

# Исследование режимов работы трехфазной мостовой инверторной схемы

ГОРЯКИН Д.В., МЫЦЫК Г.С.

*Получено упрощенное модельное описание рабочих процессов в инверторно-выпрямительном устройстве на базе трехфазного мостового инвертора, работающего с алгоритмом ШИМ (программного типа) в двух режимах — инверторном (параллельно с сетью бесконечной мощности) и как малоискажающий выпрямитель. Для решения задачи использован известный метод основной гармоники. Полученные результаты подтверждены имитационным компьютерным моделированием.*

*Ключевые слова: инвертор напряжения, мостовые инверторные схемы, режимы работы, компьютерное моделирование*

Совершенствование устройств силовой электроники (УСЭ) средних и больших мощностей в последнее время направлено на улучшение их полной (как по выходу, так и по входу) электромагнитной совместимости (ЭМС). Под этим интегральным понятием подразумеваются уровень искажений кривой потребляемого из сети тока и тока нагрузки, на которые накладываются все более жесткие ограничения, и однозначно связанный с этим показателем допустимый уровень помехоизлучений преобразующего устройства (УСЭ) [1]. При этом показатели ЭМС должны выполняться при рациональном компромиссе между КПД устройства и его массогабаритными показателями. Такого рода задачи по сути не имеют однозначно точных решений, а поиск альтернативных вариантов и выбор из них наиболее приемлемого компромиссного варианта УСЭ определяются требованиями конкретного применения и, прежде всего, уровнем его мощности, а также опытом и информационным потенциалом разработчика.

В основе синтеза УСЭ, удовлетворяющих требованиям ЭМС, лежат различные импульсно-модуляционные способы преобразования располагаемых параметров в требуемые [2–5], а также средства пассивной фильтрации. Здесь рассматривается, в основном, обратимый класс УСЭ — класс инверторно-выпрямительных устройств (И-ВУ), способных работать в четырех квадрантах, соответствующих следующим режимам: в инверторном режиме (как автономно — режим 1а, так и параллельно с сетью — режим 1б), в выпрямительном режиме — 2 (с малыми искажениями кривой потребляемого

*A simplified model description of working processes in an inverter-rectifier device constructed on the basis a three-phase bridge inverter operating with a programmed PWM algorithm as an inverter connected in parallel with an infinite-capacity network and as a low-distortion rectifier is obtained. The problem is solved using the well-known fundamental harmonic component method. The obtained results are confirmed by computer simulation.*

*Key words: voltage inverter, bridge inverter circuits, operating modes, computer simulation*

тока), в режиме регулируемого компенсатора (т.е. регулируемой емкости) — 3 и в режиме регулируемой индуктивности — 4. Возможны также смешанные режимы. Такие УСЭ известны как четырехквadrантные преобразователи (ЧКП) [6], а также как активные [7] и как малоискажающие выпрямители (однофазные — МИОВ и трехфазные — МИТВ) [3]. Синтез И-ВУ базируется на использовании при формировании требуемых параметров энергетического потока (ЭП) способов амплитудно-импульсной (АИМ) и широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Для выполнения указанной выше совокупности требований по ЭМС при синтезе УСЭ для конкретного применения от разработчиков требуется владение современными принципами и способами решения этой многомерной (многокритериальной) задачи, а также умение решать задачи поискового характера. В связи с этим целесообразно более широко обозначить основные направления синтеза малоискажающих УСЭ рассматриваемого класса. Термину «малоискажающие» отдается здесь предпочтение как существенному признаку, адекватно отражающему свойства УСЭ и определяющему направление его синтеза.

**Некоторые общие положения.** Вначале кратко скажем о классе инверторов напряжения (ИН), который является базовым и отправным в данном исследовании. Сегодня можно выделить два их типа (подкласса): ИН с одноканальным преобразующим трактом (ОКП) — наиболее широко известные и распространенные [2], и ИН с многоканальным преобразующим трактом (МКП) [3–5]. Последние построены по принципу разбиения преобразующе-

го тракта на  $L$  структурно и по мощности одинаковых каналов, работающих одновременно по определенным алгоритмам одного типа (с фазовым сдвигом или на выходной частоте, или на высокой тактовой частоте [3]). При этом силовые входы каналов соединяются обычно параллельно, а выходы – последовательно или параллельно через так называемые трансфилтеры [3–5]. По сути структурно силовая часть ИН с МКП строится на базе ИН с ОКП. При том что оба подкласса ИН потенциально (примерно с равным успехом) могут решать задачу ЭМС, бесспорными преимуществами ИН с МКП являются: принципиальная возможность реализации заданных показателей ЭМС в широком диапазоне преобразуемых мощностей; большее соответствие их структурно-алгоритмической организации принципу унификации (при создании стандартного ряда различных по мощности ИН); потенциально более высокий КПД таких структур [3, 5]; возможность достижения более высокой надежности (в сравнении ИН с ОКП) при отказе одного канала силовой части (или одного из его ключевых элементов). Поэтому данное направление синтеза ИН представляется наиболее перспективным, по крайней мере для мощностей от десятков до сотен киловольт-ампер. Из методологических соображений (и с целью упрощения) здесь рассматриваются режимы работы только ИН с ОКП. Однако используемый при их анализе подход в полной мере распространяется и на ИН с МКП, если использовать описанные, например, в [3, 4] способы суммирования ЭП каналов.

Логика перехода от класса ИН к рассматриваемому здесь классу И-ВУ основана на известном свойстве обратимости ИН, т.е. инверторная схема, например с ШИМ, может быть при соответствующем управлении превращена в схему малоискажающего выпрямителя. При каких условиях обеспечивается этот переход сформулировано, например, в [3, 4]. Далее рассматривается упрощенное модельное описание трехфазной инверторной схемы (одноканального типа) только в трех режимах: в автономном режиме – 1а; в режиме параллельной работы с сетью – 1б; в режиме малоискажающего трехфазного выпрямителя (МИТВ) – 2. Для реализации режимов 1б и 2 в систему управления (СУ) должна поступать информация о сетевом напряжении и отдаваемом в сеть или потребляемом из нее токе (рис. 1).

