

# Анализ гармонического состава первичных токов

## в сетевых преобразователях с дозированной передачей энергии

**В статье рассматриваются вопросы, связанные с определением спектра относительных амплитуд гармоник фазного тока в системах электропитания мощных электротехнологических установок, построенных по структуре «трехфазная сеть – выпрямитель – модулятор (дозировующий ключ) – нагрузка». В результате проведенных исследований получены спектр и зависимости коэффициента искажения сетевого тока, позволяющие определить и оценить влияние параметров сети и преобразователя.**

**Норик Петросян, к. т. н.**

[norik\\_khotanan@mail.ru](mailto:norik_khotanan@mail.ru)

**Левон Даллакян**

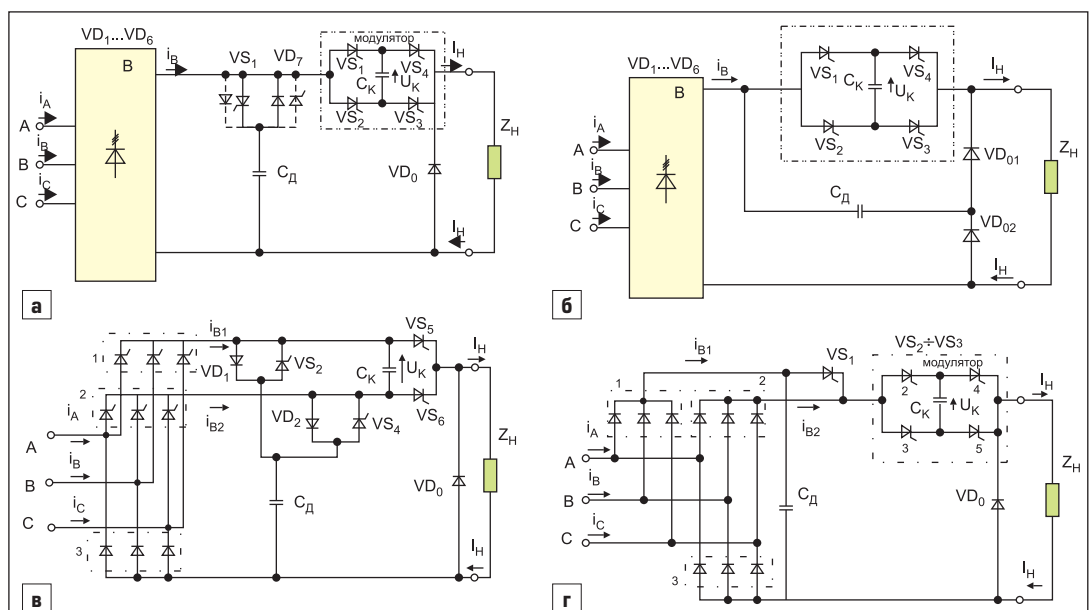
[dallakyan@mail.ru](mailto:dallakyan@mail.ru)

Несмотря на появление современных мощных IGBT- и MOSFET-транзисторов, для создания источников питания мощных электротехнологических установок все еще применяются однооперационные тиристоры разного класса, поскольку они обеспечивают сравнительно более высокую надежность. Для использования, например, в установках ионного азотирования, электроконтактной сварки и др. хорошо подходят тиристорно-конденсаторные преобразователи (ТКП) с дозированной передачей энергии [1–4].

Однако усложнение схем ТКП и методов управления ими, обусловленное желанием повысить коэффициент мощности при глубоком регулировании на-

пряжения и мощности на нагрузке, приводят к трудностям при анализе электромагнитных процессов, что связано со сложными формами токов, протекающих через вентили и обмотки сетевого трансформатора.

Анализ формы токов первичной обмотки сетевого трансформатора, входящего в состав сложных силовых схем ТКП, сопряжен с большими трудностями, так как результирующая кривая первичного тока состоит в этих случаях из большого числа отдельных участков, на каждом из которых ток описывается своим, сложным и отличным от других, аналитическим выражением. И если определение действующего значения такого тока хоть и трудоемко, но выполнимо, то разложение его кусочно-линейного аналитического



**Рис. 1.** Основные схемы преобразователей с дозированной передачей энергии при демпфирующем конденсаторе на входе: а) ТКП с подключением демпфирующего конденсатора на выходе выпрямителя с помощью диодно-тиристорной цепочки; б) ТКП с подключением демпфирующего конденсатора с помощью двух обратных диодов; в) ТКП с неявно выраженным звеном постоянного тока; г) ТКП с дополнительной катодной группой

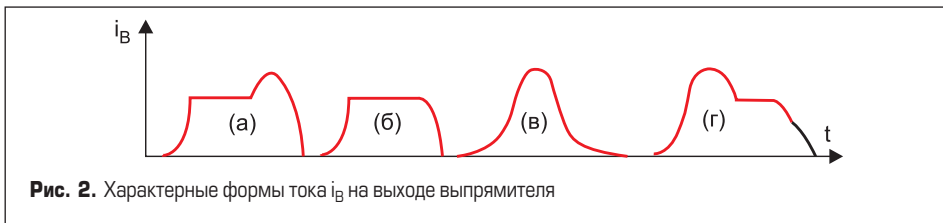


Рис. 2. Характерные формы тока  $i_B$  на выходе выпрямителя

выражения в гармонический ряд становится архисложной задачей. Эти трудности заставляют при рассмотрении разных участков проводимости вентилей вводить различные ап-

проксимации [3]. Из этого следует, что расчет высших гармоник сетевого тока при использовании мощных вентильных преобразователей является весьма актуальным.

