

## ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКА

УДК 621.314.228

### ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ И СОКРАЩЕНИЕ ВРЕМЕНИ РАСЧЕТА УСТАНОВИВШИХСЯ РЕЖИМОВ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ ПОВЫШЕННОЙ ЧАСТОТЫ

А. ТАНКОЙ<sup>1</sup>, Т.Е. ШАДРИКОВ<sup>1</sup>, А.В. ГУСЕНКОВ<sup>1</sup>, В.Д. ЛЕБЕДЕВ<sup>1</sup>, А.М. СОКОЛОВ<sup>2</sup>  
<sup>1</sup> ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина»,  
г. Иваново, Российская Федерация  
<sup>2</sup> ФГБОУВО «Ивановский государственный политехнический университет»,  
г. Иваново, Российская Федерация  
E-mail: Pr3d37@gmail.com

#### Авторское резюме

**Состояние вопроса.** В современных отечественных и зарубежных работах при моделировании систем переменного тока с несинусоидальной формой питающего напряжения предлагается использовать метод частотного анализа с применением преобразований Фурье. При использовании вышеуказанного метода для расчета установившихся режимов электротехнического комплекса повышенной частоты были выявлены расхождения расчетных и экспериментальных результатов, а также зафиксировано длительное время просчета модели. В целях решения этих проблем актуальной является задача получения обобщенных формульных выражений для величины внутреннего сопротивления IGBT-транзисторов и амплитуды воздействующей ЭДС (напряжения) в составе электротехнического комплекса повышенной частоты при использовании разложения Фурье.

**Материалы и методы.** Обобщенные выражения для определения внутреннего сопротивления IGBT-транзисторов получены путем анализа физических процессов диффузии зарядов. Амплитуды воздействующей ЭДС (напряжения) определены методом численного интегрирования.

**Результаты.** Сформированы упрощенные аналитические выражения, пригодные для определения частотной зависимости сопротивления IGBT-транзисторов в открытом состоянии в электротехнических устройствах. Выполнена оптимизация скорости расчета модели электротехнического комплекса повышенной частоты с применением частотного анализа.

**Выводы.** Полученные обобщенные аналитические выражения позволяют более точно производить вычисление величины внутреннего сопротивления транзистора (разница достигает 70 %). Оптимизация способа расчета в методике позволила сократить время расчета модели электротехнического комплекса повышенной частоты с  $N_k = 3000$  гармоник с 8 часов до 3 минут. Модернизированная методика может быть использована не только для расчета электротехнического комплекса повышенной частоты, но и для анализа любых электрических цепей с компонентами силовой электроники при воздействии непериодических несинусоидальных токов и напряжений.

**Ключевые слова:** методика расчета, частотный анализ, преобразователь напряжения, повышенная частота, сопротивление транзисторов, численное интегрирование, аналитическое выражение, ЭДС, разложение Фурье

## IMPROVING THE ACCURACY AND TIME OF CALCULATING STEADY-STATE MODES OF INCREASED FREQUENCY ELECTRICAL SYSTEMS

A. TANKOI<sup>1</sup>, T.E. SHADRIKOV<sup>1</sup>, A. GUSENKOV<sup>1</sup>, V. LEBEDEV<sup>1</sup>, A. SOKOLOV<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Ivanovo State Power Engineering University, Ivanovo, Russian Federation

<sup>2</sup> Ivanovo State Polytechnic University, Ivanovo, Russian Federation

E-mail: Pr3d37@gmail.com

### Abstract

**Background.** The authors of modern Russian and foreign works suggest using the method of frequency analysis with Fourier transforms for modeling alternating current systems with a non-sinusoidal supply voltage. By applying the above-mentioned method to calculating steady-state modes of increased frequency power electrical systems (IFPES), we have found that there are significant differences between the calculated and experimental results, and the model calculation time is long. These problems can be solved by obtaining generalized formula expressions for the internal resistance value of IGBT transistors and the amplitudes of the acting EMF (voltage) in the IFPES applying Fourier decomposition.

**Materials and methods.** The generalized expressions for determining the internal resistance of IGBT transistors were obtained by analyzing physical processes of charge diffusion. The amplitude of the acting EMF (voltage) was determined by numerical integration.

**Results.** Simplified analytical expressions suitable for determining the frequency dependence of the resistance of IGBT transistors in the open state in electrical devices have been obtained. The IFPES calculation rate model has been optimized by frequency analysis.

**Conclusions.** The obtained generalized analytical expressions allow making more accurate calculations of the transistor internal resistance value (with a difference of 70 % compared to the previously used value). By optimizing the calculation method we were able to reduce the model calculation from 8 hours to 3 minutes with  $N_k = 3000$  harmonics. The modernized method can be used not only for calculating the IFPES but also for analyzing any electrical circuits with power electronics components exposed to non-periodic and non-sinusoidal currents and voltages.

**Key words:** calculation method, frequency analysis, voltage transformer, increased frequency, resistance of transistors, numerical integration, analytical expression, EMF, Fourier decomposition

**DOI:** 10.17588/2072-2672.2019.3.022-031

**Введение.** Разработанная ранее методика электрического расчета установившегося режима электротехнических комплексов повышенной частоты (ЭТКПЧ) [1], позволяющая вычислять токи и напряжения в различных узлах схемы замещения комплекса, основанная на применении частотного анализа [2], в настоящее время может быть подвергнута доработкам в целях повышения достоверности расчета и значительного увеличения скорости вычислений. Объектами применения методики, например, могут выступать локальные ЭТКПЧ, предназначенные для организации электротепловой обработки (ЭТО) на промышленных предприятиях строительной отрасли. Такой вид электротепловой обработки обладает высокими энергетическими и технико-экономическими характеристиками и может быть успешно реализован на строительных предприятиях, выпускающих готовые ( типовые) железобетонные изделия.

