

# О способе улучшения массогабаритных показателей автотрансформаторно-выпрямительных устройств

МЫЦЫК Г.С., ХЛАИНГ МИН У, КОМЛЕВ И.В.

*На примере одного типа автотрансформаторно-выпрямительных устройств с пульсностью выпрямленного напряжения  $m_{1\varnothing} = 18$  рассмотрен способ улучшения массогабаритных показателей его электромагнитных и выпрямительных узлов ( $S_{SATBY}$ ) за счет целенаправленного преобразования его топологии в трехканальную структуру и введения в цепь постоянного тока двух трехфазных трансфильтров, суммирующих токи трех каналов. Приведенные результаты сопоставительной оценки по этому показателю нового решения с известным получены на основе имитационного компьютерного моделирования. Показано преимущество модифицированного устройства по показателю  $S_{SATBY}$  в рассмотренном примере. Даны рекомендации по проектированию и применению.*

**Ключевые слова:** выпрямительное устройство, многоканальное преобразование, мощность, трансфильтры, синтез, улучшение качества, сопоставительный анализ, компьютерное моделирование

Создание энергетически эффективных и компактных устройств силовой электроники особенно актуально для различного рода автономных объектов (АО), например для подвижных транспортных средств, в частности, для различного рода летательных аппаратов (ЛА). Одним из определяющих критериев проектирования электротехнических устройств для ЛА является минимум их массы при ограничениях на КПД и заданных условиях охлаждения. На современных ЛА определенного типа возникает задача преобразования переменного трехфазного напряжения  $U_{1\phi}/U_{1\lambda} = 115/200\text{В}$  стабильной (или изменяющейся в определенных пределах) частоты 400 Гц в постоянное напряжение  $U_{d0} = 270\text{ В}$ . Преобразователи с такой функциональной характеристикой относятся к классу АС/DC. Для решения поставленной задачи в качестве энерго- и ресурсосберегающего принципа построения используют автотрансформаторное преобразование трехфазного ( $m_0 = 3$ ) напряжения в напряжение с повышенной фазностью ( $m_1 > m_0$ ) и с последующим его преобразованием в двухполупериодно-выпрямленное напряжение с пульсностью  $m_{1\varnothing} = 2m_1$  [1, 2, 4, 8]. Далее такие устройства будем обозначать, по аналогии с [2], как АТВУ- $m_{1\varnothing}$ .

*A method for improving the mass and dimension characteristics of the electromagnetic and rectifier parts of autotransformer-rectifier devices ( $S_{SATR}$ ) is considered taking as an example one type of such device with the output voltage rectified according to a  $m_{1e} = 18$  pulse arrangement. The improvement is achieved through purposefully transforming the device topology into a three-channel structure and introducing two three-phase transfilters into the DC circuit, which add the currents from the three channels. The results of a comparative assessment (according to this indicator, which was carried out based on computer simulation) of the new solution with the known one are presented. It is shown that the modified device outperforms the one taken in the considered example in terms of the  $S_{SATR}$  indicator. Recommendations for designing and using such devices are given.*

**Key words:** rectifying device, multichannel conversion, power, transfilters, synthesis, improvement of quality, comparative analysis, computer simulation

В настоящее время в технической литературе (по крайней мере, в российской) фактически отсутствует в должном объеме информация, не только необходимая для проектирования АТВУ- $m_{1\varnothing}$ , но даже и дающая должное представление о физической сущности протекающих в них процессов, что является необходимым условием для проектирования. По этой причине, в частности, могут быть упущены возможности по своевременной разработке и применению на практике преобразователей этого класса, которые характеризуются существенно лучшими технико-экономическими показателями по сравнению с трансформаторно-выпрямительными устройствами (ТВУ- $m_{1\varnothing}$ ). С учетом изложенного цель статьи — восполнение этого пробела на основе рассмотрения одной возможности совершенствования устройств этого класса на примере конкретного АТВУ-18, описанного, например, в [1, 2].

Из [1, 2, 4, 8] следует, что многообразии вариантов решений этой задачи достаточно велико и определяется рядом факторов, среди которых здесь можно отметить лишь два:

базовая схема соединения обмоток — «звезда» или «многоугольник», в частности «треугольник»; симметричный или несимметричный способ формирования  $m_1$ -фазной системы напряжений.

В [2] показано, что наиболее рациональное решение АТВУ- $m_{13}$  из числа альтернативных вариантов может быть определено лишь по критерию минимальной габаритной мощности автотрансформатора (АТВ), что требует определения действующих значений напряжений на всех обмотках и протекающих через них токов [3]. Форма этих токов достаточно сложная, так что модельное их описание представляет собой непростую задачу [2]. При усложнении топологии АТВ (с ростом числа  $m_1$ ) задача еще больше усложняется, что в конечном итоге делает практически невозможной реализацию процедуры оперативного его проектирования. Как отмечено в [2], наиболее рациональным путем решения этой задачи здесь является имитационное компьютерное моделирование (ИКМ).