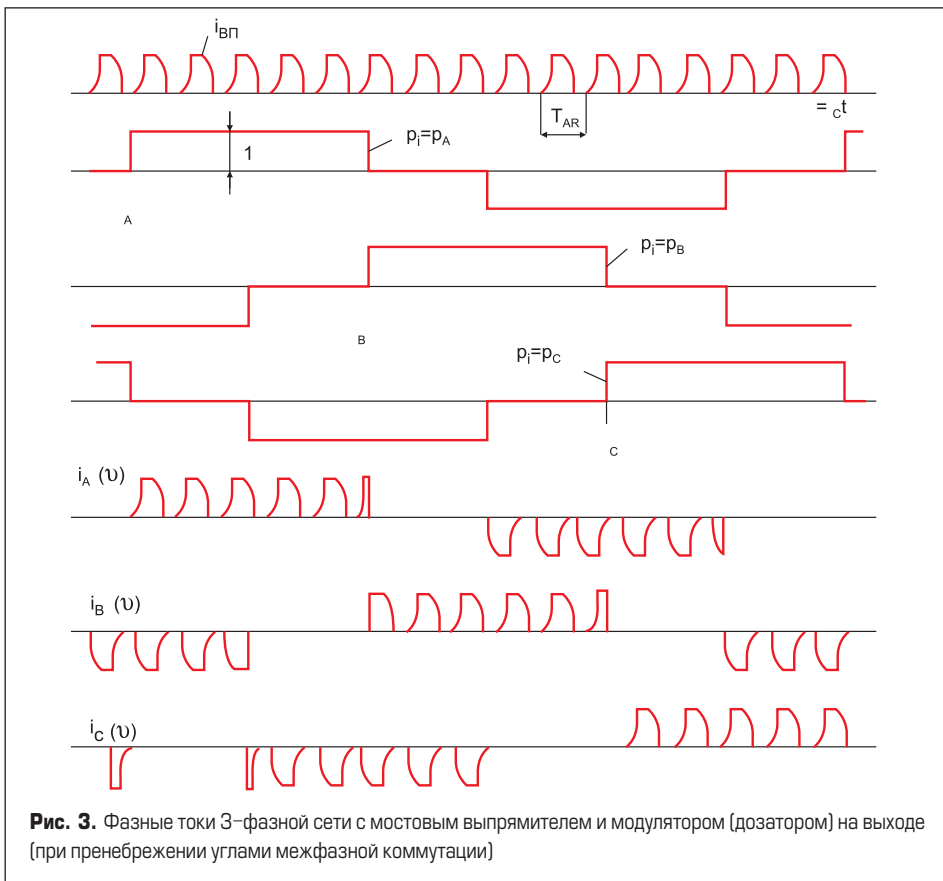


Рис. 3. Фазные токи 3-фазной сети с мостовым выпрямителем и модулятором (дозатором) на выходе (при пренебрежении углами межфазной коммутации)

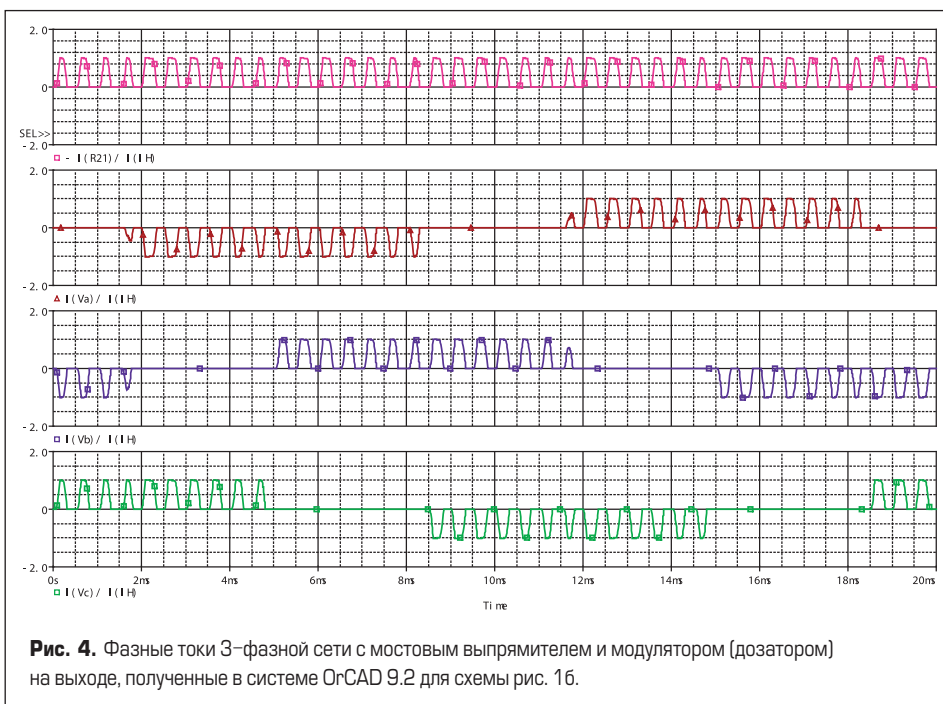


Рис. 4. Фазные токи 3-фазной сети с мостовым выпрямителем и модулятором (дозатором) на выходе, полученные в системе OrCAD 9.2 для схемы рис. 16.

Целью данной статьи является расчет высших гармоник сетевого тока и основных коэффициентов, учитывающих влияние параметров питающей сети и преобразователя в источниках с дозированной передачей энергии в нагрузку.

На рис. 1 показаны типичные и наиболее распространенные схемы ТКП с дозированной передачей энергии, детально рассмотренные в работах [2–5], где для уменьшения коммутационных перенапряжений используется демпфирующий конденсатор  $C_d$ .

Не останавливаясь подробно на рассмотрении принципа работ этих преобразователей, отметим лишь, что для них характерны два основных режима:

1. Режим, при котором ток  $i_B$  на выходе выпрямительного моста прерывистый (то же для токов  $i_{B1}, i_{B2}$  на схемах (v) и (r), где используются дополнительные катодные вентильные группы).

2. Режим работы, при котором ток на входах модулятора и выпрямителя непрерывный.

На рис. 2 показаны характерные формы тока  $i_B$  на выходе выпрямителя, полученные в работах [3–5].

Существует много способов определения гармонического состава несинусоидальных периодических функций. В работах [6–8] рассмотрен гармонический состав сетевого тока для разных видов нагрузки, в частности, различных вентильных преобразователей, установок дуговой и контактной электросварки, газоразрядных ламп, установок ионного азотирования и т. д. При этом из сети потребляется ток, кривая которого оказывается несинусоидальной, а во многих случаях и неперiodической, в результате чего возникают нелинейные искажения кривой напряжения сети, то есть возникают несинусоидальные режимы. В основном, в отмеченных работах рассматриваются системы имеющие структуру сеть–трансформатор–выпрямитель–нагрузка.