Электрическая схема замещения такого комплекса показана на рис. 1, 2.

Выполненные ранее вычисления [1, 2] с использованием указанной выше методики давали завышенные значения высокочастотных составляющих токов и напряжений, особенно в режиме холостого хода ЭТКПЧ. Возможной причиной такого результата является недостаточно точное представление зависимости внутреннего сопротивления транзисторов от частоты гармоник разложения Фурье [4–8].

Другим недостатком методики [1] является большое время, необходимое на вычисление варианта схемы ЭТКПЧ, так как процесс расчета связан с многократным вычислением большого числа определенных интегралов численным методом из-за использования разложения Фурье с числом составляющих, достигающим 3000 и более [1].

С учетом перечисленных недостатков методика расчета установившихся режимов ЭТКПЧ должна быть модернизирована.

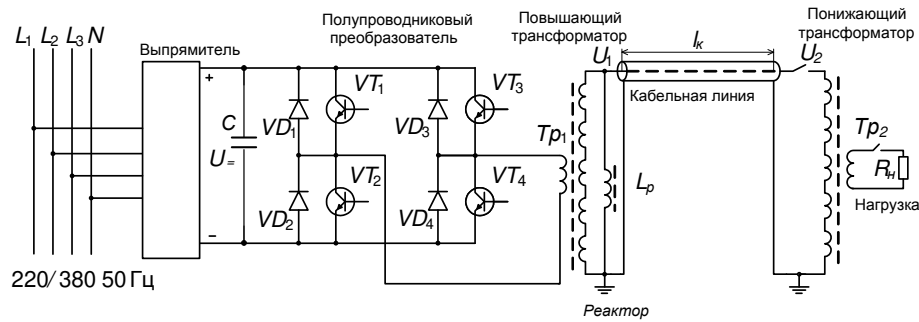


Рис. 1. Электрическая схема ЭТКПЧ:  $C$  – емкость на шинах постоянного тока для сглаживания пульсаций;  $VT_1$ - $VT_4$ ,  $VD_1$ - $VD_4$  – силовые транзисторы и диоды полупроводникового преобразователя соответственно;  $Tp_1$ ,  $Tp_2$  – повышающий и понижающий силовые трансформаторы соответственно;  $l_k$  – длина кабельной линии электропередачи;  $L_p$  – реактор

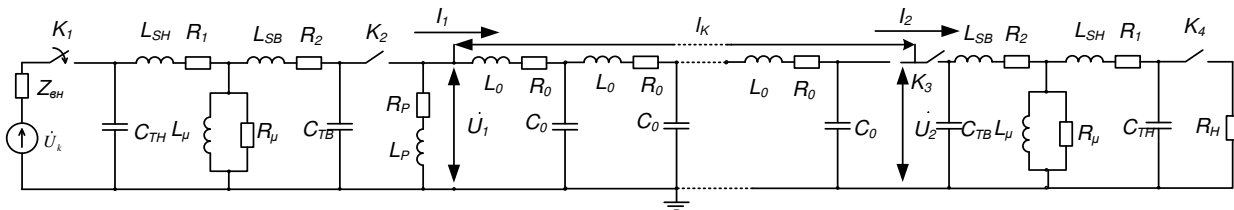


Рис. 2. Схема замещения ЭТКПЧ:  $U_k$  – источник напряжения  $k$ -й гармоники;  $Z_{вн}$  – внутренне сопротивление источника напряжения;  $C_{тн}$  и  $C_{тв}$  – емкость обмоток низкого и высокого напряжения силовых трансформаторов соответственно;  $L_{ш}$  и  $L_{св}$  – индуктивности рассеивания обмоток низшего и высокого напряжения силовых трансформаторов соответственно;  $R_1$  и  $R_2$  – активные сопротивления обмоток низкого и высокого напряжения силовых трансформаторов соответственно;  $R_\mu$  и  $L_\mu$  – активное сопротивление и индуктивность ветви намагничивания трансформатора;  $R_p$  – активное сопротивление реактора;  $L_p$  – индуктивность реактора;  $R_n$  – сопротивление (активное) нагрузки;  $l_k$  – длина высоковольтной кабельной линии, представленной в виде линии с распределенными параметрами;  $R_0$ ,  $L_0$ ,  $C_0$  – погонные параметры линии (активное сопротивление, индуктивность и емкость на единицу длины)

**Материалы и методы. Уточнение влияния внутреннего сопротивления транзистора в преобразователе напряжения. Против-ЭДС.** В [1, 4–8] показано, что, исходя из существующих представлений о диффузионном распространении неосновных носителей заряда от эмиттерного перехода к коллекторному при работе транзистора и явления запаздывания появления тока коллектора относительно тока эмиттера, может быть получена формула (1), описывающая зависимость внутреннего сопротивления транзистора от кратности гармоники:

$$Z_{внк} = \frac{Z_{вн0}}{|\alpha(\omega)|} = Z_{вн0} \sqrt{1 + \left(\frac{kf_1}{f_a}\right)^2}, \quad (1)$$

где  $Z_{вн0} = \frac{\Delta U_T}{I_{k0}}$  – внутреннее сопротивление

транзистора в открытом состоянии при постоянном напряжении;  $k = 1, 3, 5, \dots$  – кратность гармоники (в кривой ЭДС присутствуют только нечетные гармоники [1]);  $f_1$  – частота первой гармоники;  $f_a$  – пре-

дельная частота усиления (паспортное значение);  $|\alpha(\omega)|$  – модуль коэффициента передачи транзистора по току;  $\Delta U_T$  – падение напряжения на открытом транзисторе при постоянном токе  $I_{k0}$  (паспортные значения).