**Особенности рассматриваемого АТВУ-18.** В рассматриваемом варианте АТВУ-18 улучшение его показателей качества достигается видоизменением известной его топологии [1] при структуре, состоящей из автотрансформатора (АТВ) и 18 диодов, в явно выраженную трехканальную структуру, включающую в себя три трехфазных выпрямительных моста, а также введением в нее двух трехфазных трансфильтров [9], каждый из которых выполнен в виде трех обмоток, расположенных на стержнях (кернах) трехфазного магнитопровода (рис. 1,а). При этом одни одноименные по полярности выводы трех мостов через обмотки первого трехфазного трансфильтра  $TF1$  подключены к одному выходному выводу АТВУ-18, а другие одноименные по полярности выводы этих мостов через обмотки второго трехфазного трансфильтра  $TF2$  подключены ко второму его выводу. На входы трех мостов подаются три системы трехфазных напряжений ( $m_{0j} = 3$ ), сдвинутые по фазе относительно друг друга на угол  $2\pi/9$ :  $U_{A_j0}$ ,  $U_{B_j0}$ ,  $U_{C_j0}$ , где индекс  $j=1; 2; 3$  обозначает номер трехфазной системы, что эквивалентно  $m_1 = 9$  (см. рис. 1,б). В данном решении базовая обмотка соединена по схеме «треугольник», а для формирования 9-фазной системы напряжений используется симметричный способ, обеспечивающий последовательный фазовый сдвиг между девятью напряжениями на угол  $2\pi/9$ . Топология АТВУ-18 +2'3TF по рис. 1,а обеспечивает следующие положительные качества:

суммарная габаритная мощность АТВ и двух трехобмоточных трансфильтров, как показано далее, оказывается почти в 1,5 раза меньше, чем габаритная мощность АТВ в прототипе [1];

три выпрямительных моста работают независимо друг от друга так, что интервал проводимости каждого диода моста равен  $2\pi/3$  (вместо  $2\pi/9$  в [1]), а максимальное значение тока через диоды в 3 раза меньше, чем в [1];

в результате нового режима работы диодов мостов действующее значение протекающих через них токов (а также токов через обмотки АТВ), как показал анализ, в  $\sqrt{3}$  раз меньше, чем в прототипе [1]; следовательно, меньшими будут и потери в них и, соответственно, меньше будет и масса охладителей, на которых они располагаются.

**Об алгоритме имитационного компьютерного моделирования.** 1. *Определение индуктивностей обмоток АТВ и их частей.* Для проведения ИКМ необходимо, прежде всего, провести расчеты по определению индуктивностей всех обмоток АТВ. Методика их определения частично изложена в [2]. Здесь лишь отметим следующее: отношение между напряжениями (и число витков) обмоток АТВ, а также их частей однозначно определяется отношением соответствующей длины векторов (и их отрезков) в соответствии с рис. 1,б. Эти отношения представляют собой коэффициенты трансформации ( $K_{ij}$ ). Заметим, что представленная на рис. 1,б векторная диаграмма отражает частный случай, когда коррекция уровня выпрямленного напряжения  $U_{d0}$  не проводится ни в сторону уменьшения, ни в сторону его увеличения. Этот простой методологический прием взят для упрощения и ясности изложения. В этом простом случае одна из трех 3-фазных систем напряжений, а именно описываемая векторами  $A_10, B_10, C_10$  совпадает с исходной 3-фазной системой, описываемой векторами  $A_00, B_00, C_00$ , которые отражают фазные напряжения сети. Поэтому при заданном отрезке (векторе)  $A_0C_0$  необходимо найти, фактически, всего лишь три отрезка –  $A_0m_1, A_2m_1$  и  $m_1m_2$  (поскольку для одной фазы:  $A_0m_1 = m_2C_0$  и  $A_2m_1 = C_3m_2$ ). Отрезки  $A_0m_1$  и  $A_2m_1$  находятся из треугольника  $DA_0A_2m_1$ , например на основе использования теоремы синусов, а отрезок  $m_1m_2$  находится из выражения  $m_1m_2 = A_0C_0 - 2A_0m_1$ . Результаты их расчета для АТВУ-18 представлены в табл. 1.

Таблица 1

Обозначение отрезка $ij$	Длина отрезка в долях		Кратность отрезков относительно отрезка $A_0C_0$ ( $K_{ij}$ – коэффициент трансформации)
	фазного вектора $A_00$	линейного вектора $A_0C_0$	
$A_0m_1$	0,27015	0,15597	6,41149
$A_2m_1$	0,50771	0,29313	3,41146
$m_1m_2$	1,19176	0,68806	1,45336

*Определение индуктивности базовых обмоток.* Число витков обмоток пропорционально длине соответствующих им векторов (отрезков):  $W_{A_0B_0} \propto A_0B_0, W_{B_0C_0} \propto B_0C_0, W_{C_0A_0} \propto C_0A_0$ . В качестве примера зададимся трехфазным напряжением