При использовании промежуточного высокочастотного звена (модулятора) между выпрямителем и нагрузкой оценка несинусоидальности сетевого тока несколько усложняется. В этом случае наиболее эффективными, с точки зрения простоты и точности расчета, являются методики, приведенные в работах [7, 8]. Для расчета гармонического состава кривой сетевого тока используется метод переключающих функций. Суть этого способа состоит в том, что значения тока в различных фазах получаются как результат умножения непрерывной последовательности импульсов выходного тока выпрямителя на соответствующие единичные коммутационные функции  $p_i$  ( $p_i$  — коммутационная функция  $i$ -й фазы).

На рис. 3 показаны фазные токи 3-фазной сети для преобразователя по рис. 16. Для других схем формы фазного тока схожи, разница лишь том, что меняется форма отдельного импульса тока. На рис. 4. показаны аналогичные диаграммы, полученные в системе OrCAD 9.2. На рис. 3  $T_R$  — период работы дозирующего ключа (звена повышенной

частоты) в радианах, который определяется по формуле

$$T_R = 2\pi/l, \tag{1}$$

$$l = \omega_R/\omega_C, \tag{2}$$

где  $\omega_R$  — угловая частота работы дозирующего ключа;  $\omega_C$  — угловая частота сети. При анализе принято, что отношение частот дозирующего ключа и сети  $\omega_R/\omega_C \geq 15$ .

Поскольку  $T_R \ll T_C$ , то целесообразно перейти от фазовых сдвигов  $\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C \dots \varphi_M$  к фазовым сдвигам  $\varphi_{1A}, \varphi_{1B}, \varphi_{1C} \dots \varphi_{1M}$ .

$$\begin{aligned} \varphi_{1A} &= \varphi_A - T_R \times INT(\varphi_A/T_R), \\ \varphi_{1B} &= \varphi_B - T_R \times INT(\varphi_B/T_R), \\ \varphi_{1C} &= \varphi_C - T_R \times INT(\varphi_C/T_R), \\ \dots \varphi_{1M} &= \varphi_M - T_R \times INT(\varphi_M/T_R), \end{aligned} \tag{3}$$

где  $M$  — число фаз сети;  $INT(\varphi_A/T_R)$  — это целая часть отношения (для случая трехфазной сети  $M=3$ ).

Очевидно, что фазовые сдвиги неодинаковы, и их необходимо учитывать при расчете коэффициента искажения фазных токов. Однако, как показывает анализ, при симметричной последовательности фаз сетевого напряжения и при частоте работы модулятора, кратной числу фаз сети (т. е. при равенстве среднего тока в отдельных фазах), коэффициенты искажений во всех фазах примерно равны. При частоте работы преобразователя не кратной числу фаз сети и при  $f \geq (5-7)mf_C$  ( $m$  — число фаз сети;  $f, f_C$  — частота работы преобразователя и питающей сети соответственно), учитывать различия в начальных сдвигах нецелесообразно, так как они практически не сказываются на результате вычислений.

Гармонический состав сетевого тока во втором режиме при принятых допущениях можно определить по методике, описанной в работе [7]. Очевидно, что выходной ток выпрямителя можно представить в виде:

$$i(\vartheta) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} I_{mk} \sin(kl\vartheta + \varphi_k). \tag{4}$$

С помощью следующего выражения можно определить спектр для коммутационной функции  $i$ -й фазы ( $i = 1, 2, 3 \dots m$ ):

$$\rho_i = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sum_{v=1,5,7,\dots}^{\infty} \frac{1}{v} \sin(v\vartheta). \tag{5}$$

Ток любой фазы питающей сети определяется:

$$i_i(\vartheta) = \rho_i \times i_i(\vartheta). \tag{6}$$

С учетом (4), (5) и (6) получим выражение тока для  $i$ -й фазы в следующем виде:

$$\begin{aligned} i_i(\vartheta) &= I_0 2\sqrt{3} \sum_{v=1,5,7,\dots}^{\infty} \frac{1}{\pi v} \sin(v\vartheta) + \\ &+ \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{v=1,5,7,\dots}^{\infty} \frac{I_{mk}}{v} \{ \sin[(kl+v)\vartheta + \varphi_k] + \\ &+ \sin[(kl-v)\vartheta - \varphi_k] \}. \end{aligned} \tag{7}$$

Спектр сетевого тока также можно получить в комплексной форме:

$$\begin{aligned} S_C = S_p I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \left[ S(kl-v) \times \bar{I}_{mk} \exp(-j\varphi_k) + \right. \\ \left. + S(kl+v) \times I_{mk} \exp(j\varphi_k) \right], \end{aligned} \tag{8}$$

где  $S_C$  — спектр тока фаз сети;  $I_{mk} = I_{mk} e^{j\varphi_k}$ ,  $\bar{I}_{mk} = I_{mk} e^{-j\varphi_k}$ ;  $S_p$  — линейный спектр коммутационной функции, которая определяется выражением:

$$S_p = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \sum_{v=1,5,7,\dots}^{\infty} \frac{1}{v}. \tag{9}$$

Из (7) и (8) следует, что в спектре фазного тока, наряду с гармониками  $v$ -го порядка, присутствуют ряды модулированных гармо-

ник порядка  $(kl+v)$  и  $(kl-v)$ . В каждом из этих рядов амплитуды гармоник при  $(kl+1)$  или  $(kl-1)$  убывают от максимума пропорционально  $v$ , а гаснущие ряды представляют собой гиперболу.

Вне зависимости от формы тока на выходе выпрямителя, фазы тока имеют схожие характеристики. В общем случае в спектре входного тока  $n$ -ая гармоника является суммой бесконечно большого числа членов из рядов с порядками  $v$  и  $(k \pm v)$ , имеющих гармоники с номерами, равными  $n$ .

На величину амплитуд гармоник спектра непосредственно влияет форма и скважность импульсов тока  $i_i(\vartheta)$  на выходе выпрямителя.

Для более точной оценки коэффициента гармоники (либо коэффициента искажения) сетевого тока воспользуемся способом, приведенным в работах [7-9]. Анализ спектра фазных токов  $i_A, i_B, i_C$  проводится при различных значениях параметра  $a = C_D/C_K$ , рабочей частоты  $f$  и напряжения короткого замыкания сетевого трансформатора  $u_K = (2\omega_C L_S) / (E/I_{ном}) \times 100\%$ ,  $E \approx U_{лин}$ , то есть при разных значениях индуктивностей  $L_S$  фаз сети.

