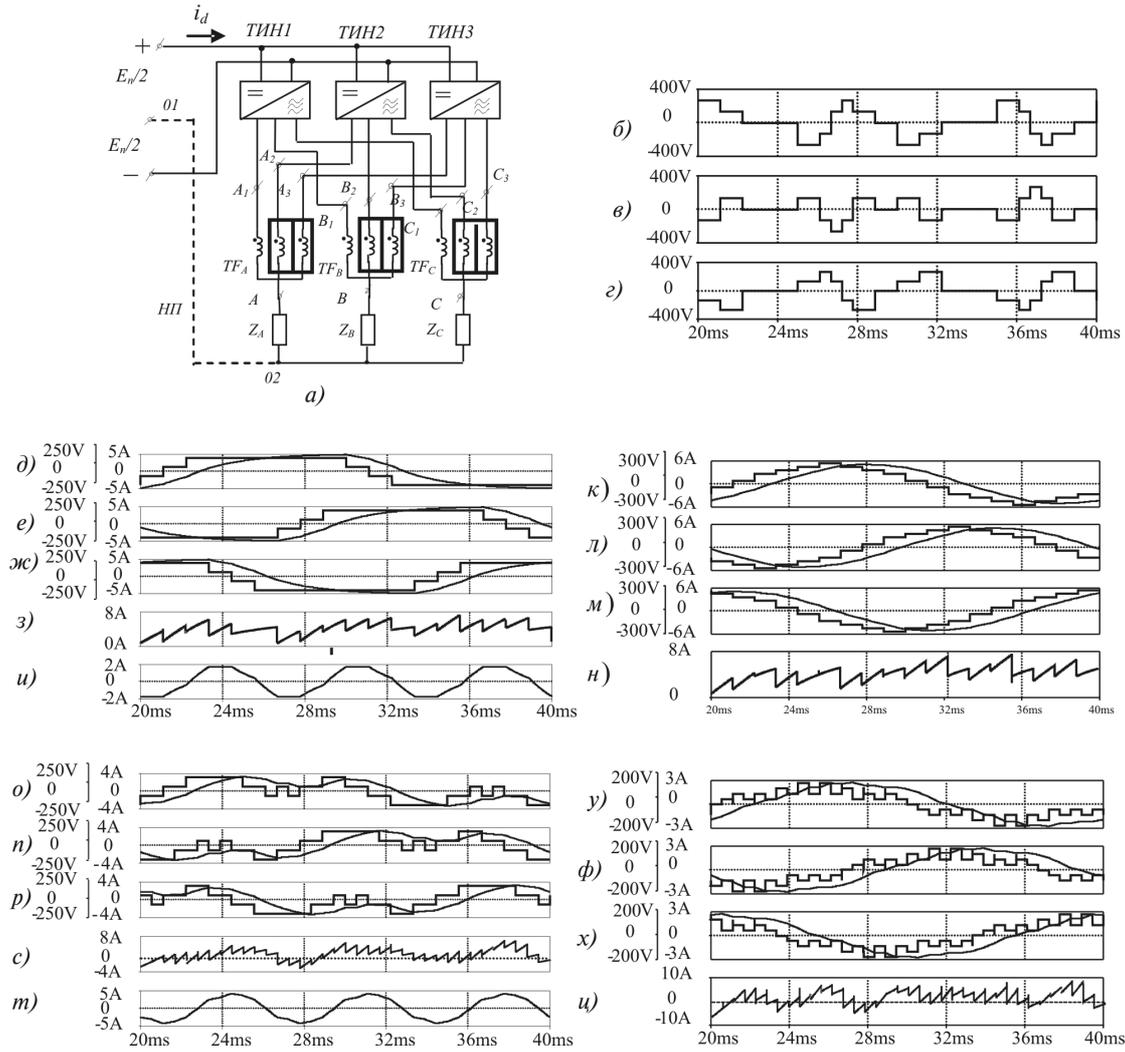


Рис. 4. Структурная схема 3-ТИН с ТФ при наличии нулевого провода (НП) и без него (а) и временные диаграммы, поясняющие процессы в нём: б-г – напряжения на полуобмотках трансфилтров 3-ТF_A, 3-ТF_B, 3-ТF_C при α = π/6 и наличии НП.