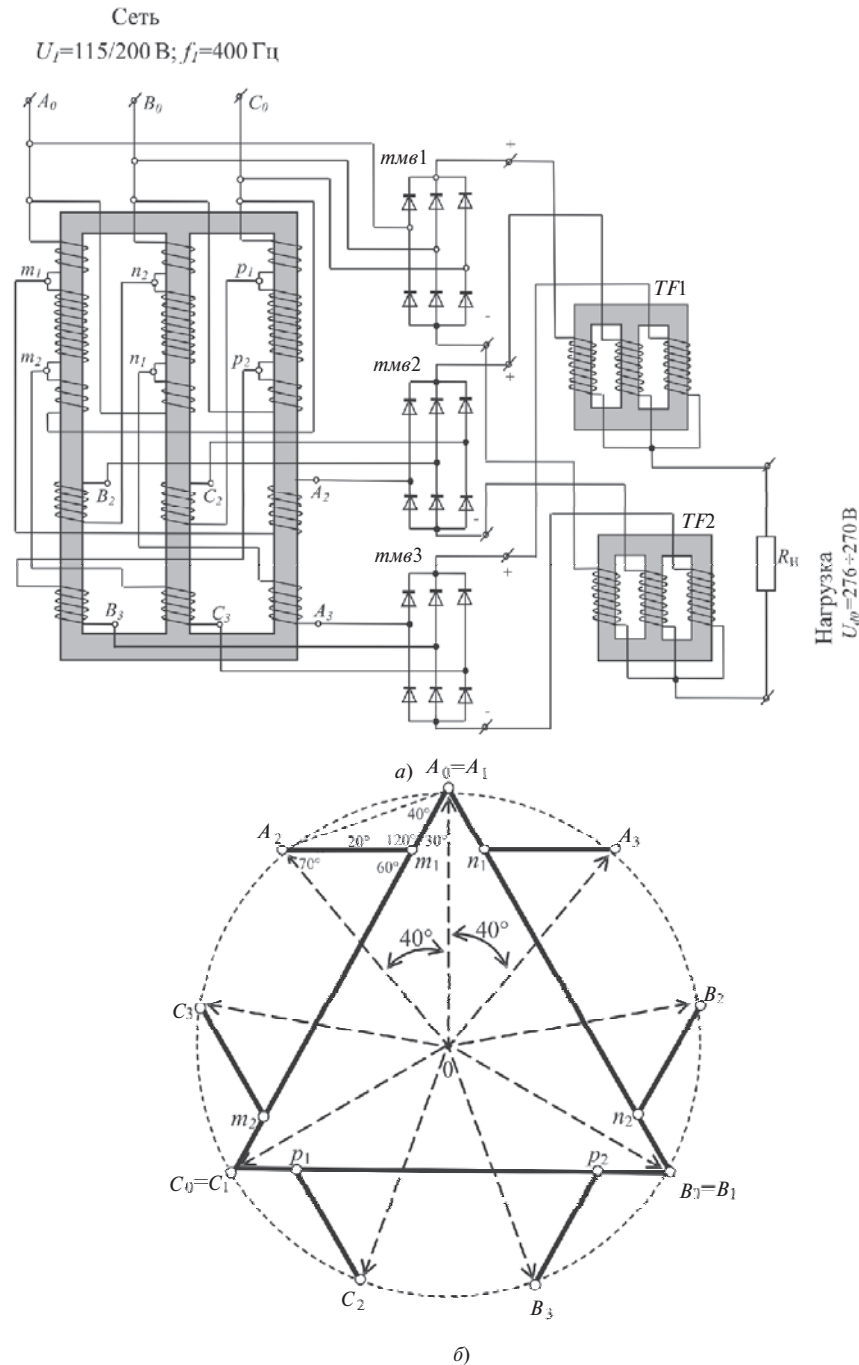


Рис. 1. Принципиальная схема рассматриваемого варианта АВТУ-18 (а) и векторная диаграмма (б) поясняющая принцип формирования 9-фазной системы напряжений ATV (без коррекции выпрямленного напряжения)

сети 115,5/200 В с частотой 400 Гц и сопротивлением нагрузки АВТУ-18  $R_d = 10$  Ом. Предварительные исследования показали, что при отсутствии коррекции напряжения ожидаемое значение постоянной составляющей выпрямленного напряжения  $U_{d0}$  (без учета падений напряжения на диодах) должно быть равно примерно  $U_{d0} = 265,267$  В. Это позволяет нам предварительно определить выходную мощность АВТУ-18:

$$P_{d0} = \frac{U_{d0}^2}{R_d} = \frac{265^2}{10} = 7022,5 \text{ В.} \quad (1)$$

Потребляемая АВТУ-18 от сети мощность (по основной гармонике) будет несколько больше:  $3P_{1(1)\phi} > P_{d0}$  (за счет потерь в автотрансформаторе и в диодах выпрямительного узла). Однако необходимости в точном учете этих издержек на данном этапе нет. С этой же целью упрощения принимаем КПД ATV  $\eta_{атв} = 1$ . Считаем, что  $3P_{1(1)\phi} = 7050$  Вт, тогда потребляемый из сети ток

$$I_{1(1)\phi} = \frac{3P_{1(1)\phi}}{3U_{1(1)\phi}} = \frac{7050}{3 \times 15,5} = 20,4 \text{ А.} \quad (2)$$

Поскольку этот ток для ATV с 3-фазной базовой обмоткой, соединенной по схеме «треугольник», является линейным, то фазный ток в ней будет в  $\sqrt{3}$  раз меньше:

$$I_{W_0(\text{ном})} = \frac{I_{1(1)л}}{\sqrt{3}} = \frac{20,4}{\sqrt{3}} = 11,78. \quad (3)$$

Искомую индуктивность удобно определить в режиме холостого хода (х.х.). Примем значение фазного тока базовых обмоток в режиме х.х. равным:

$$I_{W_0\text{х.х.}} = 0,05I_{W_0\text{ном}} = 0,05 \times 11,78 = 0,59 \text{ А}. \quad (4)$$