Допустим, что ток на выходе выпрямителя на  $j$ -м периоде работы преобразователя изменяется по следующим законам:

$$i(\vartheta) = \begin{cases} i_1(\vartheta'), & \text{при } \vartheta_1 \leq \vartheta' \leq \vartheta_2, \\ i_2(\vartheta'), & \text{при } \vartheta_2 \leq \vartheta' \leq \vartheta_3, \\ \dots \\ i_{m-1}(\vartheta'), & \text{при } \vartheta_{m-1} \leq \vartheta' \leq \vartheta_m, \\ i_1(\vartheta'), & \text{при } \vartheta_m \leq \vartheta' \leq T_D, \end{cases} \tag{10}$$

где  $\vartheta' = \vartheta - INT(\vartheta/T_D) \times T_D$ .

Коэффициенты гармоник и искажения, как известно, связаны следующим выражением:

$$K_u = \frac{1}{\sqrt{1 + K_c^2}} = \frac{I_{(1)m}}{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_{(k)m}^2}}, \tag{11}$$

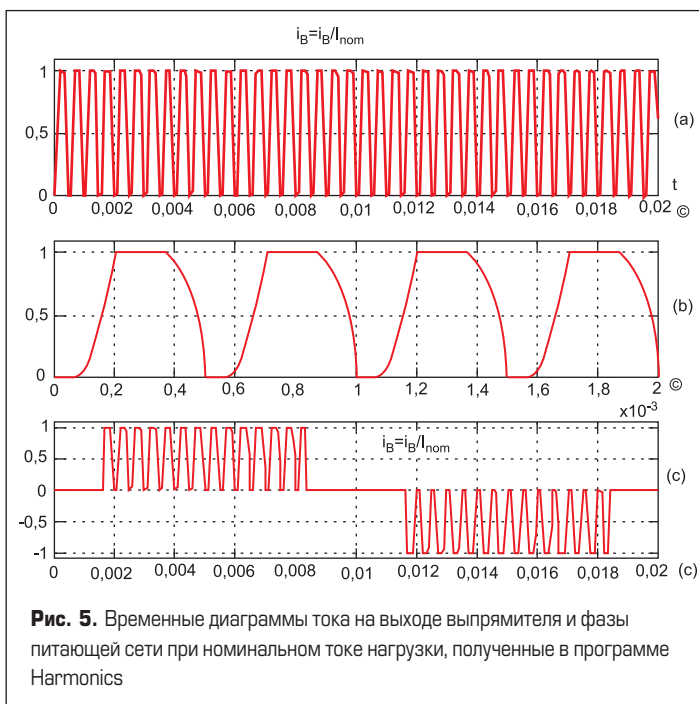


Рис. 5. Временные диаграммы тока на выходе выпрямителя и фазы питающей сети при номинальном токе нагрузки, полученные в программе Harmonics

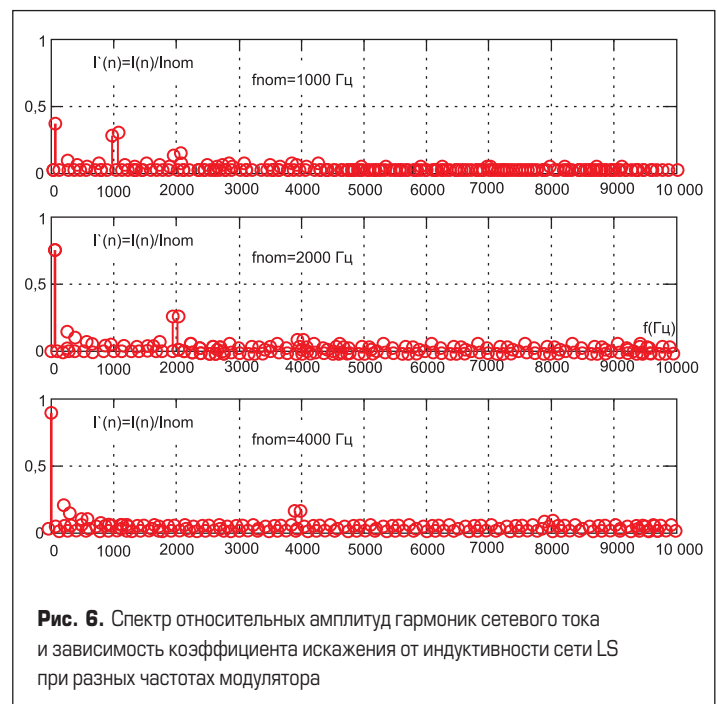


Рис. 6. Спектр относительных амплитуд гармоник сетевого тока и зависимость коэффициента искажения от индуктивности сети LS при разных частотах модулятора

Используя равенство Парсеваля, можно определить

$$\sum_{k=1}^{\infty} I_{(k)m}^2 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} [F(\vartheta)]^2 d\vartheta - \frac{1}{2} A_0^2, \quad (12)$$

где  $F(\vartheta)$  — ток фазы

$$F(\vartheta) = \rho(\vartheta) \times f(\vartheta), \quad (13)$$

$f(\vartheta)$  — ток на выходе выпрямителя на  $j$ -м периоде работы ТКП,  $\rho(\vartheta)$  — коммутационная функция соответствующей фазы сети,  $A_0$  — постоянная составляющая тока.

Используя приведенные выше выражения, можно с помощью численных методов определить коэффициенты искажения и гармоники. Аналитически определить их практически невозможно, так как число импульсов тока на выходе выпрямителя меняется и почти всегда нецелое.

На рис. 5 приведены временные диаграммы, полученные с помощью программы Harmonics, написанной в среде MATLAB. Как видно, полученные диаграммы почти полностью совпадают с результатами (рис. 4), полученными с помощью компонента PSpice системы OrCAD 9.2 [10, 11].

Для качественной оценки на рис. 6 приводится спектр относительных амплитуд гармоник сетевого тока, а на рис. 7 — коэффициент искажения сетевого тока в зависимости от напряжения короткого замыкания при разных значениях параметра  $a$ , ( $a = C_D/C_K$ ) и разных частотах работы ТКП.

Как видно, наиболее сильно на сеть влияют гармоники с номерами  $(kh+1)$ , причем при увеличении индуктивности  $L_S$  коэффициент искажения тока увеличивается (коэффициент гармоники снижается), то есть увеличивается относительный вес первой гармоники сетевого тока.