При α = 0. С НП: д-ж – u_{A-01}; i_{A-01}, u_{B-01}; i_{B-01}, u_{C-01}; i_{C-01} – фазные напряжения и токи нагрузки; з – i_d – потребляемый ТИН ток; у – i₀₁₋₀₂, ток в НП. Без НП: к-м – u_{A-02}; i_{A-02}, u_{B-02}; i_{B-02}, u_{C-02}; i_{C-02} – фазные напряжения и токи нагрузки; н – i_d – потребляемый ТИН ток.

При α = π/6, С НП: о-р – u_{A-01}; i_{A-01}, u_{B-01}; i_{B-01}, u_{C-01}; i_{C-01} – фазные напряжения и токи нагрузки; с – i_d – потребляемый ТИН (с НП) ток; т – i₀₁₋₀₂ – ток в НП. Без НП: у-ф – u_{A-02}; i_{A-02}, u_{B-02}; i_{B-02}, u_{C-02}; i_{C-02} – фазные напряжения и токи нагрузки; ц – i_d – потребляемый ТИН ток

$$\beta_{sL} = (L-1) \frac{\pi}{3L} \tag{8}$$

– результирующий фазовый угол L(2k+1)-й гармоники выходного напряжения M-ТИН, обусловленный фазовым сдвигом её L составляющих в каналах относительно друг друга на угол

$$\beta_{(2k+1)} = (2k+1)\delta_M \tag{9}$$

На рис. 6 показаны результаты определения напряжения по модели (6) с точностью до k=100 для различных значений числа L (и соответственно угла δ_M). Полученные результаты подтверждают адекватность полученной модели (6) проектному замыслу.

Отметим принципиальную разницу в форме выходных напряжений M-ТИН с ЭСАР и с ШИМ. При ЭСАР она имеет вид амплитудно-импульсной модуляции (АИМ), которая при α=0 характеризуется квантованием составляющих её импульсов только по уровню, а не по их длительности и по уровню, как при ШИМ. С учетом этого далее будем обозначать два альтернативных варианта как M-ТИН с ШИМ и M-ТИН с АИМ.

Об одной особенности ЭСАР. Несимметричность введения регулировочной паузы α в алгоритм переключения ключа каждой стойки ТИН с M=1 обусловлена возможностью отказа от противотактного включения в паузу α другого ключа стойки, причём