Формула (1) получена с использованием широко распространенного [3–8] способа вычисления коэффициента передачи транзистора по току  $\alpha(\omega)$ :

$$\alpha(\omega) = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_a}} = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_a}}, \quad (2)$$

где  $\alpha_0 \approx 1$  – коэффициент передачи по току на постоянном напряжении;  $f$  – произвольное значение частоты;  $\omega = 2\pi f$ ,  $\omega_a = 2\pi f_a$ .

Согласно (1), с увеличением кратности гармоники внутреннее сопротивление транзистора постоянно увеличивается. Существующая методика электрического расчета установившихся режимов работы ЭТКПЧ [1], в основе которой лежит применение формулы (1), согласно экспериментальным данным [1, 11], дает завышенные

значения высокочастотных составляющих токов и напряжений. Таким образом, рассмотренная зависимость  $Z_{внк}$  от кратности гармоники, по сравнению с тем влиянием, которое определяется соотношением (1), должна быть более выраженной.

Существует выражение [8], позволяющее более точно учесть влияние частоты на величину коэффициента передачи по току. Формулу (2) можно записать в показательной форме:

$$\alpha(\omega) = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2}} e^{j\beta}, \quad (3)$$

где  $\beta = \arctg \frac{\omega}{\omega_a}$  сдвиг (отставание) по фазе

тока коллектора от тока эмиттера вследствие относительно медленного процесса диффузионного распространения неосновных носителей от эмиттерного перехода к коллекторному.

Как показано в [5–7] на основе детального анализа процесса диффузии неосновных носителей в базовой области, угол сдвига по фазе при  $\omega = \omega_a$  должен составлять  $\beta = 60^\circ$ , однако из выражения (3) в этом случае ( $\omega/\omega_a=1$ ) этот угол имеет величину  $45^\circ$ , т.е. формулы (3) и (2) не совсем адекватно отражают фактическую зависимость коэффициента передачи по току от частоты.

Для устранения этого противоречия необходимо ввести поправочный коэффициент  $m$  безразмерного характера:

$$\alpha(\omega) = \frac{\alpha_0}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_a} m\right)}. \quad (4)$$

Тогда угол сдвига по фазе составит

$$\beta = \arctg \frac{\omega}{\omega_a} m. \quad (5)$$

Полагая в этой формуле  $\beta = 60^\circ$ , т.е.  $\beta = \pi/3$ , а также  $\omega = \omega_a$ , из соотношения (5) можно определить значение этого безразмерного коэффициента:

$$m = \tg \frac{\pi}{3} = 1,73. \quad (6)$$

Коэффициент передачи по току уже с поправочным коэффициентом может быть записан следующим образом:

$$|\alpha(\omega)| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_a} m\right)^2}} = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{kf_1}{f_a} m\right)^2}}. \quad (7)$$

Применяя совместно формулы (1) и (7), нетрудно получить формулу для определения уточненного значения внутреннего сопротивления транзистора в открытом состоянии:

$$Z_{внк} = Z_{вн0} \sqrt{1 + \left(\frac{kf_1}{f_a} m\right)^2}. \quad (8)$$

Если (8) в комплексной форме умножить на величину тока коллектора  $I_{к0}$ , то получится следующее выражение:

$$I_{к0} Z_{внк} = I_{к0} Z_{вн0} \left[ 1 + j \frac{kf_1}{f_a} + j \frac{kf_1}{f_a} (\omega - 1) \right] \quad (9)$$

или

$$\Delta U_T(\omega) = \Delta U_T \left( 1 + j \frac{kf_1}{f_a} \right) + E_{вн}(\omega), \quad (10)$$

где  $\Delta U_T(\omega)$  – падение напряжения на открытом транзисторе при произвольных значениях частоты напряжения и кратности гармоники;  $E_{вн}(\omega)$  – противо-ЭДС, отражающая скорректированное значение внутреннего сопротивления (8):

$$E_{вн}(\omega) = j I_{к0} \cdot Z_{вн0} \frac{kf_1}{f_a} = j \Delta U_T \frac{kf_1}{f_a}. \quad (11)$$

Выражения (8) и (10) позволяют предложить новый вариант схемы замещения транзисторного преобразователя напряжения, представленный на рис. 3, в том случае, если для определения внутреннего сопротивления используется выражение (1).

Если  $Z_{внк}$  определяются с помощью формулы (8), то противо-ЭДС  $E_{вн}(\omega)$  необходимо исключить из схемы замещения транзисторного мостового преобразователя напряжения.

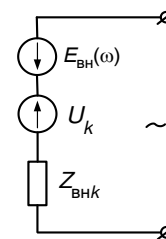


Рис. 3. Схема замещения транзисторного преобразователя напряжения с использованием противо-ЭДС

Для сравнения результатов расчета по формулам (1) и (8) целесообразно выразить величину внутреннего сопротивления в относительных значениях:

$$Z_{внк}^* = \frac{Z_{вк}}{Z_{вн0}} = \sqrt{1 + \left(\frac{kf_1}{f_a} m\right)^2}, \quad (12)$$

где  $m = 1$  – для прежней методики расчета с использованием соотношения (1);  $m = 1,73$  – для нового способа определения (8) величины внутреннего сопротивления.

На рис. 4 представлены зависимости, полученные с использованием соотношений (1) и (12).

Анализ полученных зависимостей (рис. 4) показывает, что применение соотношения (8) дает значения величины внутреннего сопротивления на 70 % выше, чем с использованием ранее рассмотренной методики (1).