Тогда, пренебрегая активным сопротивлением базовой обмотки, получим значение ее индуктивного сопротивления, а затем и значение самой индуктивности:

$$X_{W_0} = 2pfL_{W_0} = \frac{U_{A_0C_0}}{I_{W_0\text{х.х.}}} = \frac{200}{0,59} = 339 \text{ Ом}, \quad (5)$$

откуда

$$\begin{aligned} L_{W_0} &= L_{A_0B_0} = L_{A_0C_0} = L_{B_0C_0} = \\ &= \frac{X_{W_0}}{2pf} = \frac{339}{2\pi \times 400} = 0,135 \text{ Гн} = 135 \text{ мГн}. \end{aligned} \quad (6)$$

Зная индуктивность  $l$ -й базовой обмотки  $j$ -й фазы  $W_j$  и используя полученные коэффициенты трансформации  $K_{lj}$ , можно определить индуктивности обмоток и их частей:

$$L_{lj} = \frac{L_{W_0}}{(K_{lj})^2}. \quad (7)$$

Результаты расчета:

Отрезок $l_j$	$A_0m_1$	$A_2m_1$	$m_1m_2$
Индуктивность обмотки, определяемая отрезком, мГ	3,28410	11,59987	63,91273

**Определение индуктивностей обмоток трансформаторов (предварительный этап).** Опыт проведенных исследований показал, что для решения данной задачи требуется проведение предварительного ИКМ. Поскольку необходимые для этого значения индуктивностей обмоток ATV уже найдены, осталось определить индуктивности обмоток трансформаторов ( $TF1$  и  $TF2$ ). Для этого нужно знать форму напряжения на этих обмотках и действующее значение его основной гармоники. Поскольку в данном случае задача решается только на основе ИКМ, то необходимо предварительно задать значение этих индуктивностей. Индуктивности обмоток в каждом из  $TF$  одинаковы. Задаются заведомо

большее (необходимого) ее значение, например  $L_{TF} = 10$  мГ, и проводится ИКМ. Завышенное значение параметра  $L_{TF}$  будет означать пониженное значение тока холостого хода  $TF$  и завышенную его массу. Результаты ИКМ представлены на рис. 2 осциллограммами и спектрограммой напряжения на одной из обмоток  $TF$ . Из рис. 2,а видно, что напряжение имеет сложную форму и утроенную частоту по отношению к сетевой частоте 400 Гц. Заметим, что постоянная составляющая тока  $TF$   $I_{TFd0} = I_{d0} / 3$ .

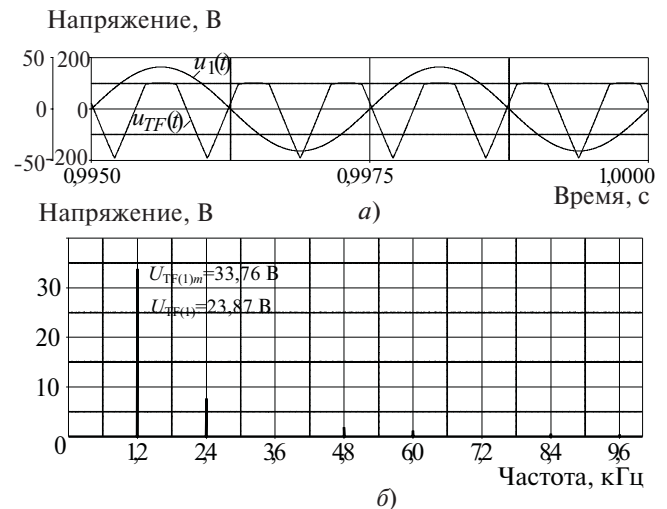


Рис. 2. Входное напряжение ATV-18  $u_1(t)$  и напряжение на обмотке трансформатора  $u_{TF}(t)$  (а) и спектрограмма напряжения на обмотке  $TF$   $u_{TF}(t)$  (б)

**Определение уточненного значения индуктивности обмоток  $TF$ .** Эта задача решается следующим образом. Искомое значение индуктивностей  $L_{TF}$  можно определить, используя значение тока холостого хода в одной из обмоток  $TF$ , которое принимается равным 5% от  $I_{TFd0}$ :

$$\begin{aligned} I_{TF\text{х.х.}} &= 0,05I_{TFd0} = 0,05I_{d0} / 3 = 0,05U_{d0} / 3R_{d0} = \\ &= 0,05 \times 270 / 3 \times 0 = 0,45 \text{ А}. \end{aligned}$$

Тогда индуктивное сопротивление обмотки для основной гармоники тока и ее индуктивность будут соответственно равны:

$$\begin{aligned} X_{TF(1)} &= \frac{U_{TF(1)}}{I_{TF\text{х.х.}}} = \frac{23,87}{0,45} = 53,04 \text{ Ом}; \\ L_{TF} &= \frac{X_{TF(1)}}{2pf_{TF(1)}} = \frac{X_{TF(1)}}{2\pi \times 3 \times f_{1(1)}} = \frac{53,04}{2\pi \times 3 \times 400} = 7,035 \times 10^{-3} \text{ Гн}. \end{aligned}$$

Заметим, что увеличение (в рассматриваемом примере) параметра  $L_{TF}$  в диапазоне значений от 0,5 до 10 мГ приводит к уменьшению действующего значения тока через обмотку  $TF$  (в номинальном режиме) всего лишь на 10%.

