

# Трехфазный пятиуровневый широтно-импульсный преобразователь напряжения на основе трехуровневого инвертора

ЛЕВЧЕНКО А.В.

Предложены схема построения и алгоритм управления трехфазного пятиуровневого ШИМ преобразователя напряжения для питания асинхронного двигателя. Показано преимущество предлагаемой схемы по сравнению с трехуровневой по уровню пульсаций токов в обмотках статора двигателя мощности статических и динамических потерь в силовых модулях инверторов преобразователей.

Ключевые слова: широтно-импульсная модуляция, многоуровневый преобразователь напряжения, мощность коммутационных потерь, мощность статических потерь

Для питания асинхронных двигателей широко применяют многоуровневые ШИМ инверторы напряжения. Такие преобразователи позволяют получить график напряжения ступенчатой формы с большим числом уровней и низким значением суммарного коэффициента гармоник, в связи с чем нет необходимости использовать дополнительный LC-фильтр. При использовании преобразователей данного типа достигается малый уровень пульсаций фазного тока в обмотках статора асинхронной машины, что уменьшает потери в двигателе, снижает нагрев подшипников и их износ.

Известен ряд схем построения многоуровневого инвертора напряжения. Одна из этих схем, запатентованная фирмой Halmar Robicon Group [1], приведена на рис. 1. Достоинством данной схемы

The schematic design and control algorithm for a three-phase five-level PWM of a voltage converter for supplying power to an induction motor are proposed. The advantage of the proposed design as compared with the three-level scheme with respect to the level of current pulsations in the motor stator windings and the power of conductance losses and switching losses in the power inverter modules of converters is demonstrated.

Key words: pulse-width modulation, voltage converter, power of switching losses, power of conductance losses

является неограниченное число уровней модуляции, а очевидным недостатком – необходимость сложного многообмоточного трансформатора.

Существуют также многоуровневые схемы, у которых число уровней модуляции ограничено и равно трем. Примером такой схемы является схема Р. Марквардта (рис. 2), запатентованная фирмой Siemens [2]. Достоинство данной схемы в том, что для получения трех уровней модуляции выходного напряжения требуется минимальное число силовых модулей и простой алгоритм управления.

Автором предложена схема преобразователя (рис. 3), в которой по сравнению со схемой с подключением каждого трехуровневого преобразователя к отдельным обмоткам статора число уровней модуляции увеличено до пяти, что позволяет

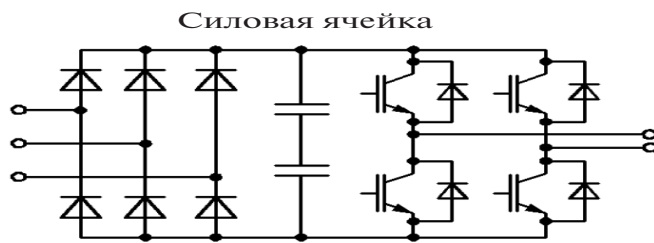
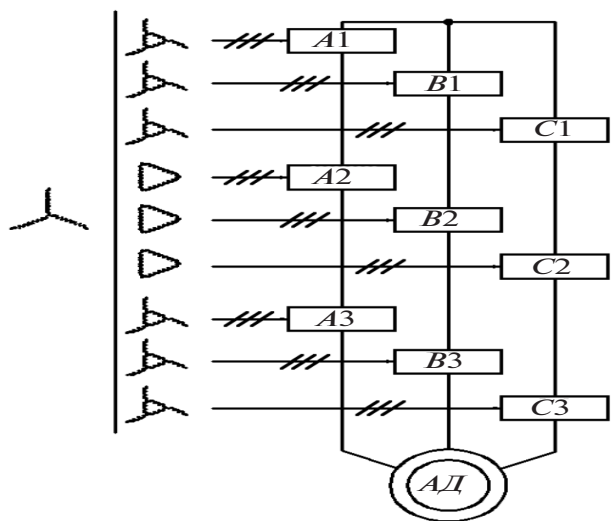


Рис. 1. Пример схемы семиуровневого преобразователя напряжения: А, В, С – силовые ячейки

