

Продолжение. Начало в №3'2009

# Электроэнергетическая и электромагнитная совместимость

## ВТОРИЧНЫХ ИСТОЧНИКОВ ИМПУЛЬСНОГО ПИТАНИЯ С АВТОНОМНЫМИ СИСТЕМАМИ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Часть V. Моделирование индуктивно-емкостных преобразователей (ИЕП) с выпрямительно-емкостной нагрузкой в составе однокаскадных и двухкаскадных ВИИП

Статья продолжает цикл работ, посвященных сохранению качества электроэнергии питающей сети и допустимого уровня генерируемых электромагнитных помех при работе вторичных источников импульсного питания (ВИИП) с емкостным накопителем в составе автономных систем электроснабжения (АСЭС), в частности транспортных. Рассматривается моделирование индуктивно-емкостных преобразователей (ИЕП), а также ВИИП с промежуточным емкостным накопителем и предвключенным ИЕП.

Широкое распространение в устройствах для зарядки накопительного конденсатора от источника переменного тока получили индуктивно-емкостные преобразователи источника напряжения в источник неизменного зарядного тока, выполненные, как правило, по схемам Бушера и Штейнметца [58–60]. Это вызвано простотой, надежностью схемы и возможностью получения высоких энергетических показателей ИЕП. Особенностью работы ИЕП в этих устройствах является широкий спектр гармоник токов и напряжений, определяемый циклической зарядкой накопительного конденсатора и коммутациями вентилей выпрямителя. Расчет схем ИЕП с выпрямительно-емкостной нагрузкой в литературе практически отсутствует. В данной статье предпринята попытка восполнить этот пробел. Особый акцент делается на исследовании «макропереходных» процессов со стабилизацией тока и на расчете входного коэффициента мощности для основной гармонической составляющей.

Станислав Резников, д. т. н.  
Владимир Бочаров, к. т. н.  
Сергей Коняхин, к. т. н.  
Николай Гуренков

### Моделирование по уравнению статической внешней характеристики ИЕП для симметричной активной нагрузки

Эквивалентная схема ИЕП, имеющего нулевой провод, приведена на рис. 1.

Введя комплексные обозначения

$$\begin{aligned} \dot{U}_a &= U; & \dot{U}_b &= U \times a; & \dot{U}_c &= U \times a^2; \\ \dot{E}_a &= E; & \dot{E}_b &= E \times a; & \dot{E}_c &= E \times a^2; \\ \dot{E}_{M1} &= \dot{I}_2 \times j x_M a^2; & \dot{E}_{M2} &= \dot{I}_1 \times j x_M a; \\ a &= e^{j\frac{2\pi}{3}} = \frac{-1 + j\sqrt{3}}{2}, \end{aligned} \quad (1)$$

исходные уравнения для одной фазы запишем в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} (x_1 + x_k) \dot{I}_1 + (x_k + x_M a^2) \dot{I}_2 &= -jU; \\ (x_k + x_M a) \dot{I}_1 + (x_2 - x_k) \dot{I}_2 &= jE = jR_n \dot{I}_2 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

откуда получаем уравнение внешней характеристики в комплексной форме:

$$\begin{aligned} \dot{I}_2 [x_1 x_2 - x_k (x_1 + x_2) - x_M (x_k + x_M)] &= \\ = j(x_1 - x_k) \dot{E} - \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} x_M - \left( x_k - \frac{x_M}{2} \right) j \right] U. \end{aligned}$$

С учетом  $\dot{E} = R_n \dot{I}_2$ , т. е. условия синфазности  $\dot{I}_2$  и  $\dot{E}$ , получаем уравнение внешней характеристики ИЕП для амплитуд:

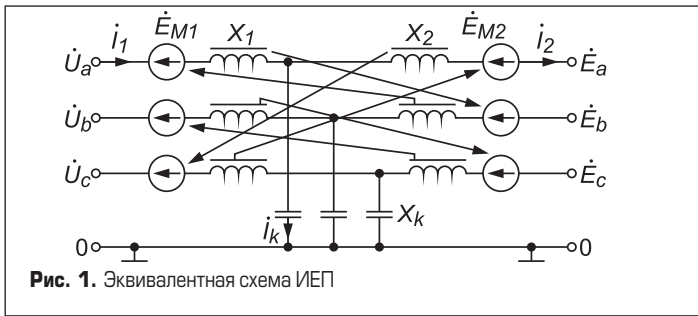


Рис. 1. Эквивалентная схема ИЕП

$$[x_1 x_2 - x_k(x_1 + x_2) - x_M(x_k + x_M)]^2 I_2^2 + (x_1 - x_k)^2 E^2 = (x_M^2 + x_k^2 - x_k x_M) u^2. \quad (3)$$

Уравнение (3), дополненное уравнением выпрямительно-емкостной нагрузки

$$pE = \frac{k_i x_{сн}}{k_u} \times [I_2 - I(t)], \quad (4)$$

составляет модель выпрямительной нагрузки с предвключенным ИЕП.

Моделирование по уравнению внешней характеристики не учитывает инерционности ИЕП в переходном процессе. Поэтому его применение ограничивается либо системами с относительно длительным процессом зарядки конденсатора, либо системами с относительно малым изменением напряжения на буферном конденсаторе. Однако, несмотря на приближенность математического описания, указанный метод является весьма полезным при предварительном ориентировочном расчете параметров ИЕП, обеспечивающих выполнение заданных условий при минимальной его массе.

### Моделирование ВИИП с промежуточным емкостным накопителем и предвключенным ИЕП переменного тока

При питании ВИИП от первичного источника переменного тока стабильной частоты, допускающего некоторую модуляцию активной составляющей потребляемой мощности при сохранении постоянства полной потребляемой мощности, рациональной структурой построения ВИИП является следующая (рис. 2): индуктивно-емкостный преобразователь (ИЕП) переменного тока, выпрямитель (В), промежуточный накопитель (С<sub>п.н.</sub>), инвертор (И), повышающий трансформатор (Тр), высоковольтный выпрямитель (В<sub>2</sub>), накопительный конденсатор (С<sub>н.</sub>).

В указанной схеме ИЕП ограничивает ток и частично загружает питающую сеть реактивной мощностью при снижении активной потребляемой мощности. Заметим, что обычные (резонансные) соотношения параметров ИЕП, используемых в качестве источников тока, не являются оптимальными для ВИИП ни с точки зрения КПД (из-за наличия излишнего реактивного тока), ни с точки зрения воздействия ВИИП на сеть ограниченной мощности, ни с точки зрения повышения cosφ.

Для вывода оптимальных соотношений параметров ИЕП и С<sub>п.н.</sub> воспользуемся эквивалентной расчетной схемой, представленной на рис. 3 и содержащей ИЕП по Т-образной схеме Бушера (L<sub>1</sub>, L<sub>2</sub>, C), выпрямитель с коэффициентами преобразования по току k<sub>i</sub> = i<sub>в</sub>/(I√2) и напряжению k<sub>u</sub> = U<sub>п.н.</sub>/(U√2), промежуточный накопитель емкостью С<sub>п.н.</sub> и эквивалентный потребитель тока нагрузки [i<sub>н</sub>(t)], регулируемый по периодическому закону.

Вывод основывается на представлении выпрямительно-активно-емкостной нагрузки ИЕП эквивалентным нелинейным активным сопро-

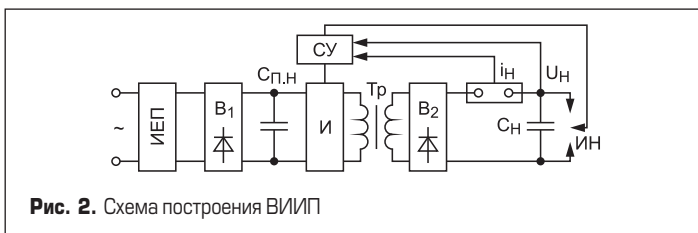


Рис. 2. Схема построения ВИИП

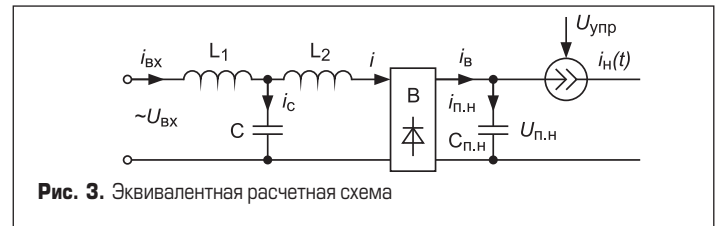


Рис. 3. Эквивалентная расчетная схема

тивлением  $R = U/I$ , где  $U$  и  $I$  — амплитуды основных гармоник напряжения и тока на входе выпрямителя. Справедливость такой замены показана ранее.