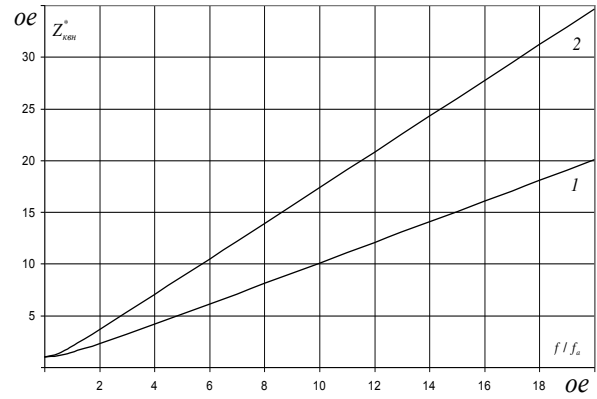


Рис. 4. Зависимости величины внутреннего сопротивления транзисторного преобразователя от отношения  $f/f_a = kf_1/f_a$ : 1 –  $m = 1$ ; 2 –  $m = 1,73$

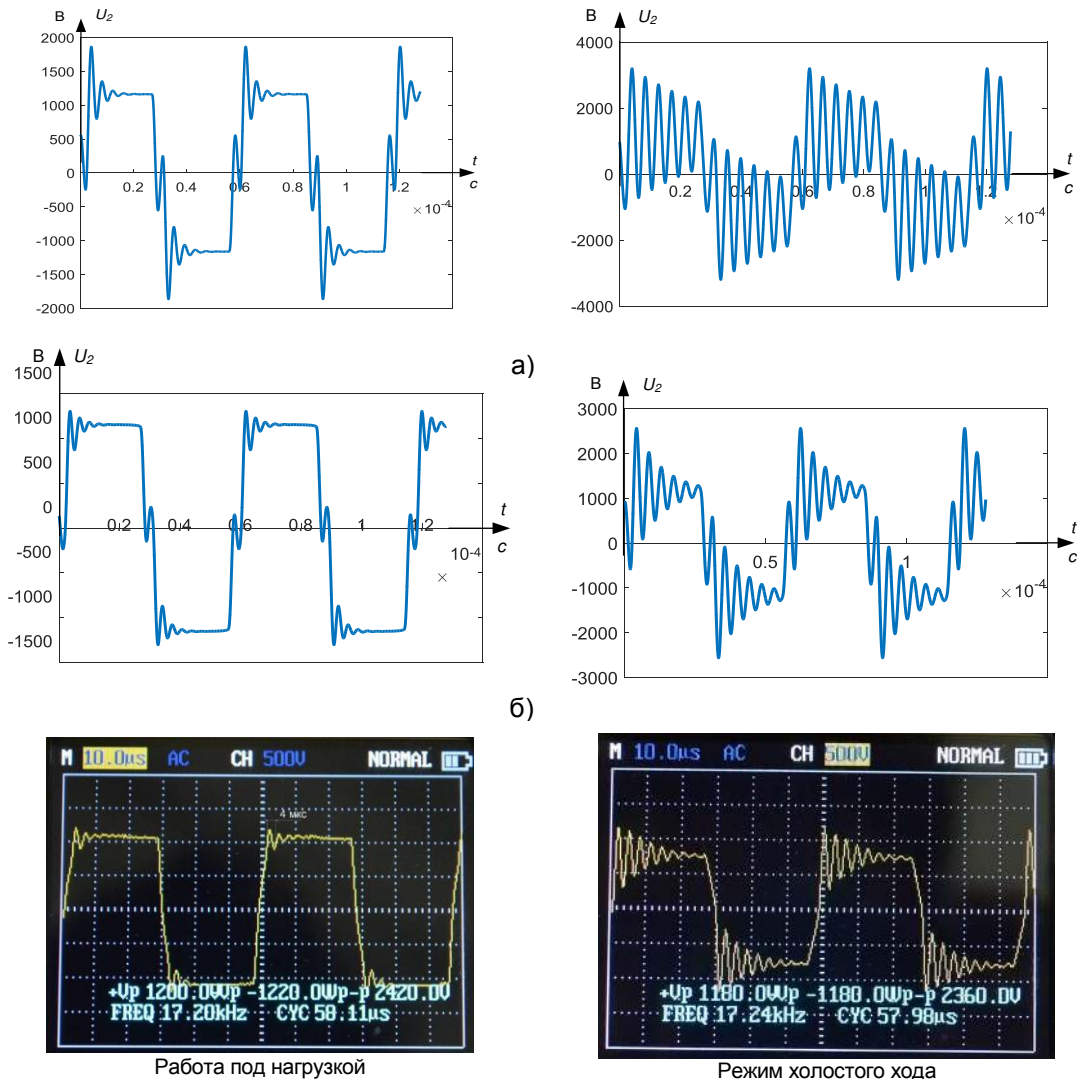


Рис. 5. Расчетные (а, б) и экспериментальные осциллограммы (в) напряжения на высоковольтной кабельной линии: а – при использовании в расчетах ранее предложенной формулы (1); б – при использовании формулы (8)

Для оценки результатов применения уточненной методики был выполнен расчет установившегося режима ЭТКПЧ. На рис. 5 представлены расчетные осциллограммы напряжения высоковольтной кабельной линии в режиме ХХ и под нагрузкой для макета ЭТКПЧ, описанного в [9, 10]. Эти осциллограммы наглядно демонстрируют тот факт, что при использовании нового способа определения  $Z_{внк}$  обеспечивается лучшее согласование результатов расчета и опыта. Применение в расчетах ранее предложенной формулы приводит к явно завышенным значениям амплитуды высокочастотных колебаний, т.е. величины внутренних перенапряжений. Это приводит, в свою очередь, к излишним запасам электрической прочности изоляции элементов ЭТКПЧ (высоковольтных силовых трансформаторов [10] и кабельной линии [9]).