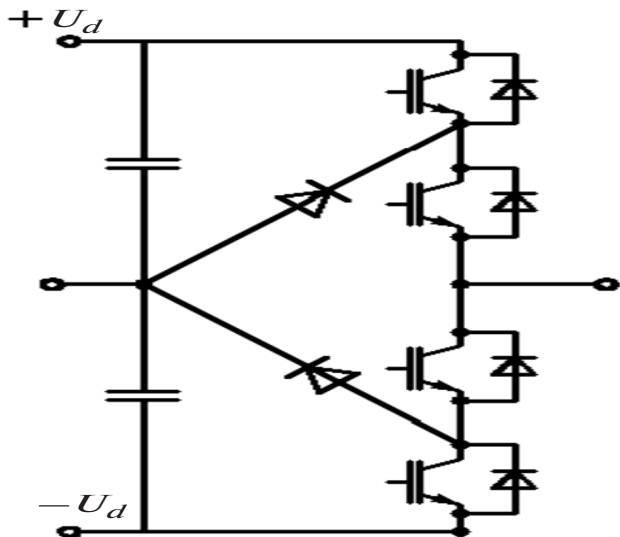


Рис. 2. Фаза инвертора по схеме Марквардта:  $U_d$  – постоянное напряжение питания инвертора

уменьшить уровень пульсаций фазного тока. В предложенной схеме используются два трехуровневых инвертора, работающие на две последовательно соединенные фазные обмотки статора двигателя. Питание схемы возможно как от одного источника с использованием уравнивательных реакторов, так и от двух источников. При этом понижена требуемая частота ШИМ ( $F_{ШИМ}$ ) по сравнению с частотой, используемой при работе инверторов на отдельные обмотки статора. Это уменьшает уровень динамических потерь транзисторных и диод-

ных модулей инверторов, что снижает нагрев силовых модулей и позволяет использовать более простые методы охлаждения (например воздушное вместо водяного).

Были исследованы две схемы преобразователя – *ТИ1* и *ТИ2* (рис. 4), в которых использовались по два трехфазных инвертора выходной полной мощностью 2125 кВ А (с учетом КПД двигателя, равного 0,85). Инверторы выполнены по трехуровневой схеме, фаза которой показана на рис. 2.

Требующие выходные параметры каждого инвертора:

номинальная полная выходная мощность	$S_H$	2125 кВА;
номинальное значение выходной частоты	$f_H$	50 Гц;
номинальное выходное напряжение (линейное, среднеквадратическое значение) $U_H$		1800 В;
номинальный выходной ток (среднеквадратическое значение) $I_H$		681 А;
$\cos\phi_H$ в номинальном режиме		0,85

Предполагается возможность работы преобразователя в форсированных режимах с  $I_F = 1,2I_H$  и  $I_{FF} = 1,5I_H$ .

Каждый из двух инверторов схемы *ТИ1* работает на отдельные обмотки статора, соединенные по схеме звезды. Число уровней модуляции напряжения равно трем. Линейное напряжение на обеих обмотках статора равно номинальному  $U_H$ , ток в