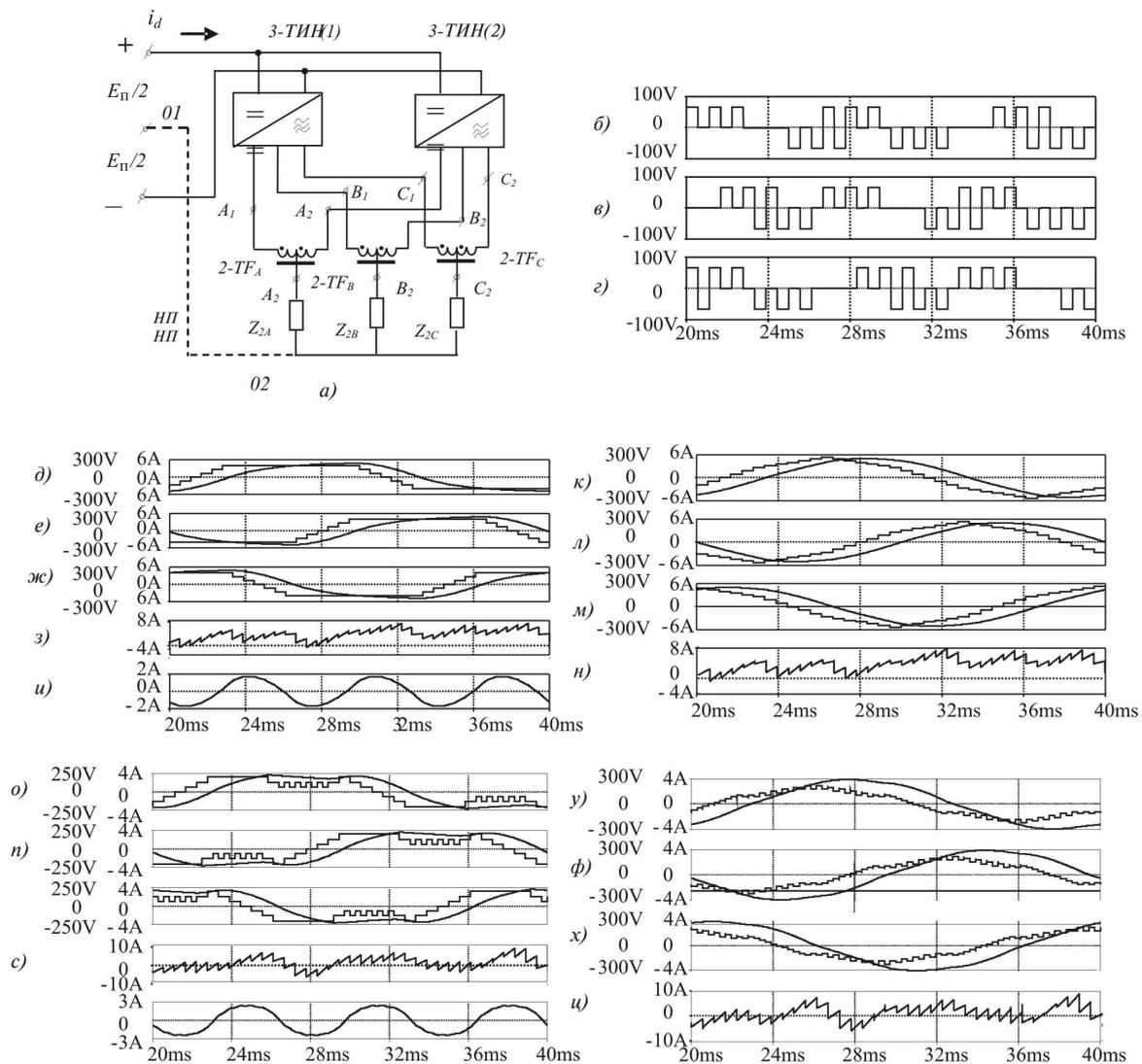


Рис. 5. Структурная схема 6-ТИН с ТФ при наличии нулевого провода (НП) и без него (а); временные диаграммы, поясняющие процессы в нём: б–г – напряжения на полуобмотках трансфильтров 2-ТФА, 2-ТФВ, 2-ТФС при $\alpha = \pi/6$ и наличии НП.

При $\alpha = 0$, с НП: д–ж – $u_{A-01}; i_{A-01}; u_{B-01}; i_{B-01}; u_{C-01}; i_{C-01}$ – фазные напряжения и токи нагрузки; з – i_d – потребляемый ТИН ток; у – i_{01-02} – ток в НП. Без НП: к–м – $u_{A-02}; i_{A-02}; u_{B-02}; i_{B-02}; u_{C-02}; i_{C-02}$ – фазные напряжения и токи нагрузки; н – i_d – потребляемый ТИН ток.

При $\alpha = \pi/6$ с НП: о–р – $u_{A-01}; i_{A-01}; u_{B-01}; i_{B-01}; u_{C-01}; i_{C-01}$ – фазные напряжения и токи нагрузки; с – i_d – потребляемый ТИН ток; т – i_{01-02} – ток в НП. Без НП – у–х – $u_{A-02}; i_{A-02}; u_{B-02}; i_{B-02}; u_{C-02}; i_{C-02}$ – фазные напряжения и токи нагрузки; ц – i_d – потребляемый ТИН ток

при любом значении $\cos\varphi_{1(1)}$ активно-индуктивной нагрузки. На рис. 1 эти импульсы отмечены пунктиром. Это означает, что в этом случае число переключений ключей $n_{кл}$ в каждой стойке ТИН может быть снижено с 6 до 4. В процессе исследования установлено, однако, что, к сожалению, это свойство в полном объёме при увеличении числа каналов M не сохраняется. Диапазон изменения угла нагрузки $\varphi_{1(1)} - \Delta\varphi_{1(1)}$, в котором имеется возможность исключения противотактных импульсов, с ростом числа каналов M уменьшается. Эта закономерность, полученная на основе ИКМ с помощью серии численных экспериментов, представ-

лена на рис. 7, где углы $\varphi_{2(1)}$ и α приняты соответственно в относительных $\varphi_{2(1)\max}^* = \frac{2\varphi_{2(1)}}{\pi}$ и абсолютных единицах. Зависимости, полученные экспериментально, показаны непрерывными линиями, а штриховыми – аппроксимированные следующими полиномами:

$$M=2; \quad y = -3396,3x^6 + 8985,7x^5 - 8895,7x^4 + 4019,4x^3 - 803,02x^2 + 46,671x + 44,839;$$

$$M=3; \quad y = -2026x^6 + 5428,1x^5 - 5440,7x^4 + 2441,4x^3 - 441,22x^2 - 0,2918x + 39,897;$$