**Базовая информация для модельного описания параметрических соотношений в трехфазном инверторе (ТИН) с ШИМ программного типа. Автономный режим.** Точное модельное описание рабочих процессов в ТИН с ШИМ на основе, например, традиционного метода мгновенных значений (с

целью получения необходимых при проектировании параметрических соотношений) для инженерной практики чаще всего мало приемлемо. Такой путь решения задачи имеет, по сути, академический характер и затем должен быть преобразован и доведен до практически приемлемых результатов. Достаточно точный и более простой путь решения этой задачи основан на широко используемом в инженерной практике методе основной гармоники, который и применен в данном исследовании.

Для удобства анализа мостовая схема ТИН с ШИМ рассматривается как состоящая из трех однофазных полумостовых ИН [2]. В этом случае задаваемое техническим заданием действующее значение основной гармоники фазного напряжения нагрузки  $U_{2(1)}$  через ЭДС источника питания  $E_{\text{п}}$  и относительное содержание амплитуды основной гармоники фазного напряжения ТИН  $U_{2(1)m}^*$  определяются так:

$$U_{2(1)} = \frac{1}{2\sqrt{2}} E_{\text{п}} U_{2(1)m}^*, \quad (1)$$

где  $U_{2(1)m}^* = U_{2(1)m} / U_{2m}$  – относительное содержание первой гармоники в спектре фазного напряжения (по сути, это коэффициент Фурье, определяемый алгоритмом формирования напряжения);  $U_{2(1)m}$  – амплитудное значение его основной гармоники;  $U_{2m}$  – максимальное значение этого напряжения. При наличии нулевого провода – НП (между нулевыми точками нагрузки и источника питания)  $U_{2m} = E_{\text{п}} / 2$ , а без НП  $U_{2m} = 2E_{\text{п}} / 3$ . Заметим, что наличие или отсутствие НП не влияет на значение  $U_{2(1)m}^*$ . При р-алгоритме управления ТИН (когда ключи каждой его стойки работают со скважностью  $s=2$ ) и при наличии НП параметр  $U_{2(1)m}^*$  имеет максимально возможное значение:

$$U_{2(1)m}^* = U_{2(1)m\text{max}}^* = 4/p. \quad (2)$$

При алгоритме двухполярной ШИМ по синусоидальному закону (ДШИМ-sin) с достаточной для инженерной практики точностью справедливо равенство, приведенное, например, в [5]:

$$U_{2(1)m}^* \gg m \quad (3)$$

где  $m \ll 1$  глубина (нормированная) модуляции (иначе – параметр регулирования напряжения), причем это равенство тем точнее, чем больше кратность тактовой ( $f$ ) и выходной ( $F$ ) частот  $x = f / F$  (в дальнейшем параметры  $m$  и  $U_{2(1)m}^*$  будем использовать в равной мере).

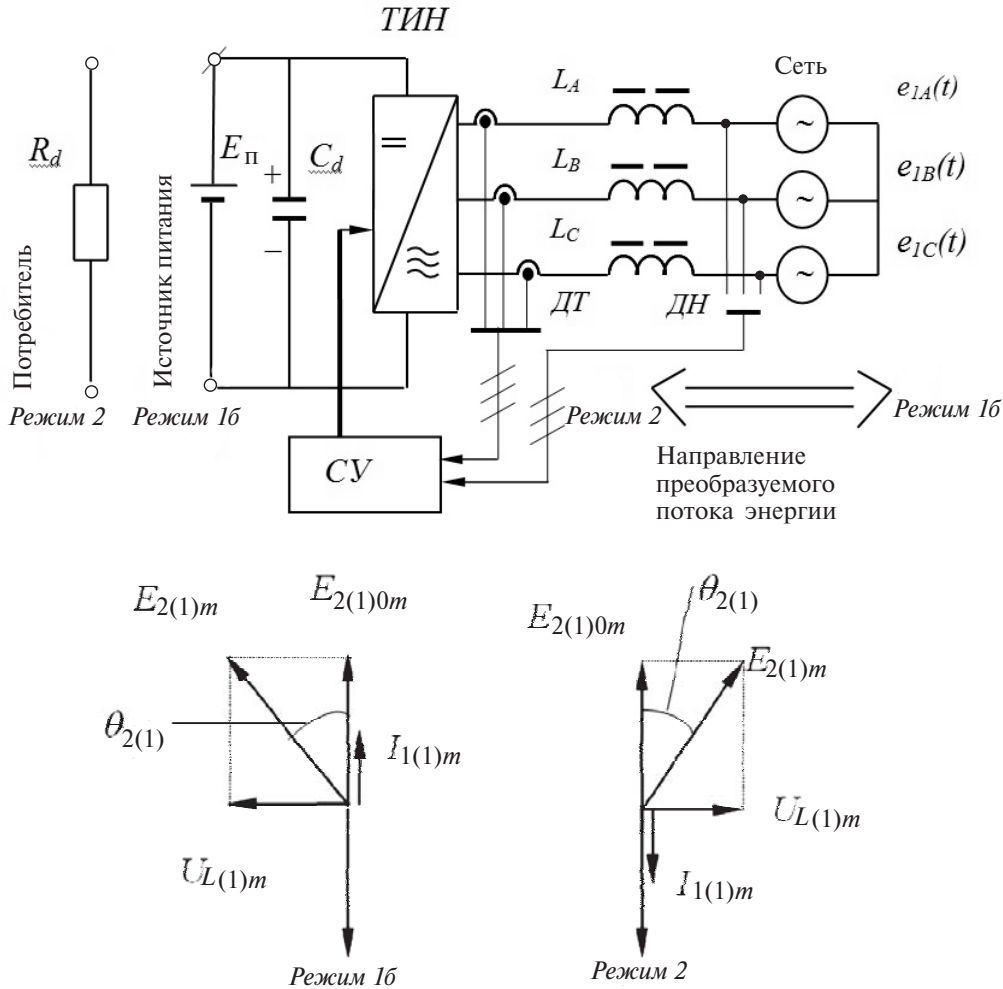


Рис. 1. Структурно-функциональная схема трехфазного четырехквadrантного преобразователя и векторные диаграммы, поясняющие принцип управления преобразователем