**Совершенствование методики расчета параметров гармоник при разложении кривой ЭДС в ряд Фурье в целях ускорения вычислений.** Другой задачей совершенствования методики электрического расчета установившихся режимов работы ЭТКПЧ является ускорение вычислений. Для ее решения следует обратить внимание на процесс определения параметров гармоник при разложении кривой ЭДС в ряд Фурье. Как показано в [1], наилучшим вариантом представления реальной осциллограммы ЭДС является стилизованная кривая ЭДС, показанная на рис. 5. Согласно [1, 11–15], амплитуда гармоник при разложения исходного сигнала (рис. 6) в ряд Фурье определяется посредством его интегрирования в течение одного периода колебаний  $0 \div T$  с использованием формулы

$$U_k = \frac{2}{T} \int_0^T U(t) \cdot \sin(k\omega_1 t) dt = \tag{13}$$

$$= 2U_m f_1 (I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + I_5 + I_6 + I_7 + I_8 + I_9),$$

где  $U(t)$  – аналитическое описание исходного сигнала.

При выполнении интегрирования (13) кривую ЭДС можно рассматривать как функцию, имеющую точки разрыва. В этом случае интеграл от такой функции определяется как сумма интегралов в пределах тех участков, где она остается непрерывной и может быть описана аналитически [14]. Как показано на рис. 6, в рассматриваемом случае можно выделить 9 таких участков.

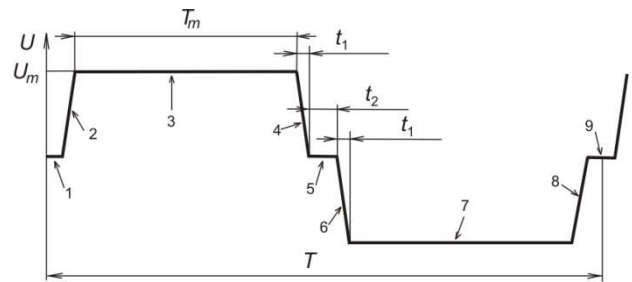


Рис. 6. Стилизованная осциллограмма и параметры ЭДС транзисторного преобразователя напряжения  $U(t)$  «трапеция с паузой»:  $T_m = (T - 2\tau)$  – длительность амплитудного значения при  $\tau = 2t_1 + t_2$ ;  $U_m$  – амплитудное значение ЭДС

Таким образом, интеграл за один период изменения ЭДС во времени необходимо представить, как сумму 9 слагаемых  $I_1 \div I_9$  (13), каждое из которых соответствует одному из участков, отмеченных на рис. 6, полагая, что в течение паузы (участки 1, 5, 9) ЭДС  $U(t) = 0$ , на участках 3 и 7 –  $U(t) = U_m$  и  $U(t) = -U_m$ , а на участках 2, 4, 6, 8 имеет место изменение напряжения по линейному закону. Были составлены выражения для вычисления интегралов формулы (13) на каждом участке:

$$I_1 = 0 \cdot \int_0^{\frac{t_2}{2}} \sin(2\pi(2k-1)f_1 t) dt = 0;$$

$$I_2 = \int_{\frac{t_2}{2}}^{\frac{t_2}{2}+t_1} \left( \frac{t - \frac{t_2}{2}}{t_1} \right) \sin(2\pi(2k-1)f_1 t) dt;$$

$$I_3 = \int_{\frac{t_2}{2}+t_1}^{\frac{t_2}{2}+t_1+t_m} \sin(2\pi(2k-1)f_1 t) dt; \tag{14}$$

$$I_4 = \int_{\frac{t_2}{2}+t_1+t_m}^{\frac{t_2}{2}+2t_1+t_m} \left( \frac{1 - \left( t - \left( t_1 + \frac{t_2}{2} + t_m \right) \right)}{t_1} \right) \sin(2\pi(2k-1)f_1 t) dt;$$

$$I_5 = 0 \cdot \int_{\frac{t_2}{2}+2t_1+t_m}^{\frac{3t_2}{2}+2t_1+t_m} \sin(2\pi(2k-1)f_1 t) dt = 0;$$

$$I_6 = \int_{\frac{3t_2}{2}+2t_1+t_m}^{\frac{3t_2}{2}+3t_1+t_m} \left( -1 \cdot \frac{t - \left( 2t_1 + \frac{3t_2}{2} + t_m \right)}{t_1} \right) \sin(2\pi(2k-1)f_1 t) dt;$$

$$I_7 = \int_{\frac{3t_2}{2}+3t_1+t_m}^{\frac{3t_2}{2}+3t_1+2t_m} (-1)\sin(2\pi(2k-1)f_1t)dt;$$

$$I_8 = \int_{\frac{3t_2}{2}+3t_1+t_m}^{\frac{3t_2}{2}+4t_1+2t_m} \left( \frac{t-3t_1-\frac{3t_2}{2}-2t_m}{t_1} - 1 \right) \sin(2\pi(2k-1)f_1t)dt;$$

$$I_9 = 0 \cdot \int_{\frac{3t_2}{2}+4t_1+2t_m}^{t_2+4t_1+2t_m} \sin(2\pi(2k-1)f_1t)dt = 0.$$