Определение габаритной мощности ATV. В качестве оценочного массогабаритного показателя используем габаритную мощность ATV [3]:

$$S_2 = \frac{m_1}{2} \frac{N}{a} U_j I_j, \quad (8)$$

где  $U_j, I_j$  – действующее значение напряжения и тока  $j$ -й обмотки ATV, расположенной на одном стержне трехфазного магнитопровода;  $N$  – число этих обмоток.

Значения величин  $U_j, I_j$  определяются на основе ИКМ.

Особенности расчета габаритной мощности однообмоточных трехфазных трансформаторов. Методика расчета трансформатора может быть сведена к методике расчета трансформаторов. Приведенная в [3] взаимосвязь между габаритной мощностью и типоразмером магнитопровода двухобмоточного трансформатора соответствует габаритной мощности, по сути, только одной из двух обмоток. Фактически же в типоразмере магнитопровода заложена удвоенная мощность обмотки, поскольку энергетический поток одной обмотки передается другой. Очевидно, что типоразмер магнитопровода для одной обмотки и для двух обмоток одинаковой мощности будет разным.

Чтобы не создавать новую методику расчета трансформатора, целесообразно воспользоваться информацией [3] и следующим простым приемом. Однообмоточный трехфазный трансформатор преобразуется в двухобмоточный трехфазный трансформатор разбиением его фазной обмотки на две равные части. Таким образом, расчетное напряжение одной фазы трансформатора необходимо уменьшить в 2 раза. Кроме этого, поскольку трансформатор работает на утроенной частоте по отношению к сетевой и так как необходимо оценивать габаритные мощности ATV и TF в одной и той же мере измерения, то габаритную мощность TF необходимо определять на той же частоте, на которой работает ATV; поскольку рабочая частота TF в 3 раза больше частоты ATV, то с учетом изложенного расчетное напряжение TF также необходимо понизить еще в 3 раза.

В этом случае габаритные мощности одного и двух трехфазных TF будут соответственно равны:

$$S_{TF} = 3 \frac{U_{TF}}{3 \times 2} I_{TF};$$

$$S_{TF}^S = 2S_{TF} = U_{TF} I_{TF}.$$

Следует заметить, что если напряжения на трех одинаковых обмотках TF равны (по результатам ИКМ), то токи через них могут несколько разли-

чаться между собой из-за протекания через них токов х.х. С учетом этого для расчета примем среднеарифметическое их значение:

$$I_{TF} = \frac{I_{TFa} + I_{TFb} + I_{TFc}}{3} = \frac{I_{d0}}{3} = \frac{U_{d0}}{3R_d}.$$

Таким образом, для определения габаритной мощности (на основе ИКМ) найдены все необходимые расчетные соотношения.

**Результаты имитационного компьютерного моделирования.** На первом этапе исследования ИКМ проводится только с использованием «идеальных» значений индуктивностей обмоток ATV, которые обеспечивают «идеальный» режим выпрямления напряжения. Под определением «идеальный» понимается формирование всех процессов ATV-18 как по выходу, так и по входу в соответствии с идеальным проектным замыслом (т.е. в соответствии с расчетными значениями). Полученные с помощью ИКМ осциллограммы процессов ATV-18 (при питании его от генератора трехфазного напряжения 115,5/200В) без коррекции выпрямленного напряжения  $U_{d0}$  представлены на рис. 3. Отклонение  $U_{d0}$  от заданного значения 270 В составляет 1%. В принципе, это значение может быть допустимым на практике, поскольку номинальное значение напряжения (270 В) обычно стабилизируется с определенной заданной точностью. Суммарная габаритная мощность двух электромагнитных узлов (ATV+2 TF) –  $S_{SATV}$  в долях выходной мощности ATV-18

$$S_{SATV} = S_{SATV} = S_{STF} = 0,349P_{d0} + 0,031P_{d0} = 0,38P_{d0}.$$

Результаты ИКМ идеального ATV-18 без коррекции выпрямленного напряжения – см. табл. 2.

В тех случаях, когда по ТЗ требуется получить точное значение номинального выпрямленного напряжения  $U_{d0} = 270$  В, необходимо откорректировать параметры ATV, а именно – соответствующим образом повысить его коэффициент трансформации. С учетом этого требования были проведены соответствующие исследования, результаты которых представлены на рис. 4 и в табл. 3.

Анализ показал, что требуемое увеличение коэффициента трансформации ATV  $K_{ATV}$  приводит к небольшому увеличению его габаритной мощности. В данном случае по сравнению с первым вариантом (без коррекции) это увеличение составляет:

$$\begin{aligned} DS_{SATV}^* &= \frac{S_{SATV(2)} - S_{SATV(1)}}{S_{SATV(1)}} 100\% = \\ &= \frac{0,388P_{d0} - 0,38P_{d0}}{0,38P_{d0}} 100\% = 2,1\%. \end{aligned}$$