В терминах известного «принципа вертикального управления», основанного на сравнении развертывающего сигнала треугольной формы тактовой частоты (с максимальным значением  $U_{pm}$ ) с сигналом задания синусоидальной формы выходной частоты (с максимальным значением  $U_{3m}$ ), параметр  $m = U_{3m} / U_{pm}$ . Возможно и значение  $m > 1$ . Оно определяет режим ненормированной модуляции или перемодуляции. Его можно использовать для улучшения энергетической эффективности ТИИ [8]. Переход из области  $m \leq 1$  в область  $m > 1$ , по сути, характеризует переход от закона ШИМ по синусоидальному закону к закону ШИМ по трапециoidalному закону. С учетом (1), (3) полная выходная мощность ТИИ  $S_{2(1)}$  и его активная мощность  $P_{2(1)}$  по основным гармоникам напряжения и тока (вне зависимости от наличия или отсутствия НП между нагрузкой и источником питания) определяются как

$$S_{2(1)} = 3U_{2(1)} I_{2(1)m} = \frac{3}{4} E_{\pi} U_{2(1)m}^* I_{2(1)m} \gg \frac{3}{4} m E_{\pi} I_{2(1)m}; \quad (4)$$

$$P_{2(1)} = S_{2(1)} \cos j_{2(1)} = \frac{3}{4} E_{\pi} U_{2(1)m}^* I_{2(1)m} \cos j_{2(1)} \gg \frac{3}{4} E_{\pi} m I_{2(1)m} \cos j_{2(1)}, \quad (5)$$

где  $I_{2(1)m} = \sqrt{2} I_{2(1)} = \sqrt{2} \frac{U_{2(1)}}{|Z_{2(1)}|}$  – амплитуда основной гармоники фазного тока нагрузки;  $Z_{2(1)}$  – модуль ее комплексного сопротивления, а  $j_{2(1)}$  – ее аргумент:

$$j_{2(1)} = \arctg \frac{2\rho FL_2}{R_2}. \quad (6)$$

Если источник питания ТИИ обладает односторонней проводимостью (когда ТИИ питается от выпрямителя), то от него потребляется только активная мощность. При известной постоянной составляющей тока  $I_{d0}$  потребляемая от него мощность определяется следующим выражением:

$$P_{2(1)} = P_{d0} = E_{\Pi} I_{d0}. \quad (5a)$$

В [3] показано, что при определении входного тока ТИН  $I_{d0}$  (и активной мощности по входу) необходимо учитывать коэффициент использования ЭДС источника питания  $E_{\Pi} - K_E$ , который в общем виде определяется так:

$$K_E = A_{2(1)} K_{сх}, \quad (7)$$

где  $A_{2(1)} = U_{2(1)m}^*$  – коэффициент Фурье при основной гармонике выходного напряжения ТИН, характеризующий форму напряжения ТИН;  $K_{сх}$  – схемный коэффициент, принимающий значения: для однофазной мостовой схемы (ОМС)  $K_{сх} = 1$ ; для полумостовой схемы и для ТИН с НП  $K_{сх} = 1/2$ ; для ТИН без НП  $K_{сх} = 2/3$ .

При одном и том же  $p$ -алгоритме как для ОМС, так и для ТИН с НП коэффициент Фурье  $A_{2(1)}$  принимает максимальное значение:

для ОМС (когда  $A_{2(1)} = A_{2(1)\max} = 4/p$ )

$$K_E = \frac{4}{p} \times 1 = 1,27; \quad (8)$$

для ТИН при наличии НП ( $A_{2(1)} = A_{2(1)\max} = 4/p$ )

$$K_E = \frac{4}{p} \times \frac{1}{2} = 0,6366; \quad (8a)$$

для ТИН без НП ( $A_{2(1)} = 3/p < A_{2(1)\max}$ )

$$K_E = \frac{3}{p} \times \frac{2}{3} = \frac{2}{p} = 0,6366.$$

Значение  $K_E$  находится для каждой конкретной структурно-алгоритмической организации ИН. При  $p$ -алгоритме управления мостовой схемой ТИН источник питания с ЭДС  $E_{\Pi}$  используется максимально возможно с  $K_{E\max} = 0,6366$  или с оптимальным его значением, равным 1:

$$K_{E\max}^* = K_E / K_{E\max} = 1. \quad (8б)$$

При любых иных алгоритмах значение коэффициента  $A_{2(1)} = U_{2(1)m}^*$  уменьшается относительно максимально возможного его значения (8а, 8б), а реальное значение  $K_E$  оказывается меньше  $K_{E\max}$ . Коэффициент учитывает снижение степени использования источника питания за счет алгоритмических свойств, направленных на улучшение качества ЭП, и для ТИН с алгоритмом ДШИМ-sin с учетом (3) определяется так:

$$K_E^* = \frac{A_{2(1)}}{A_{2(1)\max}} = \frac{U_{2(1)m}^*}{(4/p)} = \frac{p}{4} U_{2(1)m}^* \gg \frac{p}{4} m \quad (9)$$

Полученная в [3] с учетом этого коэффициента взаимосвязь между основной гармоникой тока нагрузки  $I_{2(1)m}$  и постоянной составляющей входного тока  $I_{d0}$  ТИН имеет следующий вид:

$$I_{d0} = \frac{3}{p} K_E^* I_{2(1)m} \cos j_{2(1)}. \quad (10)$$

Тогда активная мощность по входу с учетом (10) определяется следующим образом:

$$P_{d0} = E_{\Pi} I_{d0} = \frac{3}{4} E_{\Pi} m I_{2(1)m} \cos j_{2(1)}. \quad (11)$$

Из сравнения моделей (5) и (11) следует полная их идентичность, что, в частности, свидетельствует о выполнении условия энергетического баланса и, следовательно, о правомерности полученных моделей.