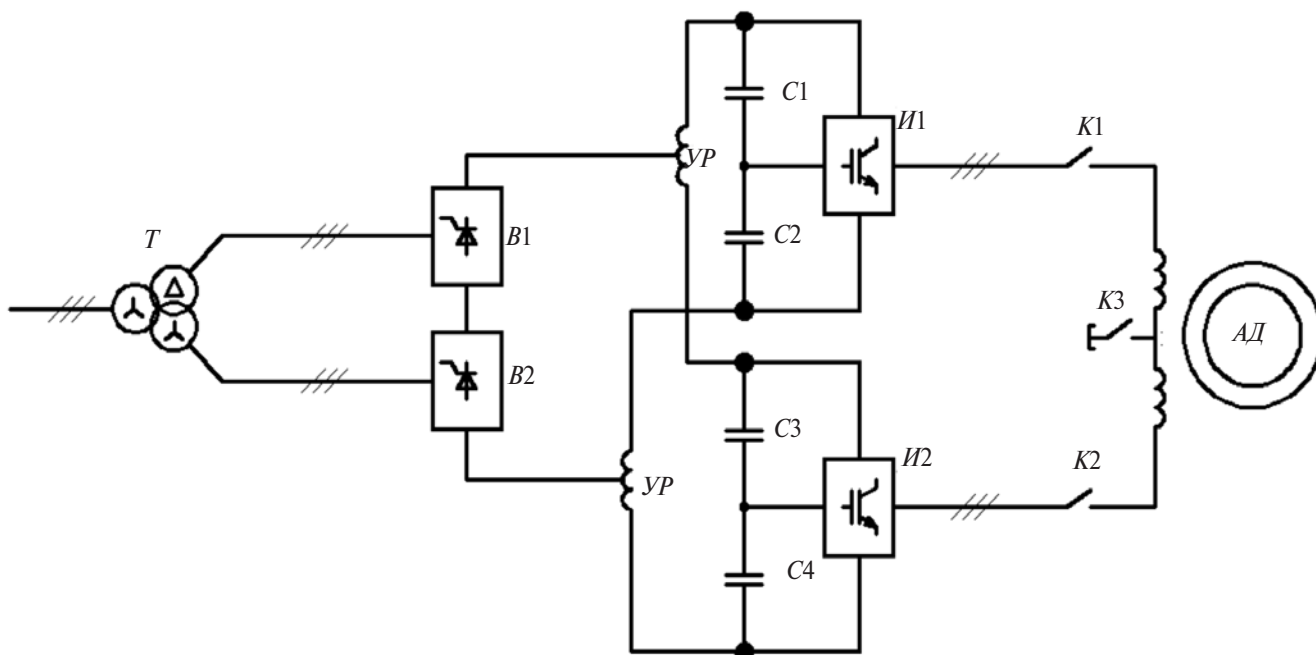


Рис. 3. Схема пятиуровневого преобразователя напряжения: *T* – сетевой трансформатор; *B1* и *B2* выпрямители; *УР* – уравнивательный реактор; *C1*, *C2*, *C3*, *C4* – конденсаторы звена постоянного напряжения; *I1* и *I2* – инверторы; *K1* и *K2* – ключи (служат для отключения одного из инверторов схемы в случае его неисправности); *K3* – ключ (служит для соединения полуобмоток статора двигателя по схеме звезды при неисправности одного из инверторов); *АД* – асинхронный двигатель