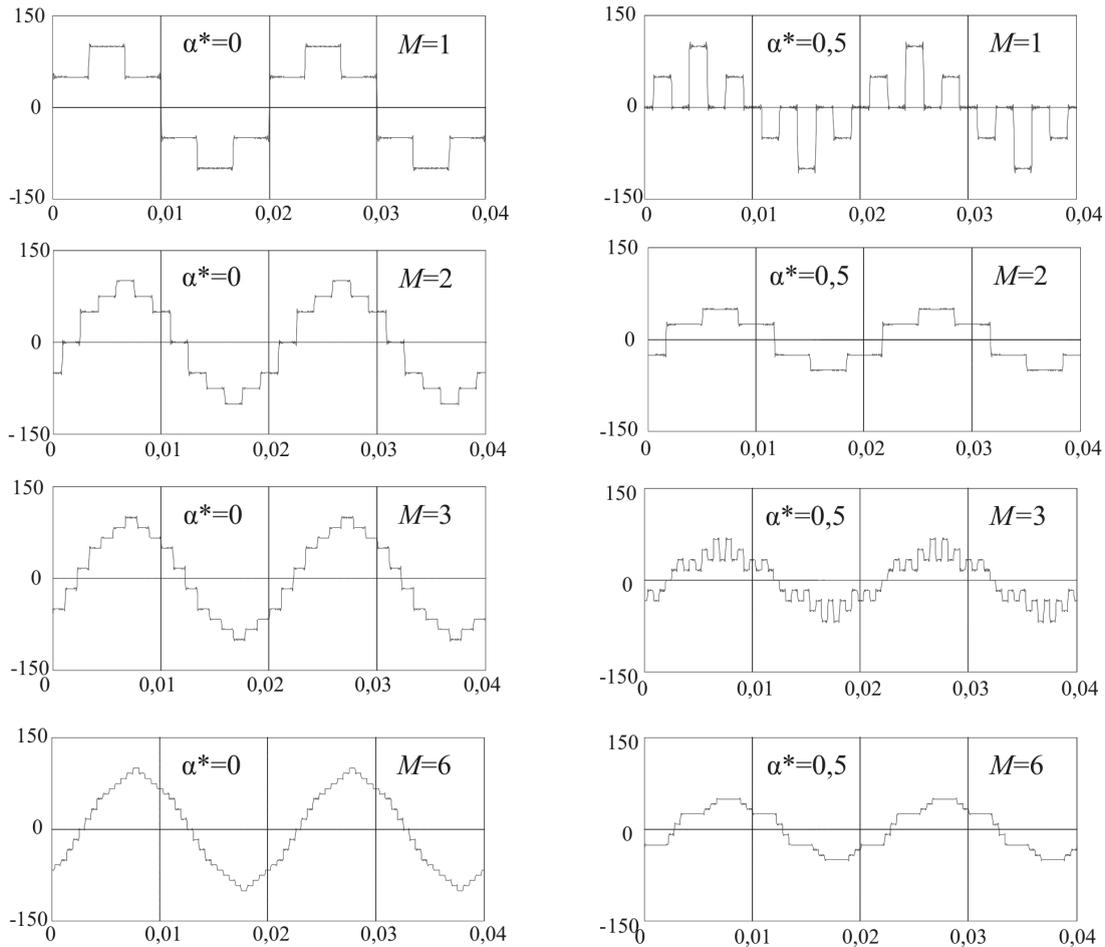


Рис. 6. Осциллограммы выходного напряжения M -ТИН, полученные на основе вычисления (с помощью программного обеспечения MathCAD) модели (6) с точностью до значения дискретной переменной $k = 100$ для различных чисел каналов M и значений угла регулирования α^*