При использовании ТИН в качестве вторичного источника питания централизованного типа его выходное напряжение подвергается дополнительной фильтрации. В ТИН децентрализованного типа (например в частотно управляемом электроприводе) фильтрация напряжения обычно не используется.

*Режим работы ТИН параллельно с сетью.* В этом случае качество выходного напряжения ТИН должно быть близко к качеству сетевого напряжения. Чисто алгоритмических средств для решения данной задачи здесь уже недостаточно, поэтому дополнительно приходится использовать пассивную фильтрацию напряжения. Достаточно эффективно данная задача решается с помощью простейшего однозвенного Г-образного трехфазного LC-фильтра. При допущении бесконечно мощной сети в этом режиме конденсатор фильтра может отсутствовать или же его емкость может быть минимизирована. Таким образом, существенными признаками, определяющими режим параллельной работы ТИН с сетью, являются: структурный признак, заключающийся в наличии между ТИН и сетью последовательно включенных в каждой фазе дросселей индуктивности, входящих в состав фильтра (рис.1), и соответствующее алгоритмическое требование, о котором речь пойдет ниже. Используя эти особенности, получим необходимые проектные соотношения.

После синхронизации ТИН с сетью и включения его в сеть (с амплитудным значением напряжения  $U_{1m}$ ) первая гармоника ЭДС  $E_{2(1)m}$  ТИН должна быть направлена встречно этому напряжению и в режиме х.х., т.е. при  $I_{2(1)m} = 0$ , её значение близко к значению напряжения на выходе фильтра  $U_{2(1)m}$ :

$$E_{2(1)m} \gg U_{2(1)m} = U_{1m}. \quad (12)$$

В режиме отдачи в сеть только активной мощности вектор  $\vec{E}_{2(1)m}$  должен быть повернут на определенный угол  $\alpha_{2(1)}$  в сторону опережения вектора тока  $\vec{I}_{2(1)m}$  и его модуль увеличен в такой мере, чтобы выполнялось условие (рис. 1 – режим 2):

$$E_{2(1)m} = \sqrt{U_{2(1)m}^2 + U_{L(1)m}^2}, \quad (13)$$

где  $U_{L(1)m}$  – падение напряжения на индуктивности фильтра от основной гармоники тока  $I_{2(1)m}$  (величины в амплитудных значениях):

$$U_{L(1)m} = 2pFLI_{2(1)m} = X_L I_{2(1)m}. \quad (14)$$

Соотношение (13) может быть представлено в ином, более удобном, виде:

$$E_{2(1)m} = U_{1m} \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha_{2(1)}} = U_{1m} \frac{1}{\cos \alpha_{2(1)}}, \quad (15)$$

где

$$\operatorname{tg} \alpha_{2(1)} = \frac{U_{L(1)m}}{U_{1m}} = \frac{I_{2(1)m}}{U_{1m}} 2pFL = \frac{2pFL}{R_2} = \frac{X_L}{R_2}; \quad (16)$$

$R_2$  – эквивалентное активное сопротивление той части потребителей, подключенных к промышленной сети, мощность которых обеспечивается за счет ТИН;  $X_L$  – индуктивное сопротивление фильтра.

Из (15), (16) следует, что годографом вектора  $\vec{E}_{2(1)m}$  в этом режиме является вектор  $\vec{U}_{L(1)m}$ , т.е. линия на плоскости. Таким образом, в режиме параллельной работы с сетью ЭДС источника питания  $E_{\Pi}$  и, соответственно, ЭДС ТИН  $E_{2(1)m}$  должны увеличиваться: 1) с ростом значения отдаваемого в сеть активного тока  $I_{2(1)m}$ ; 2) при увеличении значения индуктивности фильтра  $L$  (на этапе проектирования его значение выбирается из условия обеспечения допустимых искажений отдаваемого ТИН в сеть тока). Очевидно, что завышенное значение параметра  $L$  нежелательно, так как в итоге приводит к увеличению установленной мощности источника питания (с  $E_{\Pi}$ ). Снижение значения  $L$  может достигаться увеличением тактовой частоты ШИМ. Используя (1), (2), (13), (14), (16), амплитуду отдаваемого в сеть активного тока можно представить следующим образом:

$$I_{2(1)m} = \frac{E_{\Pi} m}{4pFL} \sin \alpha_{2(1)} = \frac{mE_{\Pi}}{2X_L} \sin \alpha_{2(1)}. \quad (17)$$

Из (1), (15) с учетом (12) следует:

$$E_{\Pi} = \frac{2U_{1m}}{m \cos \alpha_{2(1)}}. \quad (18)$$

Используя (9), (10), (17), (18), можно получить зависимость постоянной составляющей входного тока ТИН  $I_{d0}$  от угла нагрузки  $\alpha_{2(1)}$  в удобном для проектирования виде:

$$I_{d0} = \frac{3}{4} m \frac{U_{1m}}{X_L} \sin \alpha_{2(1)}. \quad (19)$$

Из (19) следует, что значение постоянной составляющей входного тока ТИН обратно пропорционально значению индуктивности фильтра  $L$  и растет с увеличением угла  $\alpha_{2(1)}$ . Активная мощность, отдаваемая ТИН в сеть, определяется следующим выражением:

$$P_{d0} = E_{\Pi} I_{d0} = \frac{3U_{1m}^2}{2X_L} \operatorname{tg} \alpha_{2(1)} = \frac{3}{2} \frac{U_{1m}}{X_L} E_{2(1)m} \sin \alpha_{2(1)}. \quad (20)$$

Как видно, структурно это выражение аналогично выражению для электромагнитной мощности синхронного генератора (СГ), работающего параллельно с сетью [9]. Различие заключается лишь в физической трактовке параметра  $X_L$  и в коэффициенте 1/2, который характеризует на 50% по сравнению, например, с СГ использование источника питания по напряжению. В рассмотренном режиме векторная диаграмма ТИН располагается во втором квадранте.