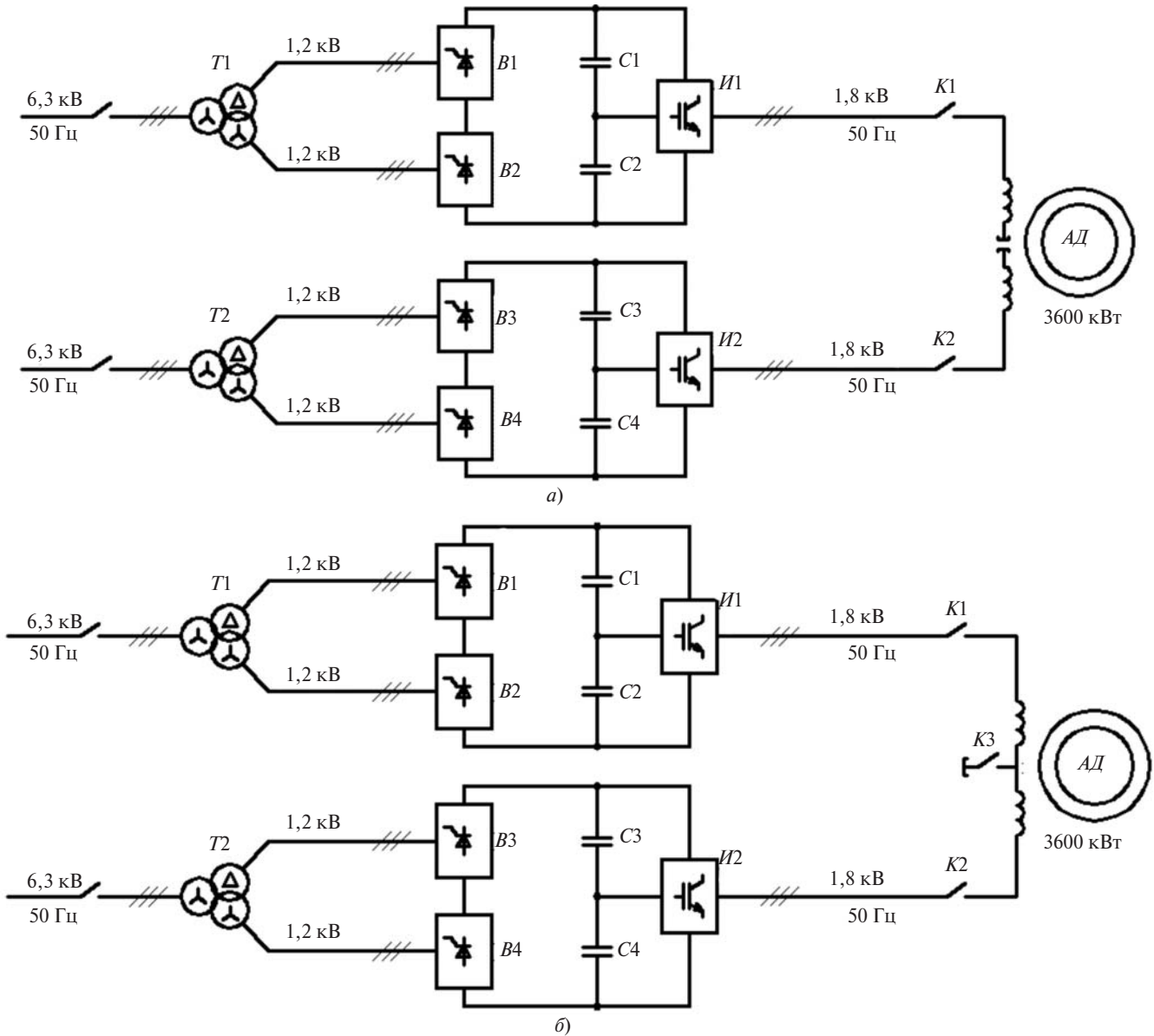


Рис. 4. Схемы преобразователей ТИ2: Т1 и Т2 – сетевые трансформаторы; В1–В4 – выпрямители; С1–С4 – конденсаторы звена постоянного напряжения; И1 и И2 – инверторы; К1, К2, К3 – ключи; АД – асинхронный двигатель

фазных обмотках также номинальный ( $I_H$ ). Полная мощность двух инверторов  $S_c = 2S_H = 4250$  кВт.

Инверторы схемы ТИ2 работают на последовательно соединенные обмотки статора двигателя. Линейное напряжение на обмотках равно удвоенному номинальному  $2U_H$ , ток, текущий по фазным обмоткам равен номинальному  $I_H$ . Суммарная выходная полная мощность двух инверторов  $S_{c1} = 2\sqrt{3}U_H I_H = S_{c2} = 4250$  кВт.

Число уровней модуляции напряжения увеличено до пяти. В случае выхода из строя одного из инверторов схемы, он, так же как и в схеме ТИ1, может быть отключен с помощью ключей К1 и К2, при этом замыкается ключ К3 и исправный инвертор работает на полуобмотки статора, соединенные по схеме звезды.

**Метод исследования.** Для исследования трехуровневой схемы (ТИ1) и предложенной (ТИ2) и

Таблица 1

Схема преобразователя	Нормировочная величина				Значения параметров обмоток	
	$M_u, В$	$M_i, А$	$M_t, с$	$M_r, Ом$	$x_s$	$r_s$
ТИ1	1470	963	$3,183 \cdot 10^{-3}$	1,53	$12\%M_r = 0,183$	$1\%M_r = 0,015$
ТИ2	2940			3,05	$6\%M_r = 0,183$	$0,5\%M_r = 0,015$

сравнения значений мощности потерь в силовых модулях и пульсаций фазных токов была составлена математическая модель работы инверторов данных схем. Моделирование проводилось в соответствии со схемой замещения, приведенной на рис. 5,а, и векторными диаграммами для номинального режима каждой из исследуемых схем (рис. 5,б,в).