Увеличение коэффициента искажения при повышении напряжения (рис. 7) короткого замыкания ( $u_k$ ) объясняется тем, что при увеличении индуктивности  $L_S$  растут длительности фронтов отдельных импульсов на выходе выпрямителя, а также возрастает длительность самих импульсов.

При повышении частоты работы преобразователя коэффициент искажения также увеличивается, что естественно, поскольку относительный вес первой гармоники сетевого тока возрастает. Некоторое увеличение коэффициента искажения наблюдается и при росте соотношения емкостей демпфирующего и коммутирующего конденсаторов. Однако отношение  $C_D/C_K$  выбирается из условия ограничения коммутационных перенапряжений на элементах схемы ТКП [3–5].

На основе вышесказанного разработана силовая схема и система управления источника питания для стыковой сварочной установки оплавлением мощностью до 100 кВт. Силовая часть и основные блоки системы управления (СУ) макетного образца усовершенствованного источника питания мощностью 100 кВт представлены на рис. 8 (на основе этого модуля разработан трехмодульный источник мощностью до 250 кВт).

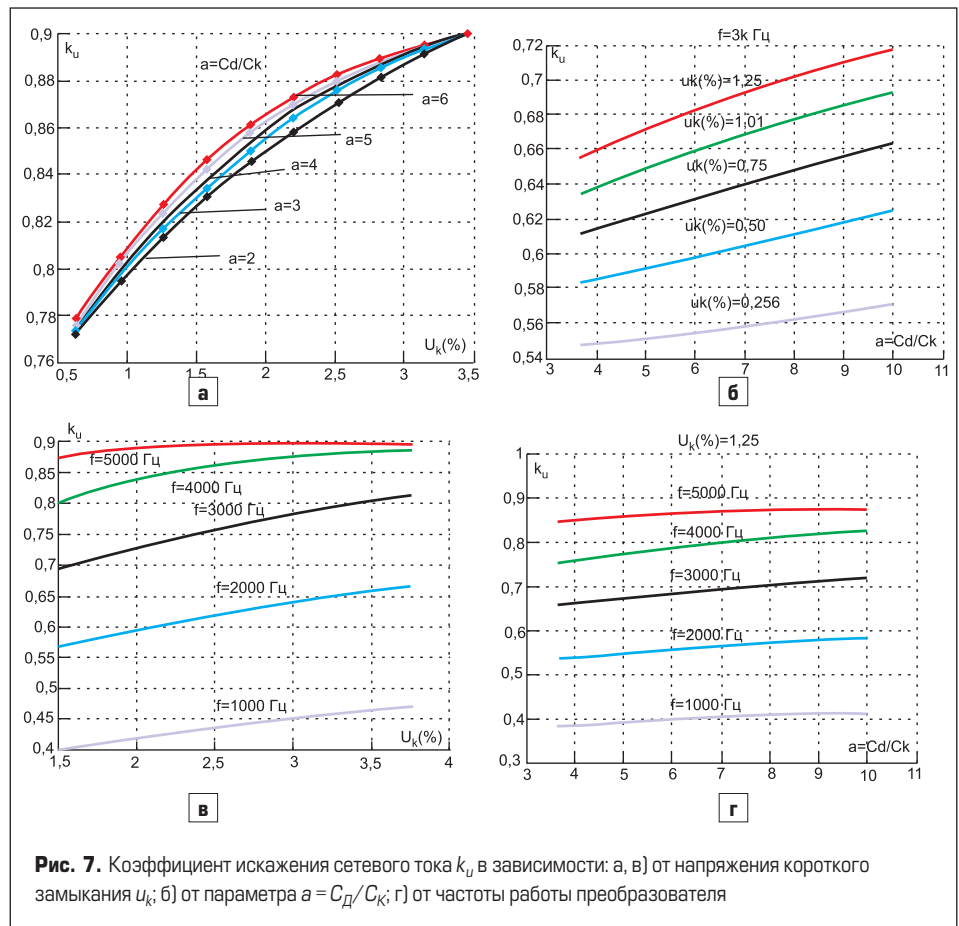


Рис. 7. Коэффициент искажения сетевого тока  $k_u$  в зависимости: а, в) от напряжения короткого замыкания  $u_k$ ; б) от параметра  $a = C_D/C_K$ ; г) от частоты работы преобразователя

Силовая часть источника питания содержит неуправляемый выпрямитель на диодах VD1–VD6, демпфирующий конденсатор C1, подключенный с помощью диодов VD7, VD8 по схеме рис. 1, импульсный регулятор (ИР, или, как его обычно называют, дозирующий ключ), собранный на тиристорах VS1–VS4 по мостовой схеме, в диагональ которого подключен дозирующий (коммутирующий) конденсатор C2. Для обеспечения режима комбинированного регулирования дозирую-

щий ключ дополнен индуктивным реактором  $L_k$ , подключенным с помощью тиристоров VS5, VS6 [12].

На выходе ИР через сглаживающий дроссель  $L$  подключен параллельный инвертор (ПИ), на выходе которого параллельно подключены коммутационный конденсатор и сварочная установка.

СУ преобразователя состоит из трех основных блоков: 1 — блока управления импульсным регулятором (БУИР); 2 — блока управ-