Первая регулировочная характеристика ТИН определяется моделью (15). Используя относительные единицы, преобразуем ее к виду:

$$E_{2(1)}^* = \frac{E_{2(1)m}}{U_{1m}} = \frac{E_{2(1)}}{U_1} = \sqrt{1 + \frac{\frac{2pFL}{U_1} X_L \frac{\omega^2}{\omega}}{\frac{\omega}{\omega}}} = \sqrt{1 + I_{2(1)0}^{*2}} \quad (21)$$

где  $I_{2(1)0}^* = \frac{I_{2(1)}}{I_{2(1)к.з}}$  – текущее значение относительного базового (для данного ТИН) тока, отдаваемого в сеть (заметим, что  $I_{2(1)0}^* < 1$ );  $I_{2(1)к.з} = U_1 / X_L$  – ток внутреннего КЗ ТИН при  $E_{2(1)} = U_1$  (при х.х.).

При  $I_{2(1)} = I_{2(1)ном}^*$   $I_{2(1)0}^* = I_{2(1)0ном}^*$ . Учитывая, что  $I_{2(1)0}^* < 1$ , для инвариантности результатов используем общепринятые долевые единицы:

$$I_{2(1)}^* = I_{2(1)0}^* / I_{2(1)0ном}^*.$$

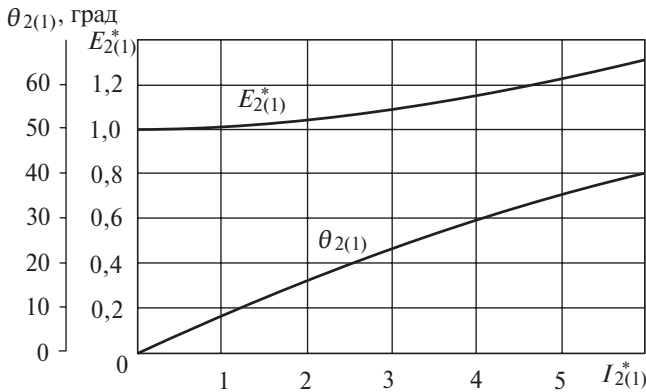


Рис. 2. Регулировочные характеристики ТИН в режиме параллельной работы с сетью

В качестве примера регулировочные характеристики (21) и (16)  $E_{2(1)}^* = f(I_{2(1)}^*)$  и  $\alpha_{2(1)} = f(I_{2(1)}^*)$  показаны на рис. 2.

**Работа ТИН в режиме малоискажающего трехфазного выпрямителя (МИТВ).** Алгоритмические особенности, параметрические соотношения и функциональные возможности одноканального МИТВ в технической литературе описаны в усложненном и малоприменимом для инженерного проектирования виде (см., например, [7]). В частности, отсутствует упрощенное достаточно адекватное модельное описание параметрических соотношений, которые требуются как на первом этапе проектирования, так и для сопоставительных оценок такого решения с альтернативными вариантами. Ниже приводится упрощенное решение этой задачи.

Векторная диаграмма для данного режима расположена симметрично относительно оси ординат по сравнению с расположением диаграммы в режиме работы ТИН параллельно с сетью (рис. 1, режим 2). Его векторная диаграмма находится не во втором, а в первом квадранте. Следовательно, здесь также справедлива исходная модель (13). Однако в отличие от режима 1б напряжение  $U_{d0}$  в цепи постоянного тока МИТВ ( $U_{d0} \ll E_{\Pi}$ ) находится в числе неизвестных, и поэтому процедура формирования функциональных моделей здесь заметно усложняется.

**Взаимосвязи между входными и выходными токами и напряжениями МИТВ.** Искомая взаимосвязь аналогична выражению (10) с заменой параметров  $j_{2(1)}$  на  $\alpha_{2(1)}$  и  $I_{2(1)m}$  на  $I_{1(1)m}$ :

$$I_{d0} = \frac{3}{\rho} K_E^* I_{1(1)m} \cos \alpha_{2(1)}. \quad (22)$$

Коэффициент использования  $K_E^*$  здесь определяется так же, как и в (9), но с заменой  $U_{2(1)m}^*$  на  $E_{2(1)m}^*$ . Фазная ЭДС  $E_{2(1)m}$  определяется уже известным путем через постоянную составляющую выпрямленного напряжения  $U_{d0}$ :

$$E_{2(1)m} = \frac{m}{2} U_{d0}. \quad (23)$$

Падение напряжения на дросселе  $U_{L(1)m}$  определяется с использованием взаимосвязи (22):

$$U_{L(1)m} = I_{1(1)m} \omega L = \frac{\rho U_{d0} \omega L}{3 R_d K_E^* \cos \alpha_{2(1)}} = \frac{2 U_{d0}^2 \omega L}{3 U_{1m} R_d}. \quad (24)$$

В (24) при преобразовании были проведены следующие замены:

$$I_{d0} = \frac{U_{d0}}{R_d}, \quad (25)$$

где  $R_d$  («  $R_2$ ») – активное сопротивление нагрузки постоянного тока, а

$$\cos \alpha_{2(1)} = \frac{U_{1m}}{E_{2(1)m}} = \frac{U_{1m}}{\frac{2}{\rho} K_E^* U_{d0}}. \quad (26)$$

**Основные функциональные модели МИТВ.** Отправными выражениями для формирования функциональных моделей являются соотношение (26) и модель (13):

$$E_{2(1)m}^2 = U_{1m}^2 + U_{L(1)m}^2. \quad (13a)$$

Подставив в (13a) значения  $U_{L(1)m}$  из (24) и  $\cos \alpha_{2(1)}$  из (26), получим биквадратное относительно  $U_{d0}$  уравнение:

$$- U_{d0}^4 \frac{\omega^2 2 \omega L}{3 U_{1m} R_d} + U_{d0}^2 \frac{\omega^2}{\rho} K_E^* - U_{1m}^2 = 0. \quad (27)$$

Решив его, а также введя в (26), (27) относительные величины

$$U_{d0}^* = \frac{U_{d0}}{U_{1m}}; \quad (28)$$

$$E_{2(1)m}^* = \frac{E_{2(1)m}}{E_{2m}} \gg m (E_{2m} = (1/2) U_{d0}); \quad (29)$$

$$X_L^* = \frac{\omega L}{R_d} \quad (30)$$

и используя значение  $K_E^*$  из (9), после преобразований получим две функциональные модели в следующем нормированном виде:

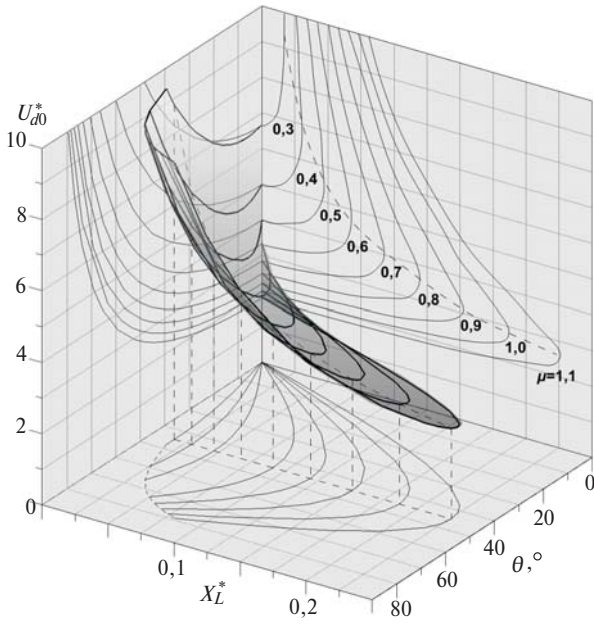


Рис. 3. Трехмерная зависимость  $U_{d0}^* = f(X_L^*, \alpha_{2(1)}, m)$  в виде поверхности  $\hat{A}$ , характеризующая возможную область параметрических соотношений ТИН в режиме МИТВ

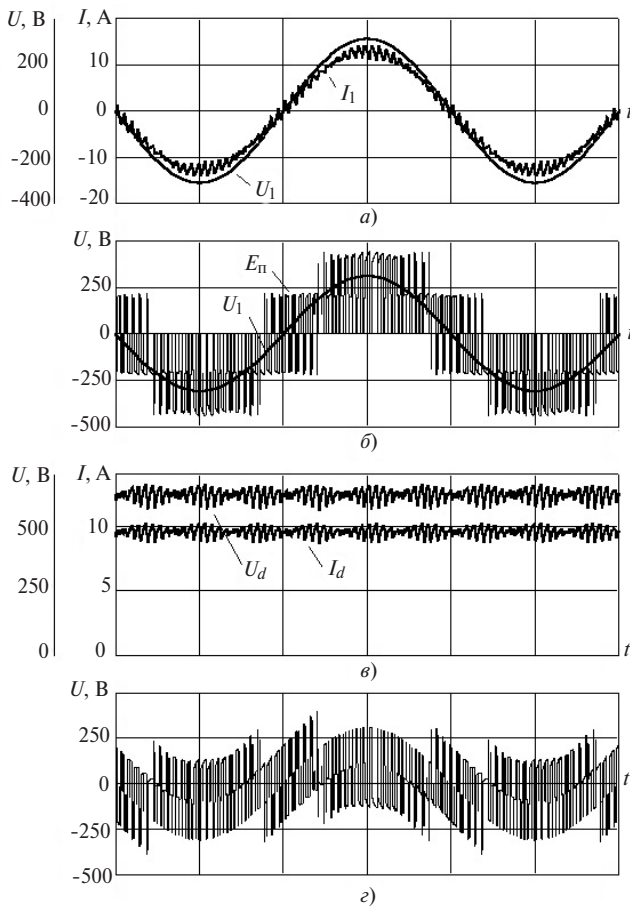


Рис. 4. Осциллограммы процессов в МИТВ при тактовой частоте  $f_T = 2400$  Гц ( $C = 10$  мкФ,  $L = 10$  мГн): а – сетевые фазное напряжение и ток; б – сетевое фазное напряжение и ЭДС МИТВ; в – напряжение и ток в цепи постоянного тока; г – напряжение на сопрягающем дросселе индуктивности

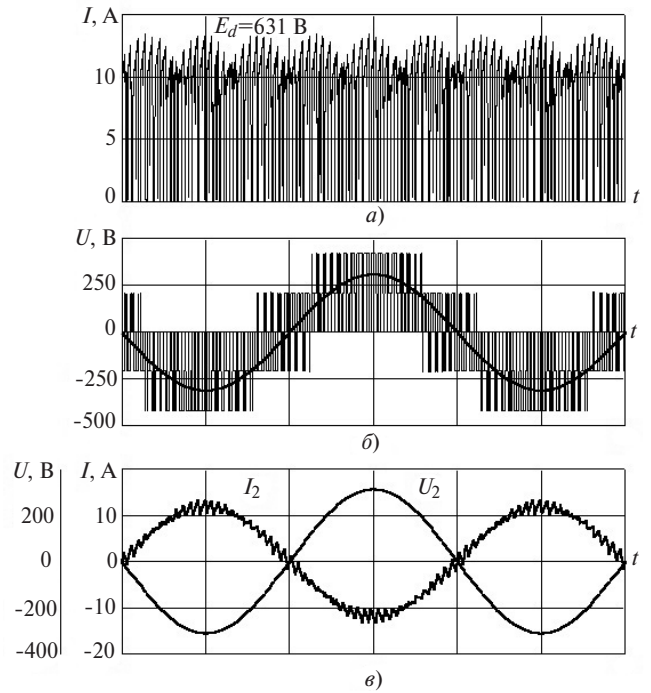


Рис. 5. Осциллограммы процессов в ТИН, работающем параллельно с сетью при  $f_T = 2400$  Гц и отдаче в сеть только активной мощности: а – ток в цепи постоянного тока; б – фазные напряжения ТИН и сети; в – фазное напряжение сети и отдаваемый ТИН в сеть ток