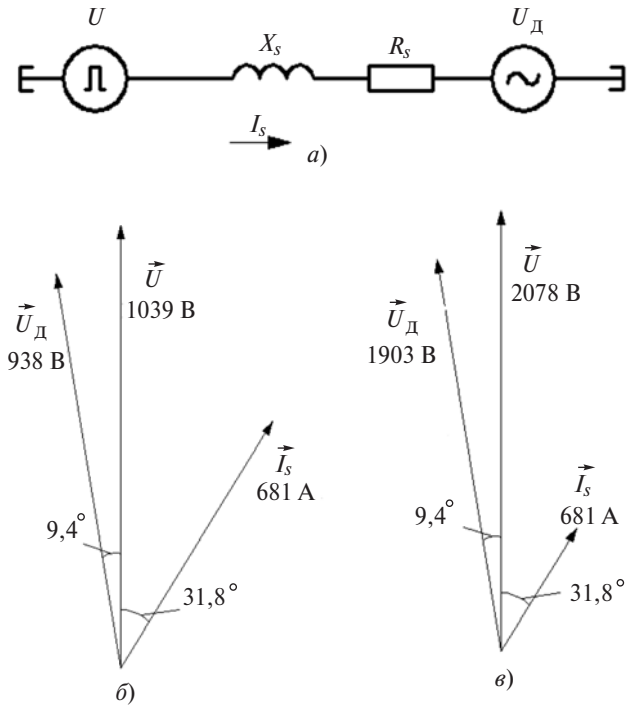


Рис. 5. Схема замещения для ТИ1 и ТИ2 (а) и векторные диаграммы для ТИ1 (б) и ТИ2 (в):  $U$  – выходное напряжение инвертора;  $x_s$  – реактивное сопротивление обмоток статора;  $r_s$  – активное сопротивление обмоток статора;  $U_d$  – ЭДС вращения двигателя

Векторная диаграмма для ТИ1 отражает номинальный режим работы одного из пары инверторов

схемы на одну из пары троек обмоток статора, соединенных по схеме звезды. Для схемы ТИ2 векторная диаграмма отражает одновременную работу двух инверторов на последовательно соединенные фазные обмотки статора в номинальном режиме.

Используя предложенную схему замещения, векторные диаграммы и данные режимов, в пакете MathCad было проведено моделирование работы одного инвертора для схемы ТИ1 и двух инверторов для схемы ТИ2.

Величины при моделировании представлялись в нормированном виде. За единицу напряжения принималось значение амплитуды номинального фазного напряжения, приложенного к обмотке статора,

$$M_u = U_n \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}};$$

за единицу тока – значение амплитуды номинального фазного тока, текущего по обмотке статора,

$$M_i = I_n \sqrt{2}.$$

Единицам напряжения и тока соответствовала единица сопротивления

$$M_r = M_u / M_i.$$

За единицу частоты принималось номинальное значение выходной частоты инверторов схем ТИ1 и ТИ2

$$M_\omega = 2\pi f_n,$$

тогда единице частоты соответствовала единица времени

$$M_t = 1 / M_\omega.$$

Таблица 2

Схема	Режим	Расчетные значения											
		$F_{ШИМ}, \text{Гц}$	$I_{pm}, \%$	$U_d, \text{В}$	$I_{rmsф}, \text{А}$	$N_m$	Мощность потерь, Вт, в силовых модулях						
							$\frac{P_{дVT1}}{P_{дVT2}}$	$P_{лD5}$	$\frac{P_{сVT1}}{P_{сVT2}}$	$P_{сD5}$	$\frac{\Sigma P_{VT1}}{\Sigma P_{VT2}}$	$\Sigma P_{D5}$	
ТИ1	Номинальный	1200	11	1237	681	3	454/67	239	264/323	45	718/391	284	
ТИ2		600	7			5	239(↓47%)/15(↓78%)	99(↓59%)	262/320	44	501(↓30%)/335(↓14%)	143(↓50%)	
		350	10			5	164(↓64%)/23(↓66%)	126(↓47%)	259/310	38	424(↓41%)/333(↓15%)	165(↓42%)	
ТИ1	Форсированный	1200	11			817	3	503/76	247	334/407	56	837/482	302
ТИ2		600	7					5	266(↓47%)/17(↓78%)	102(↓59%)	332/404	55	597(↓29%)/422(↓12%)
ТИ1	Работа при $U_d+5\%$	1200	11			1337	681	3	608/69	304	247/320	55	855/388
ТИ2		600	8	5	313(↓49%)/16(↓77%)			152(↓50%)	255/323	53	568(↓34%)/340(↓12%)	206(↓43%)	

Примечание:  $P_d$  – динамические потери;  $P_c$  – статические потери;  $\Sigma P$  – суммарные потери;  $I_{pm}$  – максимальный уровень пульсаций фазного тока;  $N_m$  – число уровней пульсаций напряжения

В табл. 1 указаны значения нормировочных величин и параметров обмоток двигателя в нормированном виде. Параметры обмоток задавались в процентном соотношении к  $M_p$ .