Согласно (14),

$$I_1 = I_5 = I_9 = 0, \quad (15)$$

что упрощает использование соотношения (13). Для вычисления определенных интегралов  $I_3$  и  $I_7$  можно применить известную формулу [10]:

$$\int_{t_1}^{t_2} a \cdot \sin(bt)dt =$$

$$= \int_{t_1}^{t_2} -a \frac{\cos(bt)}{b} = \frac{a}{b} [\cos(bt_1) - \cos(bt_2)]. \quad (16)$$

Интегралы  $I_4$ ,  $I_6$ ,  $I_8$  можно свести к следующему виду:

$$I_4 = \frac{2 \left( t_1 + \frac{t_2}{2} + t_m + 1 \right) \sin \left( \frac{(2\pi(2k-1)f_1) \left( \frac{t_2}{2} + t_1 + T_m \right)}{2} \right)^2}{(2\pi(2k-1)f_1)(-t_1)} -$$

$$\frac{\sin \left( (2\pi(2k-1)f_1) t_1 \right) + (2\pi(2k-1)f_1) \left( \frac{t_2}{2} + t_1 + T_m \right) \left[ 2 \cdot \sin \left( \frac{(2\pi(2k-1)f_1) \left( \frac{t_2}{2} + t_1 + T_m \right)}{2} \right)^2 - 1 \right]}{(2\pi(2k-1)f_1)^2 (-t_1)} +$$

$$+ \frac{\sin \left( (2\pi(2k-1)f_1) \left( \frac{t_2}{2} + 2t_1 + T_m \right) \right) + (2\pi(2k-1)f_1) \left( \frac{t_2}{2} + 2t_1 + T_m \right) \left[ 2 \cdot \sin \left( \frac{(2\pi(2k-1)f_1) \left( \frac{t_2}{2} + 2t_1 + T_m \right)}{2} \right)^2 - 1 \right]}{(2\pi(2k-1)f_1)^2 (-t_1)}.$$

Полученные выражения вида (18)–(19) позволяют при определении амплитуды гармоник ЭДС с помощью формулы (13) полностью отказаться от процедуры численного интегрирования.

$$\int_{t_1}^{t_2} (t-a) \frac{\sin(bt)}{c} dt = \frac{2a \cdot \sin \left( \frac{bt_1}{2} \right)^2}{bc} -$$

$$- \frac{\sin(bt_1) + bt_1 \left( 2 \cdot \sin \left( \frac{bt_1}{2} \right)^2 - 1 \right)}{b^2 c} +$$

$$+ \frac{\sin(bt_2) + bt_2 \left( 2 \cdot \sin \left( \frac{bt_2}{2} \right)^2 - 1 \right)}{b^2 c}. \quad (17)$$

С учетом (16) и (17) выражение (14) может быть вычислено без процедуры численного интегрирования лишь с использованием аналитических выражений.

Например, интеграл  $I_3$  может быть представлен следующим аналитическим выражением:

$$I_3 = \frac{1}{(2\pi(2k-1)f)} \left[ \frac{\cos \left( (2\pi(2k-1)f) \left( \frac{t_2}{2} + t_1 \right) \right) -}{-\cos \left( (2\pi(2k-1)f) \left( \frac{t_2}{2} + t_1 + T_m \right) \right)} \right]. \quad (18)$$

Интеграл  $I_4$  может быть выражен формулой

**Результаты.** Несмотря на то, что полученное аналитическое выражение представляет собой набор достаточно громоздких формул (18), их применение в расчетных программах вместо использо-

вания численного интегрирования привело к многократному снижению времени вычисления (рис. 7). В качестве тестовой системы использован ПК на базе Intel® Core i3-4005U @ 1.70 GHz с поддержкой Hyper Threading, 8ГБ ОЗУ.

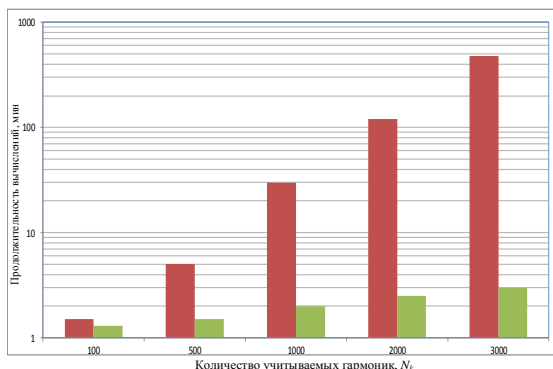


Рис. 7 Длительность вычисления характеристик установившегося режима работы ЭТКПЧ в зависимости от количества учитываемых гармоник: светлый цвет – использование аналитических выражений; темный цвет – использование численного интегрирования

Согласно полученным данным (рис. 7), с увеличением числа гармоник разложения  $N_k$  различие в длительности вычислений разными способами быстро нарастает. Причем если при числе гармоник  $N_k = 100$  длительность вычислений оказывается почти одинаковой и не превышает 2 мин, то при использовании рекомендуемого значения  $N_k = 3000$  [1] длительность вычислений по аналитическим выражениям не превышает 3 мин, а при численном интегрировании достигает 8 часов.

**Выводы.** Полученное уточненное выражение для определения величины внутреннего сопротивления полностью открытого транзистора в зависимости от частоты гармоник разложения кривой ЭДС транзисторного преобразователя напряжения обязательно при выполнении электрического расчета установившихся режимов работы ЭТКПЧ с источником питания на основе транзисторного преобразователя напряжения.

Полученное аналитическое выражение для вычисления интеграла разложения Фурье при определении амплитуды гармоник, входящих в состав кривой ЭДС «трапеция с паузой» преобразователя, позволяет снизить временные затраты на вычисление.