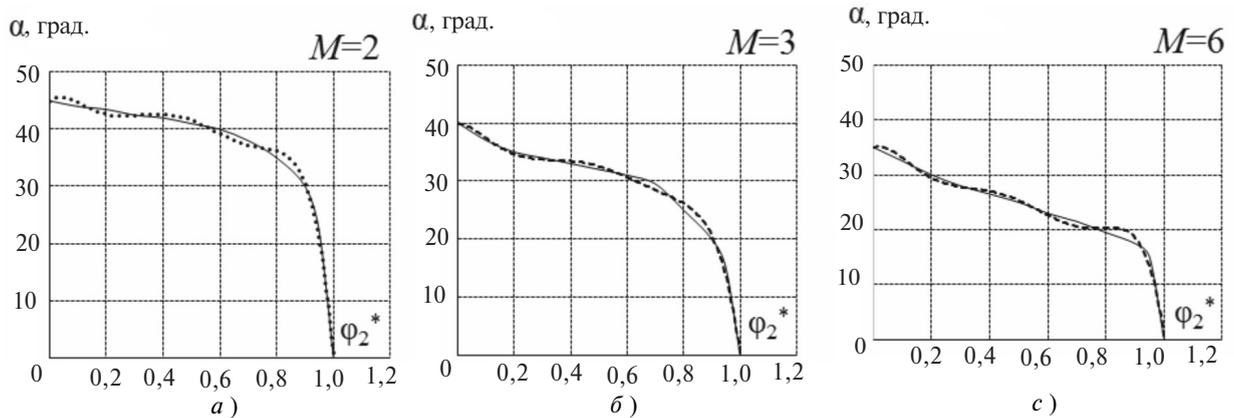


Рис. 7. Зависимость критического значения угла нагрузки в φ_2^* (отн. ед.) от угла регулирования α для M -ТИН при исключении противотактных импульсов и различном числе каналов

$$M=6; \quad y = -2981,4x^6 + 8096,9x^5 - 8205,9x^4 + 3791,5x^3 - 762,49x^2 - 27,144x + 34,877;$$

где $y = \alpha$ град; $x = \varphi_2^*$.

Физическая суть критического значения угла $\varphi_{2(1)\max}^*$ заключается в изменении характера обмена реактивной мощностью нагрузки: при превыше-

нии этого значения происходит переход с межфазного обмена на обмен её с буферным конденсатором на входе M -ТИН. Форма выходного напряжения при этом искажается. Избавиться от этого недостатка можно введением на интервале α противотактного импульса в смежном ключе стойки. Однако это приводит к увеличению числа переключений с 4 до 6.