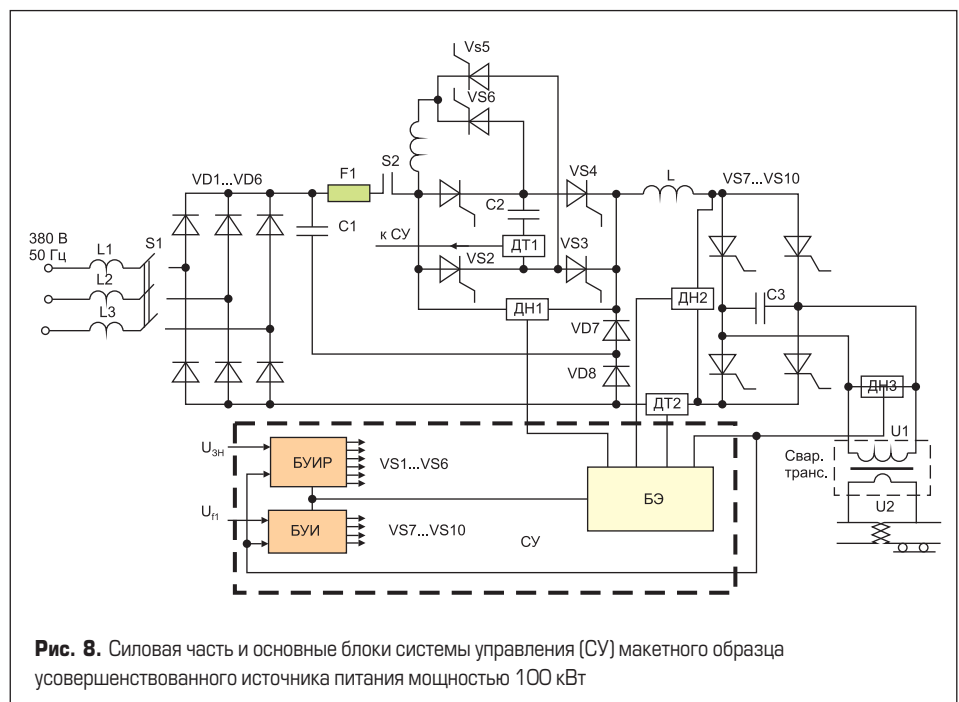


Рис. 8. Силовая часть и основные блоки системы управления (СУ) макетного образца усовершенствованного источника питания мощностью 100 кВт

ления инвертором (БУИ); 3 — блока защиты (БЗ). Режимы работы ТКП и его выходные параметры контролируются датчиками тока ДТ1, ДТ2 и датчиками напряжения ДН1, ДН2, ДН3.

На рис. 9 показана экспериментальная схема измерений, проводившихся в процессе сварки. При питании сварочного трансформатора Тр2 непосредственно от сети

переключатель S1 находится в положении 1 и 2, а переключатель S2 отключен. Если питание сварочной установки осуществляется через ТКП, то переключатель S1 находится в положении 1' и 2', а переключатель S2 включен.

Для измерения фазных токов использовался трансформатор тока Тр1. Измерение фазных напряжений производилось вольтметрами V4

и V5, а вольтметрами V1, V2 и V3 измерялись линейные напряжения. Для измерения отклонения напряжения использовался самопишущий прибор Н390, а при регистрации быстрых изменений напряжения — шлейфовый осциллограф типа Н117. Для согласования входов осциллографа с сетью были использованы магазин сопротивлений Р156 и магазин шунтов Р156.

По результатам измерений были оценены показатели качества электроэнергии (ПКЭ). Отметим, что однозначно определить их невозможно, поскольку сварка — процесс динамический, и возникающие электромагнитные помехи случайны по своему характеру [6]. Поэтому измерение проводилось многократно, и были получены усредненные ПКЭ. Причем для каждого стыка процесс оплавления делился на три участка: начальный, средний и конечный. На каждом участке были получены усредненные значения ПКЭ для каждого стыка. По этой последовательности были обработаны результаты измерений для нескольких десятков стыков и получены уточненные значения ПКЭ.

На рис. 10, 11 представлены осциллограммы линейных напряжений  $U_{AB}$ ,  $U_{BC}$ ,  $U_{CA}$ , а также осциллограммы сварочного тока на первичной обмотке сварочного трансформатора в процессе оплавления и тока фаз при питании непосредственно от сети и при питании через ТКП (полученные с помощью осциллографа типа Н117 и самопишущего прибора Н390). Потребляемая мощность в обоих случаях составляет примерно 100 кВА.

В правилах использования электроэнергии (ГОСТ 13109-97) предусмотрены скидки с тарифа за снижение качества электроэнергии, отпускаемой потребителям, по вине энерго-снабжающих организаций, и надбавки к тарифу за снижение качества электроэнергии по вине потребителя [12, 13].

При снижении ПКЭ по вине потребителя применяются надбавки к тарифу (%), которые для каждого показателя качества определяются по общей формуле:

$$H = 5 \times (\Pi_{\phi} - \Pi_{д}) / \Pi_{н} \times d, \quad (14)$$

где  $\Pi_{\phi}$  — фактическое значение показателя качества электроэнергии;  $\Pi_{д}$  — значение показателя качества электроэнергии, установленное в договоре на пользование электроэнергией;  $\Pi_{н}$  — нормированное значение показателя качества электроэнергии, определенное в соответствии с ГОСТ 13109-97;  $d$  — отношение количества электроэнергии, потребленной при отклонении от договорных условий, к общему потреблению электроэнергии за расчетный период.

Если фактическое значение показателя качества не превышает значения, установленного в договоре на пользование электроэнергией, надбавка не применяется. При определении надбавок полученная величина округляется до десятых долей процента. Суммарная надбавка к тарифу определяется как сумма надбавок, исчисленных по каждому показателю качества электроэнергии.