С точки зрения постоянства потребляемой мощности, при максимуме  $\cos\phi_{вх}$  оптимальное соотношение параметров будет таким, при котором эквивалентное сопротивление  $R$  колеблется вблизи среднего значения  $R'$ , удовлетворяющего системе:

$$\left. \begin{aligned} |Z_{вх}| &= \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = \text{const при } R - \text{var}; \\ I_m Z_{вх} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Раскрыв уравнение (5) по эквивалентной схеме (рис. 3), получаем систему:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial R} \left[ \frac{(x_1 x_c - x_1 x_2 + x_2 x_c)^2 + R^2 (x_c - x_1)^2}{R^2 + (x_c - x_2)^2} \right] &= 0; \\ (x_c - x_2)(x_1 x_c - x_1 x_2 + x_2 x_c) - R'^2 (x_c - x_1) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

откуда выводятся соотношения:

$$\left. \begin{aligned} x_c &= x_1 + x_2 \pm \sqrt{x_1^2 + x_2^2}; \\ \frac{U}{I} = R' &= \sqrt{\frac{x_c - x_2}{x_c - x_1} (x_1 x_c - x_1 x_2 + x_2 x_c)}. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

При выполнении (7)

$$\dot{Z}_{вх} = |Z_{вх}| = \frac{R' x_c^2}{R'^2 + (x_c - x_2)^2}.$$

В частности, для ИЕП по Г-образной схеме Бушера с предвключенной индуктивностью соответствующие соотношения принимают вид:

$$x_c = 2x_L = R', \quad Z_{вх} = \frac{R' x_c^2}{R'^2 + x_c^2} = \frac{x_c}{2}.$$

Приблизительное постоянство величины  $R = R'$  подразумевает приблизительное постоянство напряжения на промежуточном накопителе. Выведем формулы для выбора величин параметров ИЕП и напряжения на С<sub>п.н.</sub>, исходя из заданной потребляемой среднециклической активной мощности:

$$P_{cp} = \frac{C_n U_{нм}^2}{2T_{н}}.$$

Для этого воспользуемся системой уравнений:

$$P_{cp} = \eta_n i_b U_{п.н.} = \frac{k_i}{\sqrt{2}} I \frac{k_u}{\sqrt{2}} U;$$

$$R' = \frac{U}{I} = \sqrt{\frac{x_c - x_2}{x_c - x_1} (x_c x_1 - x_1 x_2 + x_2 x_c)};$$

$$x_c = x_1 + x_2 \pm \sqrt{x_1^2 + x_2^2};$$

$$P_{вх} \approx \frac{P_{cp}}{\eta_n} = \frac{U_{вх}^2}{|Z_{вх}|} = \frac{U_{вх}^2 [R'^2 + (x_c - x_2)^2]}{R' x_c^2},$$

откуда получаем для случая  $x_1 = x_2 = x_L/2$ :

$$\left. \begin{aligned} x_L &= \frac{2\eta_n U_{\text{вх}}^2}{P_{\text{сп}}}; & x_c &= \frac{\eta U_{\text{вх}}^2}{P_{\text{сп}}} (2 \pm \sqrt{2}); \\ R' &= \frac{\eta_n U_{\text{вх}}^2}{P_{\text{сп}}} \times (\sqrt{2} \pm 1); \\ I &= \frac{P_{\text{сп}} \sqrt{2}}{U_{\text{вх}} \sqrt{\eta_n k_i k_u (\sqrt{2} \pm 1)}}; \\ U &= U_{\text{вх}} \sqrt{\frac{2\eta_n (\sqrt{2} \pm 1)}{k_i k_u}} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

где два значения величин соответствуют знакам «+» и «-» в формуле для  $x_c$  (8).