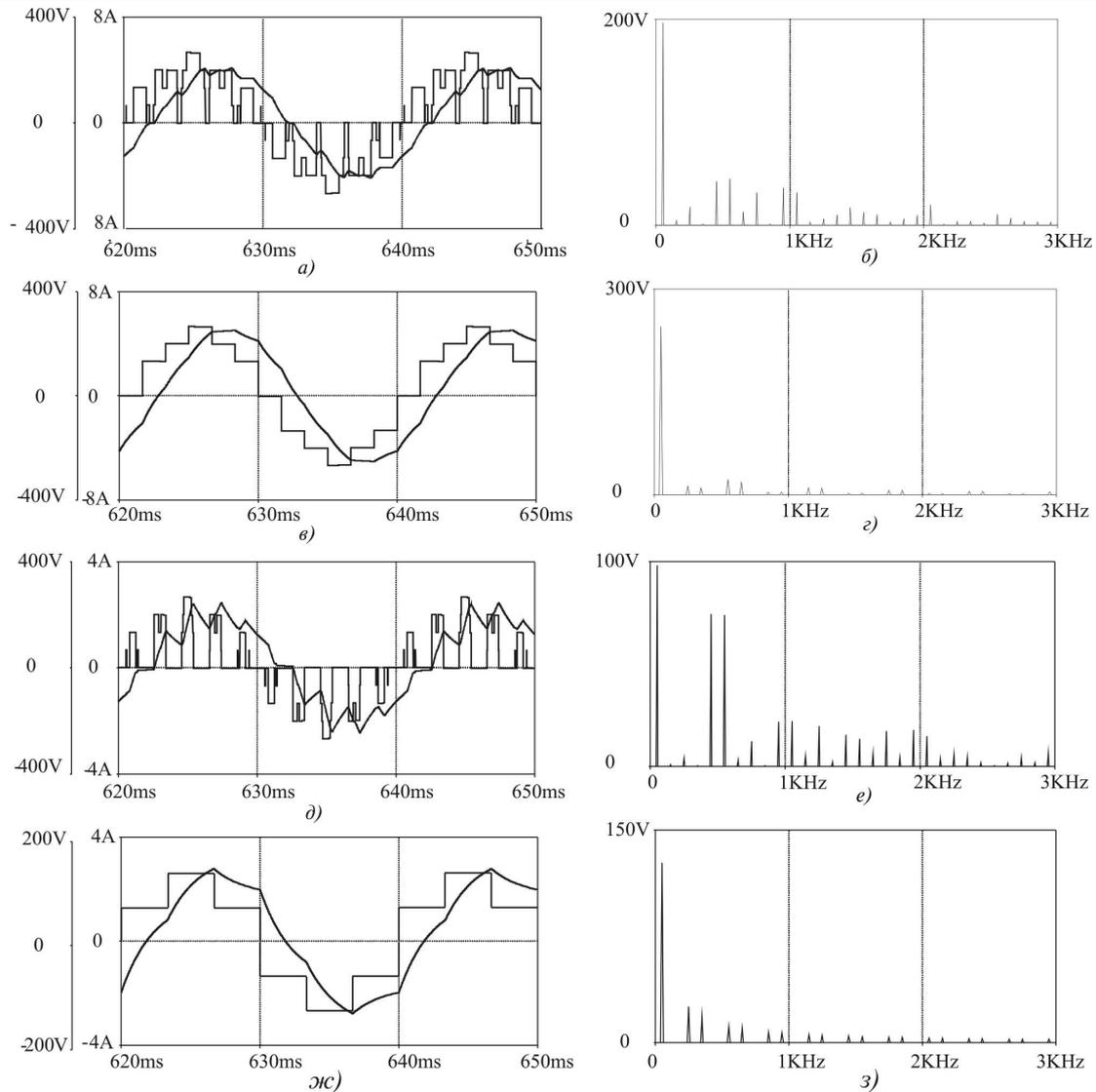


Рис. 8. Результаты ИКМ 2-ТИН с ШИМ (при $\xi=5$, $f_T=250$ Гц) и 2-ТИН с АИМ при $E_{\Pi}=400$ В, $S_{2(1)}=3000$ ВА; $f_2=50$ Гц; $U_{2(1)}=220$ В; $\cos\varphi_{2(1)}=0,8$) и отсутствии нулевого провода: выходные напряжения и токи в нагрузках. При ШИМ: а – $\mu=1$; д – $\mu=0,5$; спектрограммы выходных напряжений б – $\mu=1$; е – $\mu=0,5$. При АИМ: в – угол регулирования $\alpha^*=0$; ж – $\alpha^*=0,5$; спектрограммы выходных напряжений з – $\alpha^*=0$; з – $\alpha^*=0,5$

Сопоставление М-ТИН с АИМ и М-ТИН с ШИМ. 1. Исследования подтвердили, ранее известный факт, что M -канальная реализация каждого из двух алгоритмов (ЭСАР и ШИМ) обеспечивает улучшение спектрального состава результирующего напряжения относительно одноканального варианта.

2. Зададимся далее вопросом: «Сохранится ли преимущество ЭСАР перед ШИМ при минимально возможном соотношении частот $\xi=f_T/f_2=5$ (см. рис. 7)», когда число переключений ключей – $n_{\text{КЛ}}$ у них сопоставимо. Как видно из осциллограмм работы канала на периоде T_2 , при ЭСАР число $n_{\text{КЛ}}=6$ (и даже 4), а при М-ШИМ с $n_{\text{КЛ}}=2o=2\xi=10$, т.е. больше в $1,66\div 2,5$ раза. Что касается уровней квантования $\Delta U_{\text{КВ}}$, то ЭСАР также превосходит ШИМ. Максимальное значение

относительного уровня квантования выходного напряжения при ШИМ и числе каналов $M \geq 2$ равно

$$\Delta U_{\text{КВ}}^* = \frac{\Delta U_{\text{КВ}}}{\Delta U_{\text{КВ max}}} = 1 \quad (\text{рис. 8}), \text{ а при АИМ оно}$$

меньше 1 и понижается с увеличением числа каналов: например, при $M=2$ – $\Delta U_{\text{КВ}}^*=0,5$, при $M=3$ – $\Delta U_{\text{КВ}}^*=0,25$, а при $M=6$ – $\Delta U_{\text{КВ}}^*=0,125$. Следовательно, ЭМС при АИМ лучше, требования к прочности изоляции проводов якорных обмоток могут быть понижены, а срок её службы увеличивается.