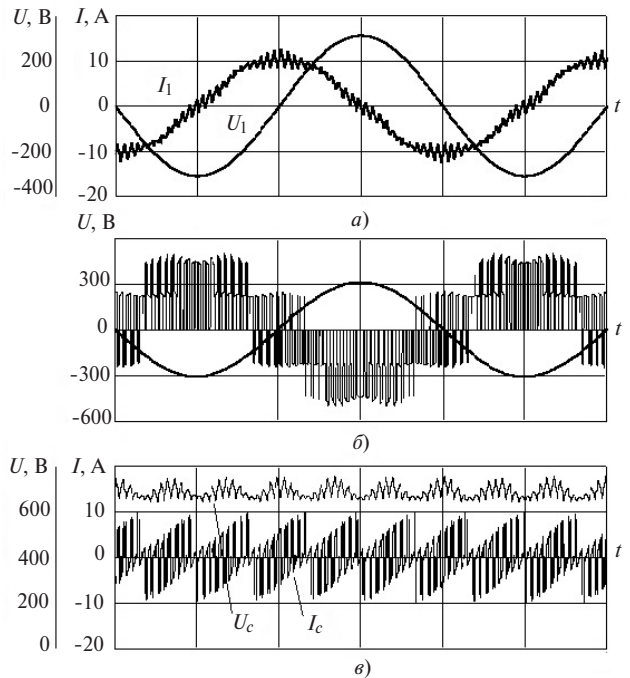


Рис. 6. Осциллограммы работы ТИН в режиме регулируемой емкости (в режиме трехфазного компенсатора реактивной мощности – ТКРМ) при  $f_T = 2400$  Гц ( $C = 10$  мкФ,  $L = 10$  мГн): а – фазные напряжения и ток; б – ЭДС ТКРМ и фазное напряжение сети; в – напряжение на буферном конденсаторе и ток буферного конденсатора

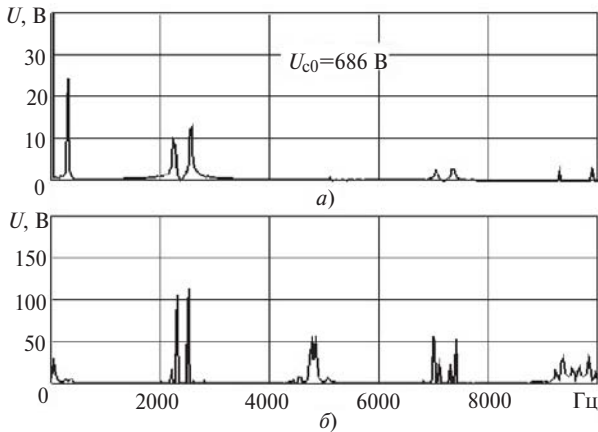


Рис. 7. Спектрограммы напряжения при работе ЧКП в режиме ТКРМ: а – на буферном конденсаторе; б – на сопрягающем дросселе индуктивности

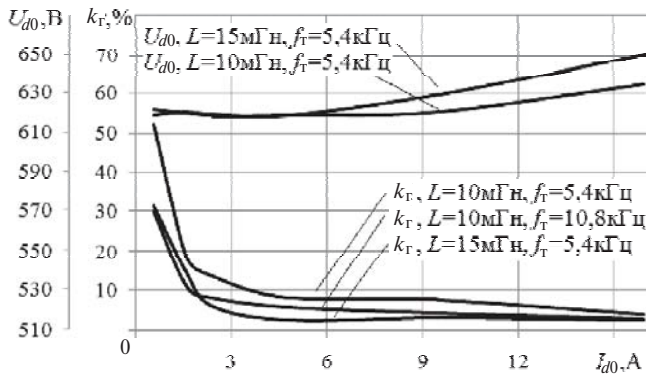


Рис. 8. Нагрузочные характеристики ЧКП в режиме МИТВ при различных значениях  $L$  ( $f_r = 5400$  Гц,  $C = 10$  мкФ) и зависимости коэффициента гармоник входного тока от  $I_{d0}$  при различных значениях параметров  $L$  и  $f_r$

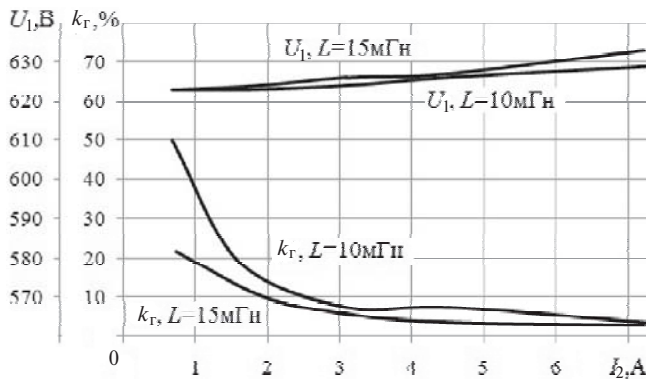


Рис. 9. Зависимости напряжения питания инвертора и коэффициента гармоник выходного тока от выходного тока ТИН при  $f_T = 5400$  Гц и различных значениях  $L$

$$U_{d0}^* = \frac{3m}{4X_L^* \sqrt{\frac{1}{2} \frac{1}{e} \ln m \sqrt{1 - \frac{3}{e} \frac{16X_L^* \ddot{\sigma}^2}{3m^2} \frac{\dot{\sigma}}{\sigma}}}}; \quad (31)$$

$$q_{2(1)} = \arccos \frac{2}{U_{d0}^* m}. \quad (32)$$

Модель (32) можно представить в ином виде:

$$U_{d0}^* = \frac{2}{m \cos q_{2(1)}}. \quad (32a)$$

Используя ранее полученные взаимосвязи и введенные относительные величины, можно показать, что модель (32) может быть представлена и в полезном для анализа альтернативном виде:

$$q_{2(1)} = \arctg \frac{2}{3} U_{d0}^* X_L^*, \quad (33)$$

или в ином виде:

$$U_{d0}^* = \sqrt{\frac{3 \operatorname{tg} q_{2(1)}}{2 X_L^*}}. \quad (33a)$$

Таким образом, из (31), (32) следует, что выходное напряжение МИТВ  $U_{d0}$  определяется следующими тремя величинами:

относительным значением его ЭДС  $E_{2(1)m}^*$  (или глубиной модуляции  $m$  применительно к используемому здесь ДШИМ-sin-алгоритму);

соотношением сопротивлений на его входе ( $X_L$ ) и выходе ( $R_d$ ), т.е. величиной  $X_L^*$ ;

углом  $q_{2(1)}$  между основными гармониками ЭДС  $E_{2(1)m}$  МИТВ и напряжения сети  $U_{1m}$  (« $U_{cm}$ »).