Таким образом, методика электрического расчета установившихся режимов

работы ЭТКПЧ усовершенствована посредством перехода на вычисление аналитических выражений вместо процедуры многократного численного интегрирования, что позволяет значительно уменьшить затраты времени на выполнение расчетов.

Целесообразно дальнейшее развитие и совершенствование методики расчета установившихся режимов ЭТКПЧ, например, в целях учета нелинейных характеристик некоторых элементов схемы замещения ЭТКПЧ.

### Список литературы

1. **Особенности** применения частотного анализа при расчете электрических цепей с транзисторными преобразователями напряжения / А.В. Гусенков, В.Д. Лебедев, А.М. Соколов и др. // *Электричество*. – 2016. – № 1. – С. 4–12.
2. **Осипов Ю.М.** Частотный и временной анализ стационарных и переходных характеристик линейных электрических цепей: учеб. пособие по курсам электротехники и ТОЭ. Ч. 2. – СПб.: СПбГИТМО (ТУ), 2002. – 99 с.
3. **Розанов Ю.К.** Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 184 с.
4. **Гуртов В.А.** Твердотельная электроника: учеб. пособие / ПетрГУ. – Петрозаводск, 2004. – 312 с.
5. **Розанов Ю.К.** Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 296 с.
6. **Comparative analysis of static characteristics of insulated gate bipolar transistors and thyristors with static induction** / O.I. Bonomorskii, A.S. Kyuregyan, A.V. Gorbatyuk, B.V. Ivanov // *Russian Electrical Engineering*. – 2015. – Т. 86, № 2. – С. 93–97.
7. **Моделирование** статических и динамических потерь в MOSFET-ключах / В.П. Бабенко, В.К. Битюков, В.В. Кузнецов, Д.С. Симачков // *Российский технологический журнал*. – 2018. – Т. 6, № 1 (21). – С. 20–39.
8. **О возможности** и целесообразности физического моделирования электропередачи с нетрадиционными параметрами используемых токов и напряжений / А.В. Гусенков, В.Д. Лебедев, А.М. Соколов, Т.Е. Шадриков // *Энергетик*. – 2015. – № 4. – С. 29–32.
9. **Выбор** рабочего напряжения высоковольтной кабельной электропередачи повышенной частоты / А.В. Гусенков, В.Д. Лебедев, Т.Е. Шадриков, А.М. Соколов // *Электротехника*. – 2016. – № 10. – С. 50–56.
10. **Методика** определения емкостных и индуктивных параметров силовых высоковольтных трансформаторов повышенной частоты / Т.Е. Шадриков, А.В. Гусенков, А.А. Дьячков,



А.А. Симакова // Вестник ИГЭУ. – 2016. – Вып. 1. – С. 27–33.

11. **Спектральный** анализ электродвижущей силы электроустановки повышенной частоты / А.В. Гусенков, В.Д. Лебедев, А.М. Соколов и др. // Электричество. – 2018. – № 2. – С. 17–26.

12. **Стариков А.В., Кузнецов В.В., Рокало Д.Ю.** Анализ гармонического состава трапецеидального фазного напряжения, формируемого частотным преобразователем // Вестник Самарского государственного технического университета. Сер.: Технические науки. – 2017. – № 3(55). – С. 75–79.

13. **Садиков Д.Г., Титов В.Г.** Анализ гармонического состава тока и напряжения, потребляемого преобразователями частоты // Вестник Чувашского университета. – 2015. – № 1. – С. 116–121.

14. **Зырянов В.М., Митрофанов Н.А., Соколовский Ю.Б.** Исследование гармонического состава напряжения преобразователя частоты // Электрооборудование: эксплуатация и ремонт. – 2016. – № 9. – С. 34–40.

15. **Gerard Hurley, William & Gath, Eugene & Breslin, John.** (2000). Optimizing the AC resistance of multilayer transformer windings with arbitrary current waveforms // Power Electronics, IEEE Transactions on. 15. 369–376. doi: 10.1109/63.838110.

## References

1. Gusenkov, A.V., Lebedev, V.D., Sokolov, A.M., Shadrikov, T.E., Strahov, A.S. Osobennosti primeneniya chastotnogo analiza pri raschete elektricheskikh tsepey s tranzistornymi preobrazovatelyami napryazheniya [Frequency analysis in the calculation of electrical circuits with transistor voltage converters]. *Elektrichestvo*, 2016, no. 1, pp. 4–12.

2. Osipov, Yu.M. *Chastotnyy i vremennyy analiz statsionarnykh i perekhodnykh kharakteristik lineynykh elektricheskikh tsepey. Ch. 2* [Frequency and time analysis of stationary and transient characteristics of linear electric circuits: a study guide for Electrical Engineering and Theory of Electrical Engineering. Part 2]. Saint-Petersburg: SPbGITMO (TU), 2002. 99 p.

3. Rozanov, Yu.K. *Poluprovodnikovyye preobrazovateli so zvenom povyshennoy chastoty* [Semiconductor converters with an increased frequency unit]. Moscow: Energoatomizdat, 1987. 184 p.

4. Gurtov, V.A. *Tverdotel'naya elektronika* [Solid state electronics]. Petrozavodsk, 2004. 312 p.

5. Rozanov, Yu.K. *Osnovy silovoy elektroniki* [Power Electronics Basics]. Moscow: Energoatomizdat, 1992. 296 p.

6. Bonomorskii, O.I., Kyuregyan, A.S., Gorbatyuk, A.V., Ivanov, B.V. Comparative analysis of

static characteristics of insulated gate bipolar transistors and thyristors with static induction. *Russian Electrical Engineering*, 2015, vol. 86, no. 2, pp. 93–97.