Для расчета мощности статических и динамических (коммутационных) потерь силовых модулей, исходя из режимных данных, был выбран транзисторный модуль FZ1000R33HL3. Данный транзисторный модуль предназначен для коммутации напряжения до 3300 В и тока до 1000 А. В корпусе транзисторного модуля встроен обратный диод, служащий для передачи энергии от нагрузки инвертора к питающему его источнику постоянного напряжения при условии противоположных полярностей напряжения и тока нагрузки. Характеристики отдельных диодных модулей инвертора (ВАХ, зависимость энергии обратного восстановления от тока через диод) полностью соответствуют характеристикам обратных диодов используемых транзисторных модулей. Как отмечалось ранее, возможен форсированный режим работы преобразователя с  $I_{FF} = 1,5I_H$ , поэтому предполагается, что транзисторные и диодные модули используются попарно, соединенные параллельно, как показано на рис. 6 ( $VT1$  и  $VT1'$ ,  $D5$  и  $D5'$ ).

**Результаты исследования.** По данным моделирования работы инверторов схем  $ТИ1$  и  $ТИ2$  были рассчитаны сигналы референций (рис. 7), сигналы

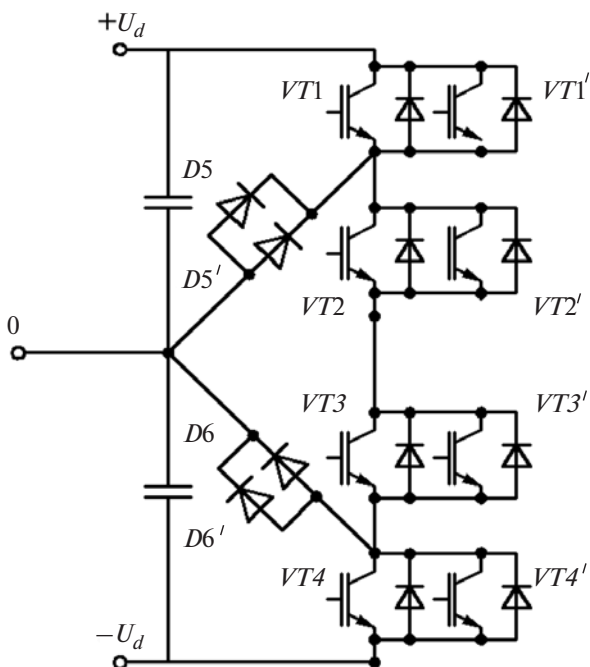


Рис. 6. Схема фазы инвертора для схем  $ТИ1$  и  $ТИ2$ :  $U_d$  – постоянное напряжение питания инвертора;  $D5$ ,  $D5'$ ,  $D6$ ,  $D6'$  – силовые диодные модули;  $VT1$ ,  $VT1'$ ,  $VT2$ ,  $VT2'$ ,  $VT3$ ,  $VT3'$ ,  $VT4$ ,  $VT4'$  – модули силового биполярного транзистора с изолированным затвором с обратным диодом

модуляторов и фазные токи (рис. 8), уровни пульсаций фазных токов (рис. 9) и мощности потерь в силовых модулях инверторов (табл. 2). Расчет мощности потерь проведен для одного из пары параллельно соединенных транзисторных модулей  $VT1$  и  $VT1'$  ( $VT2$ ,  $VT2'$ ) и одного из пары диодных модулей  $D5$ ,  $D5'$  (рис. 6), при допущении, что через каждый из пары модулей течет ток, равный половине тока в обмотке статора двигателя. Уровень мощности потерь модулей  $VT4$ ,  $VT3$  и  $D6$  идеализированно принимается таким же, как и в исследуемых модулях.