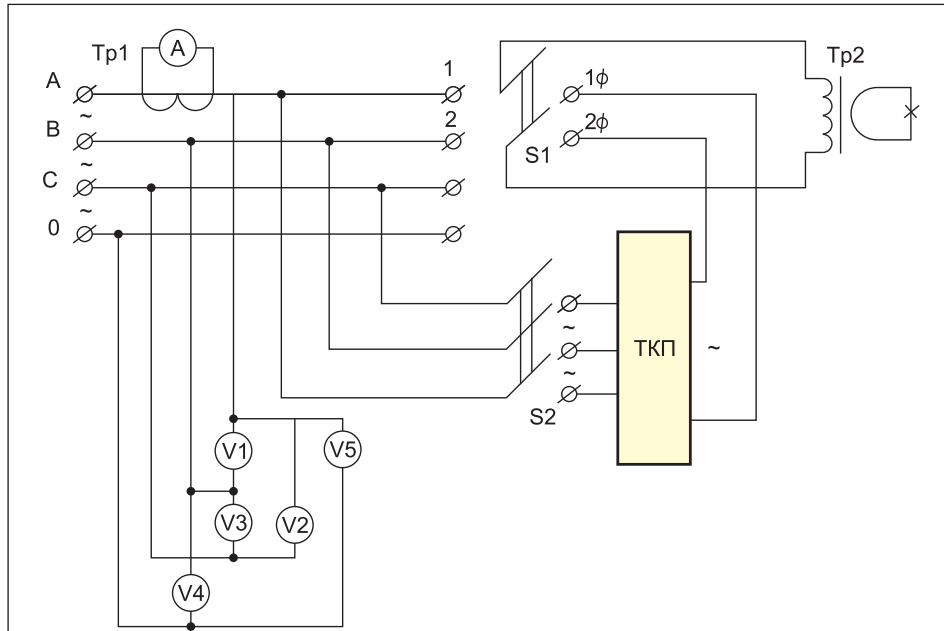


Рис. 9. Экспериментальная схема измерений в процессе электроконтактной сварки

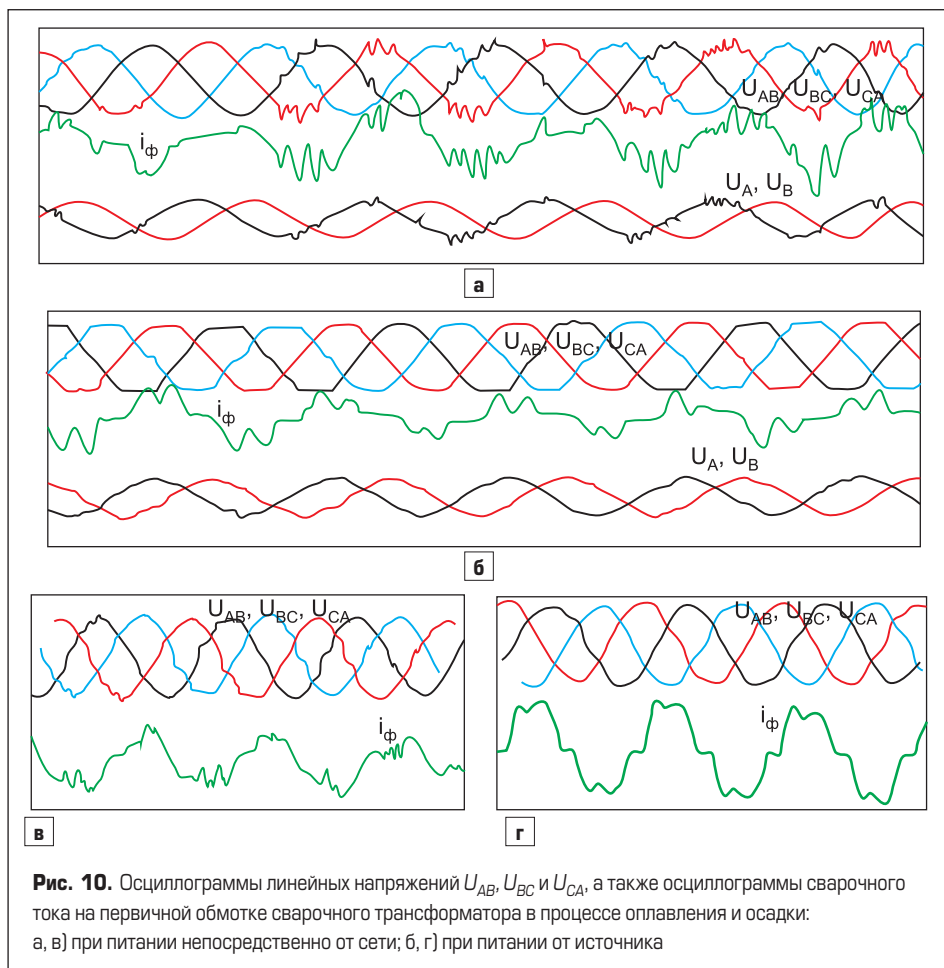
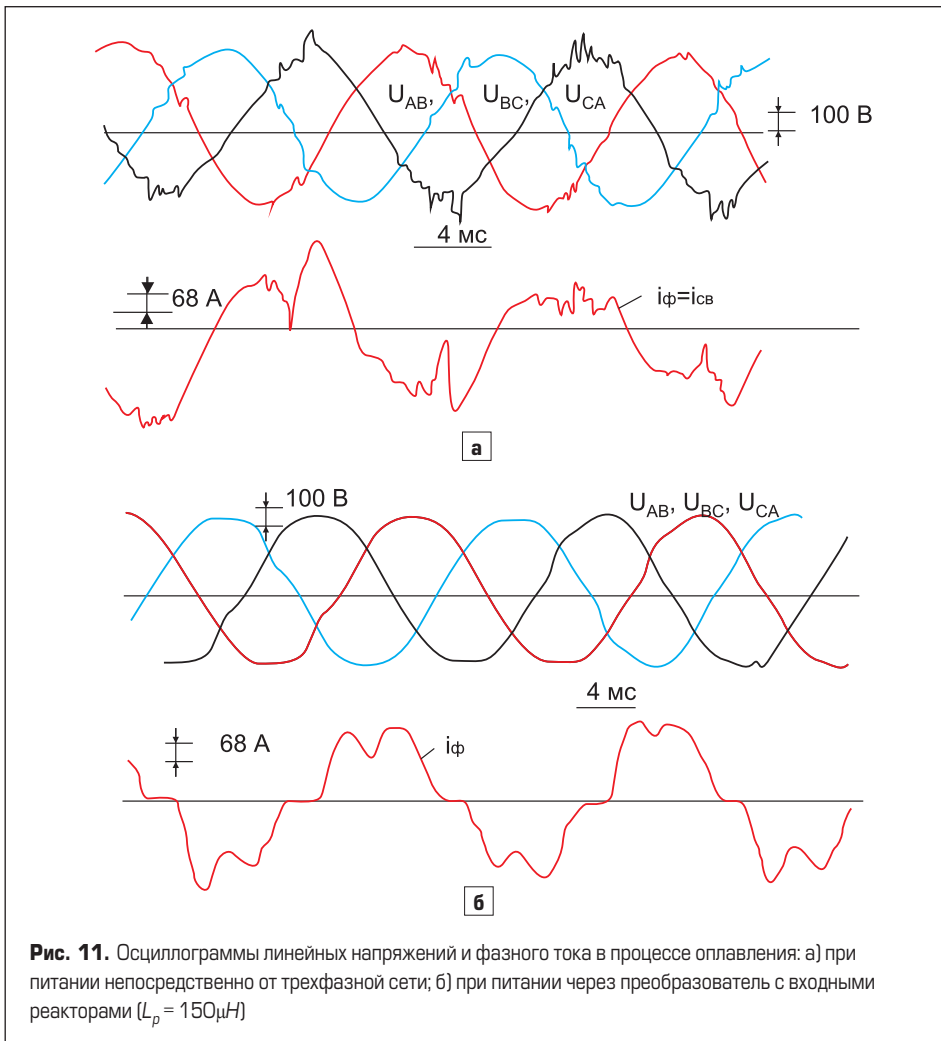