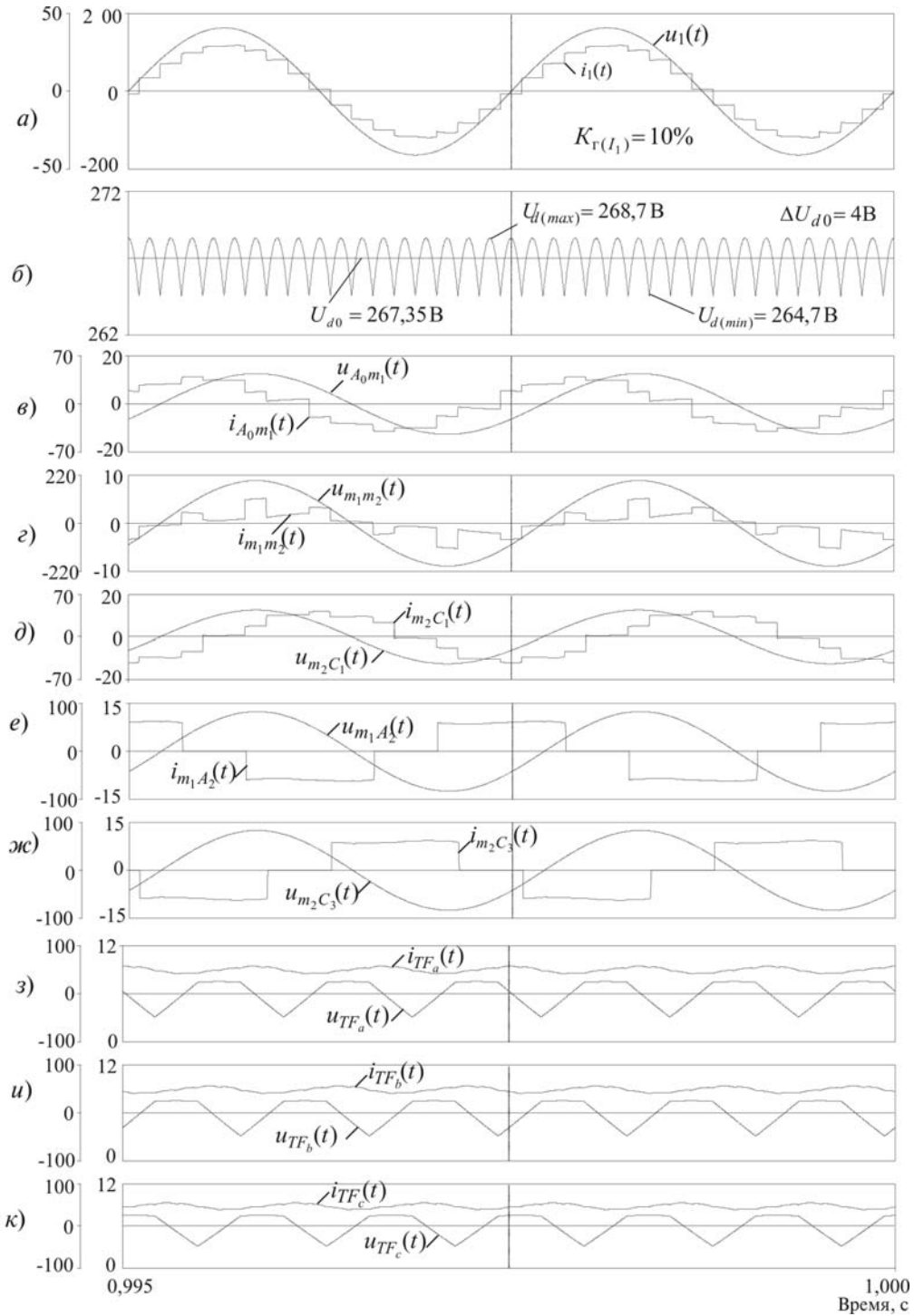


Рис. 3. Результаты ИКМ рабочих процессов в идеальном АТВУ-18 (рис. 1,а) без коррекции напряжения: а – сетевые напряжение (В) и ток (А); б – выпрямленное напряжение с пульсностью 18; в – ж – напряжения (В) и токи (А) на обмотках автотрансформатора; з – к – напряжения (В) и токи (А) в обмотках одного трансфильтра

Подробные результаты данного варианта (с коррекцией  $U_{d0}$ ) представлены далее (см. табл. 4).

**О разнице между идеальным и «реальным» АТВУ-18.** На втором этапе исследования ИКМ проводится с использованием «реальных», т.е. округленных до целого числа значений чисел витков обмоток АТВ. Полученное отклонение реального (целого) числа витков от расчетного (дробного) числа вызывает соответствующее отклонение

значений индуктивностей обмоток АТВ от требуемых идеальных их значений, что, в конечном счете, влечет за собой ухудшение показателей качества, в частности, появление низкочастотных пульсаций в выпрямленном напряжении. В рассматриваемом примере для двух вариантов АТВУ-18 – без коррекции и с коррекцией значения  $U_{d0}$  – получены следующие результаты. В варианте АТВУ-18 без коррекции значения  $U_{d0}$  для случая целых