7. Babenko, V.P., Bityukov, V.K., Kuznetsov, V.V., Simachkov, D.S. Modelirovaniye staticheskikh i dinamicheskikh poter' v MOSFET-klyuchakh [Simulation of static and dynamic losses in MOSFET transistors]. *Rossiyskiy tekhnologicheskyy zhurnal*, 2018, vol. 6, no. 1(21), pp. 20–39.

8. Gusenkov, A.V., Lebedev, V.D., Sokolov, A.M., Shadrikov, T.E. O vozmozhnosti i tselesoobraznosti fizicheskogo modelirovaniya elektroperedachi s netraditsionnymi parametrami ispol'zuemykh tokov i napryazheniy [On possibility and feasibility of physical modeling of power transmission with non-traditional parameters of currents and voltages]. *Energetik*, 2015, no. 4, pp. 29–32.

9. Gusenkov, A.V., Lebedev, V.D., Shadrikov, T.E., Sokolov, A.M. Vybora rabocheho napryazheniya vysokovol'tnoy kabel'noy elektroperedachi povyshennoy chastoty [Selection of operating voltage of high-voltage cable increased-frequency power transmission]. *Elektrotekhnika*, 2016, no. 10, pp. 50–56.

10. Shadrikov, T.E., Gusenkov, A.V., D'yachkov, A.A., Simakova, A.A. Metodika opredeleniya emkostnykh i induktivnykh parametrov silovykh vysokovol'tnykh transformatorov povyshennoy chastoty [Method of determining capacitance and inductance parameters of increased frequency high-voltage power transformers]. *Vestnik IGEU*, 2016, issue 1, pp. 27–33.

11. Gusenkov, A.V., Lebedev, V.D., Sokolov, A.M., Shadrikov, T.E., Abel', Tankoj. Spektral'nyy analiz elektrodvishushchey sily elektroustanovki povyshennoy chastoty [Spectral analysis of electromotive force of an increased frequency electrical installation]. *Elektrichestvo*, 2018, no. 2, pp. 17–26.

12. Starikov, A.V., Kuznetsov, V.V., Rokalo, D.Yu. Analiz garmonicheskogo sostava trapetseidalnogo faznogo napryazheniya, formiruемого частотным преобразователем [Analysis of harmonic composition of the trapezoidal phase voltage generated by a frequency converter]. *Vestnik Samarskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. Seriya: Tekhnicheskie nauki*, 2017, no. 3(55), pp. 75–79.

13. Sadikov, D.G., Titov, V.G. Analiz garmonicheskogo sostava toka i napryazheniya, potrebyaemogo preobrazovatelyami chastoty [Analysis of harmonic composition of current and voltage consumed by frequency converters]. *Vestnik Chuvashskogo universiteta*, 2015, no. 1, pp. 116–121.

14. Zyryanov, V.M., Mitrofanov, N.A., Sokolovskiy, Yu.B. Issledovanie garmonicheskogo sostava napryazheniya preobrazovatelya chastoty [A study of harmonic composition of a frequency converter voltage]. *Elektrooborudovanie: ekspluatatsiya i remont*, 2016, no. 9, pp. 34–40.

15. Gerard Hurley, William & Gath, Eugene & Breslin, John. (2000). Optimizing the AC resistance of multilayer transformer windings with

arbitrary current waveforms. Power Electronics, IEEE Transactions on. 15. 369–376. 10.1109/63.838110.

---

*Гусенков Алексей Васильевич,*

ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», кандидат технических наук, доцент, проректор по учебной работе, телефон (4932) 38-57-17, e-mail: avgus@ispu.ru

*Gusenkov Aleksei Vasilyevich,*

Ivanovo State Power Engineering University, Candidate of Engineering Sciences (PhD), Associate Professor, Vice-Rector for Academics, telephone (4932) 38-57-17, e-mail: avgus@ispu.ru

*Лебедев Владимир Дмитриевич,*

ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», кандидат технических наук, доцент, зав. кафедрой автоматического управления электроэнергетическими системами, телефон (4932) 26-99-04, e-mail: vd\_lebedev@mail.ru

*Lebedev Vladimir Dmitrievich,*

Ivanovo State Power Engineering University, Candidate of Engineering Sciences (PhD), Associate Professor, Head of the Department of Electric Power Systems Automatic Control, telephone (4932) 26-99-04, e-mail: vd\_lebedev@mail.ru

*Шадриков Тимофей Евгеньевич,*

ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», кандидат технических наук, доцент кафедры высоковольтной электроэнергетики, электротехники и электрофизики, телефон (4932) 26-97-23, e-mail: timofeyshadrikov@gmail.com

*Shadrikov Timofei Yevgenyevich,*

Ivanovo State Power Engineering University, Candidate of Engineering Sciences (PhD), Associate Professor of the Department of High Voltage Power Engineering, Electrical Engineering and Electrophysics, telephone (4932) 26-97-23, e-mail: timofeyshadrikov@gmail.com

*Танкой Абель,*

ФГБОУВО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», соискатель, телефон (4932) 26-97-23.

*Tankoi Abel,*

Ivanovo State Power Engineering University, External post-graduate student, telephone (4932) 26-97-23.

*Соколов Александр Михайлович,*

ФГБОУВО «Ивановский государственный политехнический университет», доктор технических наук, доцент, телефон (4932) 26-99-04, e-mail: alex2010fn@yandex.ru

*Sokolov Aleksandr Mikhailovich,*

Ivanovo State Polytechnic University, Doctor of Engineering Sciences (Post-doctoral degree), Associate Professor, telephone (4932) 26-99-04, e-mail: alex2010fn@yandex.ru