3. Высокочастотный спектр высших гармоник в выходном напряжении M -ТИН с ШИМ более энергоёмкий, чем при АИМ (рис. 7), что приводит к повышенному уровню помехоизлучений (шумов) якорных обмоток электрических машин (ЭМ).

4. С учетом реального $\cos\varphi_{1(1)} = 0,85 \div 0,90$ ЭМ искажения её якорного тока в обоих вариантах при $M \geq 2$ примерно одинаковы (рис. 7).

5. Напряжение питания ТИН при ЭСАР используется лучше. Содержание основной гармоники выходного напряжения ТИН с АИМ при $\alpha = 0$ в каждом канале равно $U_{2(1)m} = \frac{2}{\pi} E_n = 0,636 E_n$, а при ШИМ с $\mu = 1$ значение $U_{2(1)m} = \frac{2}{\pi} E_n$, т.е. на 21% меньше; в итоге это приводит к повышению КПД М-ТИН с АИМ.

Полученные модельные описания спектров выходного напряжения М-ТИН с АИМ при числе каналов $M = 2, 3$ и 6 проверены на адекватность проектному замыслу (рис. 6) с помощью программного обеспечения Mathcad 14.

Результаты исследования 2-ТИН с параметрами: $S_{2(1)} = 3000$ ВА; $f_2 = 50$ Гц; $U_{2(1)} = 220$ В; $\cos\varphi_{2(1)} = 0,8$; $E_n = 400$ В при двух вариантах структурно-алгоритмической организации – с ШИМ ($f_T = 250$ Гц; $\xi = 5$) и с АИМ.

Сопоставительная оценка альтернативных вариантов М-ТИН выполнена на основе ИКМ в программной среде OrCAD. Результаты представлены осциллограммами на рис. 1, 3, 4. Для сопоставления взяты простейшие варианты 2-ТИН с ШИМ и 2-ТИН с АИМ.

Сравнение показало, что в сопоставимых условиях (по $\cos\varphi_{2(1)}$ и числу переключений ключей) вариант 2-ТИН с АИМ реализуется при меньшем числе переключений ключей $n_{кл}$, меньшем уровне квантования выходного напряжения $\Delta U_{кв}$, превосходя при этом вариант 2-ТИН с ШИМ также и по искажениям выходных напряжения и тока. С увеличением числа M это преимущество будет не только сохраняться, но и увеличиваться.

Регулировочная характеристика. Зависимость амплитуды 1-й гармоники выходного напряжения М-ТИН с АИМ от угла регулирования α согласно (6), (7) при $k = 0$:

$$U_{2(1)m} = b_1 K_{sL1} U_{2m}, \quad (11)$$

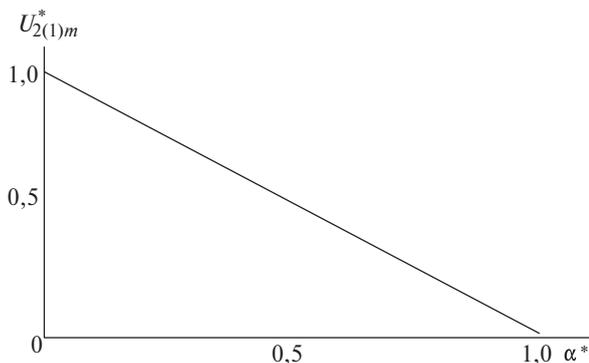


Рис. 9. Регулировочная характеристика М-ТИН с АИМ

где U_{2m} – максимальное значение фазного напряжения одного канала ТИН, равное $2E_n/3$;

$$b_1 = \frac{4}{\pi} \left\{ \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{2}\right) + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \frac{\alpha}{2}\right) \right\}; \quad (12)$$

$$K_{sL1} = \frac{1}{2L \sin \frac{\pi}{6L}}. \quad (13)$$

Из (12) и (13) следует, что коэффициент Фурье b_1 зависит лишь от параметра α . От параметра L коэффициент K_{sL1} зависит незначительно (с разницей в доли процента). В графическом виде зависимость (11) представлена на рис. 9. Она имеет практически линейный характер, что упрощает процесс регулирования.