Таблица 2

Индексное обозначение обмоток ATV	$A_1 m_1$	$m_1 m_2$	$m_2 C_1$	$m_1 C_2$	$m_2 C_3$
Действующее значение напряжения на обмотках, обозначенных индексами, В	31,18	137,54	31,18	58,60	58,60
Действующее значение тока в этих обмотках, А	7,6	2,32	8,22	7,27	7,21
Габаритная мощность обмоток одной фазы, В·А	236,97	319,09	256,30	426,02	422,51
Суммарная габаритная мощность обмоток ATV одной фазы по [3]	$S_{ATV(1)} = (1/2)1660,89 = 830,5 \text{ В·А}$				
Габаритная мощность ATV	$S_{SATV} = 3S_{ATV(1)} = 3 \cdot 830,5 = 2493 \text{ В·А}$				
Постоянная составляющая выпрямленного напряжения	$U_{d0} = 267,35 \text{ В}$				
Выходная мощность	$P_{d0} = U_{d0}^2 / (R_d) = 267^2 / 10 = 7147,60 \text{ Вт}$				
Взаимосвязь габаритной мощности ATVУ-18 с выходной мощностью	$S_{SATV} = 2491,34 / 7147,60 = 0,349 P_{d0}$				
Обозначения обмоток одного трансфильтра	$w_{TFa}$	$w_{TFb}$	$w_{TFc}$		
Действующее значение напряжения в этих обмотках, В	24,547	24,547	24,547		
Действующее значение тока через них $I_{w(TF)}$ , А	9,0017	8,9166	8,8320		
Значение габаритной мощности двух трехфазных трансфильтров по (14)	$S_{STF} = U_{w(TF)} I_{w(TF)} = 24,55 \cdot 8,9168 = 218,88 \text{ В·А}$				
Взаимосвязь габаритной мощности двух трансфильтров с выходной мощностью ATVУ-18	$S_{STF} = 0,031 P_{d0}$				
Взаимосвязь суммарной габаритной мощности ATV и 2'3TF с выходной мощностью ATVУ-18	$S_{SATVУ} = S_{SATV} + S_{STF} = 0,349 P_{d0} + 0,031 P_{d0} = 0,38 P_{d0}$				

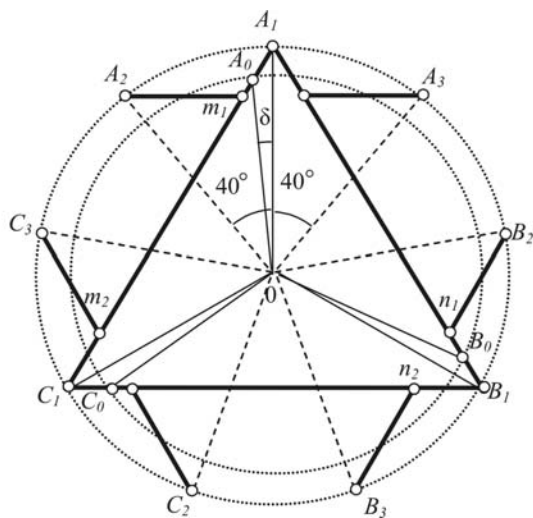


Рис. 4. Векторная диаграмма, поясняющая принцип формирования 9-фазной системы векторов автотрансформатора с коррекцией выпрямленного напряжения

чисел витков его обмоток форма выпрямленного напряжения  $u_d(t)$  несколько отклоняется от идеальной, а коэффициент гармоник потребляемого из сети тока  $K_{Г(I)}$  возрастает в 1,2 раза. В варианте с учетом коррекции  $U_{d0}$  форма  $u_d(t)$  значительно отклоняется от идеальной, а показатель искажений потребляемого из сети тока  $K_{Г(I)}$  возрастает в 2,2 раза.

Таблица 3

Обозначение отрезка $l_j$	Длина отрезка в долях		Кратность отрезка относительно отрезка $A_0 C_0$	Индуктивность обмоток $L_{lj}$ , мГн
	фазного вектора $A_0 0$	линейного вектора $A_0 C_0$		
$A_1 A_0$	0,01198	0,006914	144,63445	0,006392
$A_0 m_1$	0,25818	0,14906	6,70887	2,97106
$m_1 m_2$	1,19176	0,68806	1,45336	63,31000
$m_2 C_1$	0,27015	0,15597	6,41147	3,25308
$A_2 m_1$	0,50772	0,29313	3,41147	11,49000

Полученные результаты позволяют сделать следующие выводы: вариант ATVУ-18+2x3TF с учетом коррекции значения  $U_{d0}$  (по рис. 4) не очень рационален для рассмотренного применения (из-за чрезмерно малого числа витков, которые требуются для корректировки напряжения  $U_{d0}$ , и значительного отклонения реальных параметров ATVУ-18 от идеальных значений). Однако этот вариант можно использовать в других случаях при более низкой частоте питающего напряжения, например при  $U_{2(1)} = 220 \text{ В}/380 \text{ В}$  с частотой  $f_1 = 50 \text{ Гц}$ , когда число витков обмоток значительно больше, а результат округления дробных значений чисел витков до целых значений мало влияет на качество преобразования энергетического потока.