**Анализ функциональных моделей МИТВ.** Модели (31), (32) описывают две явно выраженные области возможных режимов. Первая область в модели (31) определяется знаком «минус» перед единицей в квадратных скобках, в модели (32) ей соответствует область значений угла  $q_{2(1)} = 0, \pi/4$ , вторая область в модели (31) определяется знаком «плюс», в модели (32) ей соответствует область значений угла  $q_{2(1)} = \pi/4, \pi/2$ . Уровень напряжения  $U_{d0}$  во второй области при одинаковых значениях параметров  $X_L^*$ ,  $m$  оказывается значительно выше, чем в первой. Область изменения допустимых значений параметров  $X_L^*$  и  $m$  согласно (31) определяется неравенством

$$\frac{3}{e} \frac{16 X_L^* \ddot{\sigma}^2}{3 m^2} \frac{\dot{\sigma}}{\sigma} \leq 1, \quad (34)$$

из которого следует, что должно выполняться условие

$$X_L^* \leq \frac{3 m^2}{16}. \quad (35)$$

Взаимосвязь четырех параметров в виде функции  $U_{d0} = f(X_L^*, q_{2(1)}, m)$  может быть представлена трехмерной поверхностью  $\hat{A}$  со сложным рельефом



(рис. 3), описываемой совокупностью моделей (31), (32). Первая модель (31), не содержащая параметра  $q_{2(1)}$ , является проекцией поверхности  $\hat{A}$  (которая на рис. 3 показана усеченной по  $U_{d0}^*$  на уровне  $U_{d0}^* = 10$ ) на координатную плоскость  $U_{d0}^* - 0 - X_L^*$ . Вторая модель (32), не содержащая параметра  $X_L^*$ , является проекцией поверхности  $\hat{A}$  на координатную плоскость  $U_{d0}^* - 0 - q_{2(1)}$ , а третья проекция поверхности  $\hat{A}$  на плоскость  $q_{2(1)} - 0 - X_L^*$  описывается моделью, не содержащей параметра  $U_{d0}^*$ . При необходимости она может быть найдена, например, на основе двух полученных моделей путем преобразования их в одну модель за счет исключения из них параметра  $U_{d0}^*$ .

В принципе ТИН может работать и в режиме перемодуляции, когда синусоидальный закон ШИМ трансформируется в трапецеидальный закон, а параметр  $m$  принимает значения больше единицы. Особенности и преимущества этого режима рассмотрены, например, в [8].

С целью проверки полученного модельного описания на адекватность проведено имитационное компьютерное моделирование (ИКМ) в режимах 1б и 2. Результаты представлены на рис. 4–9. Сравнение полученного модельного описания с результатами ИКМ показало его хорошую для инженерного проектирования точность, не превышающую в самом худшем случае 3,5% в зависимости от тока нагрузки (в режиме 2).

**Вывод.** Полученные результаты дают не только качественное, но и количественное представление о возможных режимах работы и функциональных особенностях четырехквadrантного преобразователя и создают основу для использования этой информации при системном проектировании.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Петровский В.И., Седельников Ю.Е.** Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств: Учебное пос. для вузов. — М.: Радио и связь, 1986.
2. **Моин В.С.** Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
3. **Мызык Г.С.** Методология структурно-алгоритмического синтеза и анализа малоискажающих устройств силовой электроники для электротехнических комплексов автономных объектов: Дис. ... д.т.н. — М.: МЭИ(ТУ), 2001.
4. **Мызык Г.С., Бериллов А.В., Михеев В.В.** Поисковое проектирование устройств силовой электроники (Трансформаторно-полупроводниковые устройства): Учебное пос. — М.: Издательский дом МЭИ, 2010.
5. **Михеев В.В., Мызык Г.С., Зуева Е.В.** Многофункциональные инверторы с многофазной широтно-импульсной модуляцией. — Электричество, 1992, №7.
6. **Литовченко В.В.** Определение энергетических показателей электроподвижного состава переменного тока с  $4q$ -S преобразователем. — Электротехника, 1993, №5.
7. **Ефимов А.А., Шрейнер Р.Т.** Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока / Под общей ред. Р.Т.Шрейнера. — Новоуральск: Изд.-во НГТИ, 2001.
8. **Мызык Г.С., Михеев В.В., Чесноков А.В.** Синтез трехфазных инверторов с улучшенным качеством выходного напряжения. — Электротехника, 1986, №12.
9. **Петров Г.Н.** Электрические машины, ч. 2. Асинхронные и синхронные машины. — М.; Л.: Госэнергоиздат, 1963.

[07.11.11]

*Авторы: Горякин Дмитрий Васильевич окончил Институт электротехники Московского энергетического института (МЭИ) в 2004 г. Аспирант кафедры «Электротехнические комплексы автономных объектов» МЭИ.*

*Мызык Геннадий Сергеевич окончил электромеханический факультет МЭИ в 1964 г. Защитил в МЭИ в 2001 г. докторскую диссертацию «Методология структурно-алгоритмического синтеза и анализа малоискажающих устройств силовой электроники для электротехнических комплексов автономных объектов». Профессор кафедры «Электротехнические комплексы автономных объектов» МЭИ.*

\* \* \*

#### Зарубежная подписка

на журнал «Электричество»  
оформляется через фирмы-партнеры ЗАО «МК-Периодика» или непосредственно  
в ЗАО «МК-Периодика» по адресу:  
Россия, 111524 Москва, Электродная ул., 10, стр. 3  
ЗАО «МК-Периодика»;  
тел. (495) 672-70-12; факс (495) 306-37-57  
E-mail: [info@periodicals.ru](mailto:info@periodicals.ru)  
Internet: <http://www.periodicals.ru>