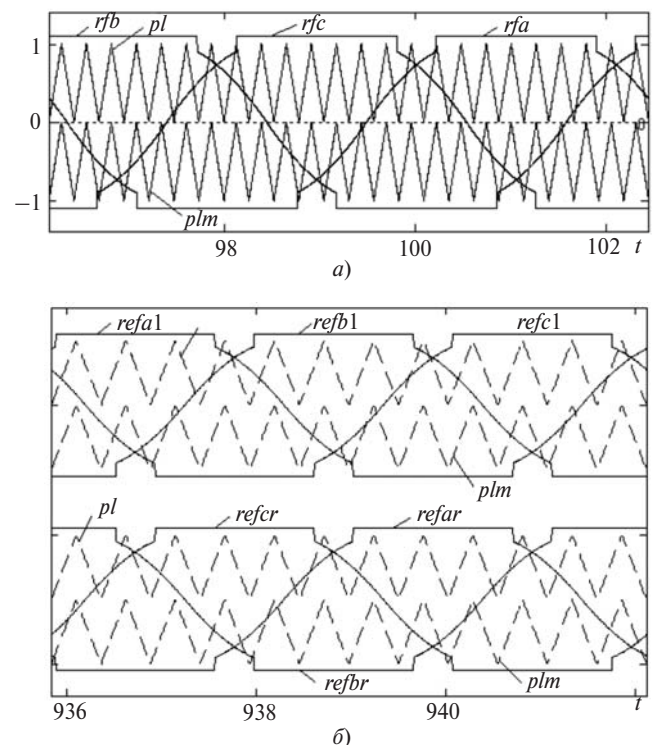


Рис. 7. Форма сигналов системы управления транзисторными модулями схем  $ТИ1$  (а) и  $ТИ2$  (б):  $pl$ ,  $plm$  – опорный пилообразный сигнал;  $rfa$ ,  $rfb$ ,  $rfc$  – сигнал референции для модуляторов инверторов схемы  $ТИ1$ ;  $refa1$ ,  $refb1$ ,  $refc1$  – сигнал референции для модулятора первого инвертора схемы  $ТИ2$ ;  $refar$ ,  $refbr$ ,  $refcr$  – сигнал референции для модулятора второго инвертора схемы  $ТИ2$

При моделировании работы инвертора  $ТИ1$  было принято, что  $F_{ШИМ1} = 1200$  Гц. Число уровней модуляции равно трем (рис. 8,а), при этом уровень пульсаций фазного тока равен 11% (рис. 9,а). Расчетные значения мощности динамических потерь модулей  $VT1$ ,  $VT2$  и  $D5$  равны, соответственно, 454, 67 и 239 Вт. Наибольшие потери в модуле  $VT1$ , так как он коммутует чаще модулей  $VT2$  и  $D5$ . Мощность статических потерь для модулей  $VT1$ ,  $VT2$  и  $D5$  равны, соответственно, 264, 323 и 45 Вт. Наибольшие статические потери отмечаются в модуле  $VT2$ , так как за период выходной частоты он находится в открытом состоянии дольше модулей  $VT1$  и  $D5$ . В итоге суммарные



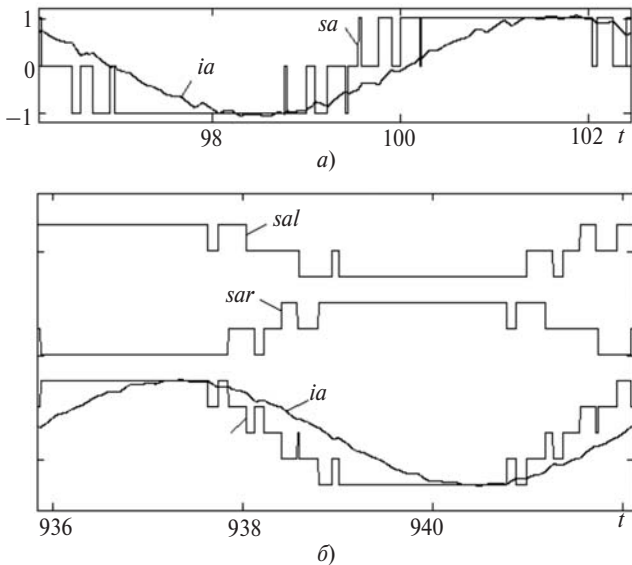


Рис. 8. Форма сигналов модуляторов инверторов и фазного тока для схем *ТИ1* (а) и *ТИ2* (б): *sa* — сигнал модуляторов инверторов схемы *ТИ1* для фазы *A*; *sal*, *sar* — сигналы модуляторов первого и второго инверторов схемы *ТИ2* для фазы *A*; *sa2* — форма суммарного выходного напряжения двух инверторов схемы *ТИ2*, приложенного к обмотке статора фазы *A*; *ia* — ток фазы *A* нагрузки схемы *ТИ1*; *ia2* — ток фазы *A* нагрузки схемы *ТИ2*