**Выводы.** Реструктуризация топологии известного решения ATVУ-18 в явно выраженную топологию трехканального преобразования энергетиче-

Таблица 4

Индексное обозначение обмоток ATV	$A_1 A_0$	$A_0 m_1$	$m_1 m_2$	$m_2 C_1$	$B_2 n_1$	$n_2 B_3$
Действующее значение напряжения на обмотках, обозначенных индексами, В	1,3956	30,09	138,88	31,49	59,17	59,17
Действующее значение тока в этих обмотках, А	15,115	7,6513	2,5109	8,491	7,358	7,2891
Габаритная мощность обмоток одной фазы, В⋅А	21,094	230,20	348,72	267,4	435,4	431,27
Суммарная габаритная мощность обмоток ATV одной фазы по [3]	$S_{ATV(1)} = (1/2)1734,048 = 867,02 \text{ В⋅А}$					
Габаритная мощность ATV	$S_{SATV} = 3S_{ATV(1)} = 3 \cdot 867,02 = 2601,07 \text{ В⋅А}$					
Постоянная составляющая выпрямленного напряжения	$U_{d0} = 279,095 \text{ В}$					
Выходная мощность	$P_{d0} = U_{d0}^2 / (R_d) = 270,095^2 / 10 = 7295,13 \text{ Вт}$					
Взаимосвязь габаритной мощности ATV-18 с выходной мощностью	$S_{SATV} = 2601,07 / 7295,13 = 0,357 P_{d0}$					
Обозначения обмоток одного трансфилтра	$w_{TFa}$		$w_{TFb}$		$w_{TFc}$	
Действующее значение напряжения в этих обмотках, В	24,802		24,785		24,804	
Действующее значение тока через них $I_{w(TF)}$ , А	9,1215		9,014		8,9252	
Значение габаритной мощности двух трехфазных трансфилтров по (14)	$S_{STF} = U_{w(TF)} I_{w(TF)} = 24,8 \cdot 9,02 = 223,7 \text{ В⋅А}$					
Взаимосвязь габаритной мощности двух трансфилтров с выходной мощностью ATV-18	$S_{STF} = 223,7 / 7295,13 = 0,031 P_{d0}$					
Взаимосвязь суммарной габаритной мощности ATV и 2'3TF с выходной мощностью ATV-18	$S_{SATBV} = S_{SATV} + S_{STF} =$ $= 0,357 P_{d0} + 0,031 P_{d0} = 0,388 P_{d0}$					

ского потока с суммированием токов каналов с помощью двух трехфазных трансфилтров в цепи постоянного (2-3TF) тока позволяет снизить:

суммарную габаритную мощность его электромагнитных узлов (ATV+2'3TF) по сравнению с прототипом [1, 2] в 1,5 раза;

установленную мощность диодов выпрямительного узла и массу охладителей, на которых они располагаются, не менее чем в  $\sqrt{3}$  раз.

Эффективность нового решения ATV-18+2'3TF относительно известного прототипа подтверждена на основе проведенного имитационного компьютерного моделирования. Изложенный подход к их анализу и синтезу может быть распространен и на варианты ATV с любым заданным параметром  $m_{1\phi}$ .

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Патент США №5 455 759. Symmetrical, phase-shifting, fork transformer. Оpubл. 03.10.1995 г.
2. Коняхин С.Ф., Михеев В.В., Мыцык Г.С. Автотрансформаторно-выпрямительное устройство с пульсностью выпрямленного напряжения 18 (ATV-18). — Электричество, 2013, № 1, с. 48–56.
3. Белопольский И.И., Каретникова Е.И., Пикалова Л.Г. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Энергия, 1973, 400 с.
4. Huiyu Zhu. New Multi-Pulse Diode Rectifier Average Models for AC and DC Power Systems Studies: Doctor of Philosophy in Electrical Engineering: Blacksburg, Virginia, 13.12.2005.
5. Falcondes Jose Mendes de Seixas and Ivo Barbi. A new 12 kW Three-phase 18-pulse high power factor AC-DC converter with regulated output voltage for rectifier units. — Telecommunication energy conference, 1999.

6. Skibinski G.L., Guskov N., Dong Zhou. Cost effective multi-pulse transformer solutions harmonic mitigation in AC drives. — Technical application conference, 2003, USA.

7. <http://www.cranee.com/Products/Power/AutoTrans>

8. [http://www.excelitas.com/Downloads/DTS\\_ATRU.pdf](http://www.excelitas.com/Downloads/DTS_ATRU.pdf)

9. Мыцык Г.С., Бериллов А.В., Михеев В.В. Поисковое проектирование устройств силовой электроники (Трансформаторно-полупроводниковые устройства): Учебное пособие. — М.: Издат. дом МЭИ, 2010, 284 с.

10. Мыцык Г.С. Основы теории структурно-алгоритмического синтеза источников вторичного электропитания. — М.: Моск. энерг. ин-т, 1989, 108 с.

[27.05.13]

А в т о р ы : Мыцык Геннадий Сергеевич окончил электромеханический факультет Московского энергетического института (МЭИ) в 1964 г. В 2001 г. защитил в МЭИ докторскую диссертацию «Методология структурно-алгоритмического синтеза и анализа малоискажающих устройств силовой электроники для электротехнических комплексов автономных объектов». Профессор кафедры «Электротехнические комплексы автономных объектов (ЭКАО) НИУ «МЭИ».

Хлаиц Мин У (гражданин Республики Союз Мьянмы) в 2009 г. защитил в НИУ «МЭИ» кандидатскую диссертацию «Исследование эффективности использования промежуточного высокочастотного преобразования при построении статических преобразователей и систем на их основе». Докторант кафедры ЭКАО НИУ «МЭИ».

Комлев Иван Владимирович — студент 5-го курса НИУ «МЭИ».