Рис. 10. Осциллограммы линейных напряжений  $U_{AB}$ ,  $U_{BC}$  и  $U_{CA}$ , а также осциллограммы сварочного тока на первичной обмотке сварочного трансформатора в процессе оплавления и осадки: а, в) при питании непосредственно от сети; б, г) при питании от источника



**Рис. 11.** Осциллограммы линейных напряжений и фазного тока в процессе оплавления: а) при питании непосредственно от трехфазной сети; б) при питании через преобразователь с входными реакторами ( $L_p = 150\mu\text{H}$ )

Качество электроэнергии оценивалось на установках типа ТКУС по трем основным показателям:

- отклонение напряжения от номинального значения;
- коэффициент обратной последовательности напряжения;
- размах колебаний (быстрые изменения) напряжения.

В связи с отсутствием специальных средств измерений коэффициент несинусоидальности напряжения не был рассчитан.

Отклонение напряжения (%) и коэффициент обратной последовательности напряжения (%) определяются по результатам замеров линейных напряжений  $U_{AB}$ ,  $U_{BC}$ ,  $U_{CA}$  по формулам:

$$V_1 = (U_{CP} - U_{ном}) / U_{ном} \times 100, \quad (15)$$

$$\varepsilon_2 = (U_{max} - U_{min}) / U_{ном} \times 60, \quad (16)$$

где  $U_{CP}$  — среднее значение линейных напряжений;  $U_{max}$ ,  $U_{min}$  — наибольшее и наименьшее значения из линейных напряжений, замеренных в рассматриваемый момент времени;  $U_{ном}$  — номинальное значение линейного напряжения,  $U_{ном} = 380 \text{ В}$ .

Размахи колебания напряжений определяются по записям процесса быстрых изменений напряжения по формуле:

$$\delta V_{np} = \frac{0,4}{\delta V_{CT}} \sqrt{\sum_{i=1}^k \frac{\delta V_i^2 N_i}{N_{\Sigma}}}, \quad (17)$$

где  $k$  — число группы колебаний с различными размахами;  $N_i$  — число колебаний с размахом  $\delta V_i$ ;  $N_{\Sigma}$  — суммарное число колебаний с различными размахами за время  $T$  (время сварки);  $\delta V_{CT}$  — допустимый размах, определяемый в соответствии с п. 2.4 ГОСТ 13109-97(67), для частоты повторения колебаний  $f_k = N_{\Sigma} / T$  ( $\delta V_{CT} = 1,5\%$ ).

Как показали расчеты, выполненные по приведенной методике, экономический эффект, получаемый за счет улучшения показателей качества электроэнергии при использовании тиристорно-конденсаторных преобразователей мощностью до 250 кВт, составляет примерно 15–20% на одну установку.

Экономический эффект при учете коэффициента несинусоидальности напряжения ( $k_{nc}$ ) был бы еще выше. На приведенных осциллограммах видно, что сетевые напряжения значительно искажаются при питании сварочной установки непосредственно от сети, что естественно ухудшает качество электроэнергии и приводит к дополнительным затратам.

### Выводы

1. Получен спектр относительных амплитуд гармоник фазного тока при разных частотах работы преобразователя, построенного

по структуре: трехфазная сеть – выпрямитель – модулятор – нагрузка.

2. Получена зависимость коэффициента искажения сетевого тока, позволяющая определять и оценивать влияние параметров сети и преобразователя на спектр сетевого тока, что очень важно при построении сетевых фильтров.
3. В среде MATLAB разработана универсальная программа Harmonics, позволяющая с требуемой точностью рассчитать гармоники сетевого тока для любых источников питания, построенных по схеме: сеть – выпрямитель-модулятор – нагрузка.
4. Для питания мощных сварочных установок разработан тиристорно-конденсаторный преобразователь с дозированной передачей энергии в нагрузку, позволяющий значительно снизить влияние этих установок на питающую сеть.

### Литература

1. Айзенштейн А. Г., Царенко А. И., Кравцов С. Ф. и др. Источники питания для установок ионного азотирования // Электротехника. 1985. № 10.
2. Булатов О. Г., Царенко В. А., Поляков В. Д. Тиристорно-конденсаторные источники питания для электротехнологии. М.: Энергоатомиздат., 1989.
3. Булатов О. Г., Петросян Н. Н., Шитов В. А. Тиристорно-конденсаторные ключевые преобразователи с уменьшенным влиянием на питающую сеть // Электричество. 1988. № 11.
4. А.с. № 1310972 (СССР) Преобразователь переменного напряжения в постоянный ток / О. Г. Булатов, Н. Н. Петросян, В. А. Шитов // Бюл. 1987. № 18.
5. А.с. № 1246292 (СССР) Преобразователь многофазного переменного напряжения в постоянный ток / О. Г. Булатов, Н. Н. Петросян, В. А. Шитов // Бюл. 1986. № 27.
6. Жежеленко И. В. Высшие гармоники в системах электроснабжения промпредприятий. М.: Энергоатомиздат. 1984.
7. Розанов Ю. К., Логинов А. А., Сухинин А. М. Анализ гармонического состава первичных токов в преобразователях со звеном повышенной частоты // Электротехническая промышленность. Сер. Преобразовательная техника. 1984. Вып. 1(159).
8. Жук А. К., Анисимов Я. Ф. Метод расчета электромагнитных процессов в системе питающая сеть – выпрямитель – широтно-импульсный преобразователь // Техническая электродинамика. 1984. № 6.
9. Ямада Нариро. Влияние высших гармоник токов полупроводниковых преобразователей на энергосистемы // Денки кейсан, 45, № 13.
10. Потемкин В. Г. Система инженерных научных работ MATLAB 5.x. М.: Диалог МИФИ, 1999.
11. Хайнеман Р. PSpice. Моделирование работы электронных схем / Пер. с нем. М.: ДМК Пресс., 2002. (Серия проектирование).