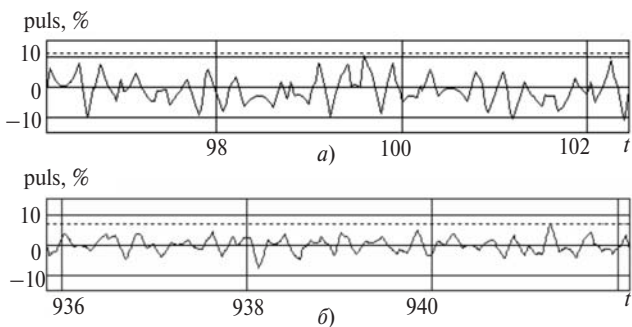


Рис. 9. Пульсации тока фазы *A* нагрузки схемы *ТИ1* (а) и *ТИ2* (б)

мощности потерь транзисторов *VT1*, *VT2* и диода *D5* составляют, соответственно, 718, 391 и 284 Вт. Как видно, доля коммутационных потерь может достигать 63% (*VT1*), 17% (*VT2*) и 84% суммарных потерь.

Очевидным способом уменьшения мощности коммутационных потерь силовых модулей является снижение частоты  $F_{\text{ШИМ}}$ . При этом пульсации фазного тока должны оставаться на допустимом уровне. Удовлетворить данные требования возможно путем использования схемы *ТИ2*. При моделировании работы инверторов данной схемы частота  $F_{\text{ШИМ}2}$  принимается равной 600 Гц, т.е. в 2 раза меньше  $F_{\text{ШИМ}1}$ . Подключение инверторов к нагрузке по схеме *ТИ2* и использование рассчитанных сигналов референций (рис. 7, б) позволяют увеличить число уровней модуляции напряжения до пяти (рис. 8, б), что снижает уровень пульсаций

тока нагрузки до 7% (рис. 9). В результате снижения  $F_{\text{ШИМ}}$  в 2 раза удалось снизить расчетное значение мощности коммутационных потерь в модулях *VT1* на 47% (239 Вт), *VT2* на 78% (15 Вт), *D5* на 59% (99 Вт). Мощности статических потерь остались без изменения. В итоге суммарные потери были снижены на 30% (*VT1*), на 14% (*VT2*) и на 50% (*D5*).

Были также получены расчетные значения уровня пульсаций тока и потерь в силовых модулях в форсированном режиме работы преобразователей и при повышенном на 5% уровне постоянного напряжения питания инвертора  $U_d$ , так как на практике напряжение питания не равно в точности требуемому. Полученные расчетные данные приведены в табл. 2. Как видно, в режимах работы преобразователей, отличных от номинального, также удается существенно снизить мощность потерь силовых модулей и пульсации тока.

**Выводы.** 1. Проведенный сравнительный анализ уровней пульсаций фазных токов и значений статических и динамических потерь силовых модулей инверторов преобразователей с трех- и пятиуровневой модуляцией показал, что использование пятиуровневой схемы модуляции позволяет существенно снизить коммутационные потери модулей (до 78%) без изменения потерь проводимости, а суммарные потери — до 50%. Схема с увеличенным до пяти уровней модуляции позволила снизить уровень пульсаций тока нагрузки с 11% до 7%.

2. Исследования проводились как для номинального режима работы преобразователей, так и для форсированного (120%  $I_H$ ) и режима с повышенным значением напряжения питания инверторов на 5%.

3. Расчетные данные получены для неидеальной модели транзисторных и диодных модулей и без учета перенапряжений, возникающих при коммутациях. Однако эти результаты позволяют адекватно оценить достоинства предложенного схематического решения при построении устройств питания мощных электроприводов переменного тока.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Patent US5625545, inventor: Hammond Peter W (US), applicant: Halmar Robicon Group (US), 1997.
2. Patent DE3430308, inventor: Marquadt Rainer Dr Ing (DE), applicant: Siemens AG (DE), 1986.

[24.10.11]

Автор: Левченко Александр Валерьевич окончил радиотехнический факультет Московского энергетического института в 2010 г. Аспирант ФГУП ВЭИ.