Примечание. В качестве источника питания М-ТИН на подвижных объектах используется машинно-электронная генерирующая система (МЭГС-1) класса «Вентильный генератор» в виде последовательно соединённых синхронного генератора и выпрямительного блока с буферным конденсатором на выходе. При системном подходе к проектированию электротехнического комплекса (ЭТК) МЭГС-1 + М-ТИН с АИМ с целью минимизации помехоизлучений ЭТК регулировать его выходное напряжение целесообразно в обоих звеньях. При этом в М-ТИН с АИМ кратность регулирования с учетом выполнения критерия ЭМС целесообразно выбирать не более двух.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Забродин Ю.С. Автономные тиристорные инверторы с широтно-импульсным регулированием. – М.: Энергия, 1977, 136 с.
2. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. – М.: Наука, 1964, 608 с.
3. Пронин М.В., Воронцов А.Г., Терещенков В.В. Моделирование системы электродвижения судна с многотактными инверторами и двигателем на постоянных магнитах. Труды V Международной (XVI Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2007, Санкт-Петербург, 18–21 сентября 2007, с. 377–381.
4. Мызык Г.С., Бериллов А.В., Михеев В.В. Поисковое проектирование устройств силовой электроники (трансформаторно-полупроводниковые устройства): Учебное пособие. – М.: Издательский дом МЭИ, 2010, 284 с.

[16.11.2017]

А в т о р ы: Мызык Геннадий Сергеевич окончил Московский энергетический институт (МЭИ) – ныне Национальный исследовательский университет «НИУ «МЭИ») в 1964 г. Защитил в МЭИ в 2001 г. докторскую диссертацию «Методология структурно-алгоритмического синтеза и анализа малоискажающих устройств силовой электроники для электрических комплексов автономных объектов». Профессор кафедры «Электротехнические комплексы автономных объектов» «НИУ «МЭИ».

Тин Аунг Зо окончил магистратуру «НИУ «МЭИ» в 2015 г. Аспирант «НИУ «МЭИ».

Multichannel Conversion of a DC Voltage into a Three-Phase Quasi Sinusoidal Voltage

MYTSYK Gennadii S. (National Research University «Moscow Power Engineering Institute» – «NRU «MPEI», Moscow, Russia) – Professor

TIN AUNG ZO (Union M'yanma) – Ph. D. Student, «NRU «MPEI»

In synthesizing a high-capacity three-phase voltage inverter (TVI) with multichannel conversion of power flow, it is proposed to use an energy-saving algorithm for control of its output voltage, which shapes the voltage waveform by means of pulse-amplitude modulation (PAM). Such TVI version is denoted as M-TVI with pulse-amplitude modulation. It is shown based on the comparative analysis results that in comparison with an M-TVI of the same class but with the conventional PWM-based algorithm for shaping the output voltage, the energy-saving control algorithm features lower values of power supply quantization levels and the minimal number of power switch switching operations. This also results in a lower level of generated interference, lower wear and longer service life of electrical machine winding insulation, smaller level of dynamic losses in the switches, and higher power source voltage utilization factor. The investigation was carried out with the use of Fourier series and computer simulation. The preferred application field of M-TVIs with PAM is using them for controlled AC motors of increased power capacity.

Key words: *three-phase voltage inverters, multichannel conversion, energy-saving voltage control algorithm, pulse-amplitude modulation (APM), pulse-width modulation (PWM), comparative analysis, computer simulation*

REFERENCES

1. **Zabrodin Yu.S.** *Autonomnye tiristornye invertory s shirotno-impul'snym regulirovaniyem* (Autonomous thyristor inverters with pulse-width control). Moscow, Publ. «Energiya», 1977, 136 p.
2. **Bronshtein I.N., Semendyayev K.A.** *Spravochnik po matematike dlya inzhenerov i uchashchikhsya vtuzov* (Handbook of mathematics for engineers and students of higher educational institutions). Moscow, Publ. «Nauka», 1964, 608 p.
3. **Pronin M.V., Vorontsov A.G., Tereshchenkov V.V.** *Trudy V Mezhdunarodnoi (XVI Vserossiiskoi) konf. po avtomatizirovannomu*

elektroprividu (AEP-2007) (Proc. of V International (XVI All-Russian) conf. automated actuator (AEP-2007). St. Petersburg, 18–21 September, pp. 377–381.

4. **Mytsyk G.S., Berilov A.V., Mikheyev V.V.** *Poiskovoye proyektirovaniye ustroystv silovoi elektroniki (transformatorno-poluprovodnikovoye ustroystva)* (Search design of power electronics (transformer-solid state devise)). Moscow, Publ. House of Moscow, Power Engineering Institute, 2010, 384 p.

[16.11.2017]