Заметим, что знак «+» с точки зрения снижения значения емкости  $C$  имеет преимущество. При Т-образной схеме с предвключенной индуктивностью  $x_L$  оптимальными параметрами ИЕП будут:

$$\left. \begin{aligned} x_L &= \frac{\eta_n U_{\text{вх}}^2}{P_{\text{сп}}}; & x_c &= R' = 2x_L = \frac{2\eta_n U_{\text{вх}}^2}{P_{\text{сп}}}; \\ I &= \frac{P_{\text{сп}}}{U_{\text{вх}} \sqrt{k_i k_u \eta_n}}; & U &= \frac{2U_{\text{вх}} \sqrt{\eta_n}}{\sqrt{k_i k_u}} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Указанным в (8) и (9) параметрам ИЕП соответствует минимальная модуляция потребляемой мощности и максимальный коэффициент мощности ( $\cos\varphi \approx 1$ ).

Приведенный метод расчета достаточно хорошо применим к ВИИП с большой энергоемкостью промежуточного накопителя ( $W_{\text{п.н.}}/W_n > 3-6$ ). При малой энергоемкости  $C_{\text{п.н.}}$  необходимо учитывать динамику его зарядно-разрядных процессов, а при больших частотах следования разрядных импульсов ( $f_p/f_c > 0,025$ ) и динамику развития резонансных явлений в ИЕП, т. е. изменения мгновенных значений и огибающих токов и напряжений.

Учитывая, что минимум размаха колебаний  $R$  соответствует минимуму размаха колебаний  $U_{\text{п.н.}}$ , попытаемся вывести их зависимость от закона изменения  $i_n(t)$ .

Уравнения, соответствующие эквивалентной расчетной схеме (рис. 3), могут быть записаны в виде следующей системы:

$$\begin{aligned} i_b &= i_{\text{п.н.}} + i_n(t); & U_{\text{п.н.}} &= U_{\text{п.н.с}} + \frac{1}{C_{\text{п.н.}}} \int_0^t i_{\text{п.н.}} dt; \\ i_b &= \frac{k_i I}{\sqrt{2}}; & U_{\text{п.н.}} &= \frac{k_u U}{\sqrt{2}}; & \frac{U}{I} &= R; \\ Z_{\text{вх}} &= \frac{RX_c^2 + [(x_c - x_2)(x_1 x_c - x_1 x_2 + x_2 x_c) - R(x_c - x_1)]j}{R^2 + (x_c - x_2)^2}; \\ U_{\text{вх}} &= I_{\text{вх}} Z_{\text{вх}}; & I_{\text{вх}} &= I \frac{(x_c - x_2) + Rj}{x_c}. \end{aligned}$$

Рассмотрим случай  $x_2 = 0, x_c = 0$ , для которого вышеприведенные уравнения примут вид:

$$\begin{aligned} U_{\text{п.н.}} &= \frac{k_u U}{\sqrt{2}}; & \frac{U}{I} &= R; \\ \frac{dU_{\text{п.н.}}}{dt} &= \frac{1}{C_{\text{п.н.}}} [i_b - i_{\text{п.н.}}(t)]; \\ i_b &= \frac{k_i}{2x_1 k_u} \sqrt{2U_{\text{вх}}^2 k_u^2 - U_{\text{п.н.}}^2}. \end{aligned} \quad (10)$$

Последние уравнения (10) можно решить методом итераций (Пикара) путем разложения решения в ряд Тейлора, а также численным или графическим интегрированием. Все указанные методы приближенного интегрирования подразумевают конкретное задание функции  $i_n(t)$ , т. е. периодического закона изменения тока, потребляемого инвертором.

### Аналитическое исследование статических и «макропереходных» режимов в фильтрокомпенсирующих стабилизаторах тока (ФКСТ) с выпрямительно-емкостной переменной нагрузкой

Рассмотрим расчет процесса зарядки накопительного конденсатора через однофазный ИЕП, выполненный по Т-образной схеме Бушера, и двухполупериодный выпрямитель (рис. 4).

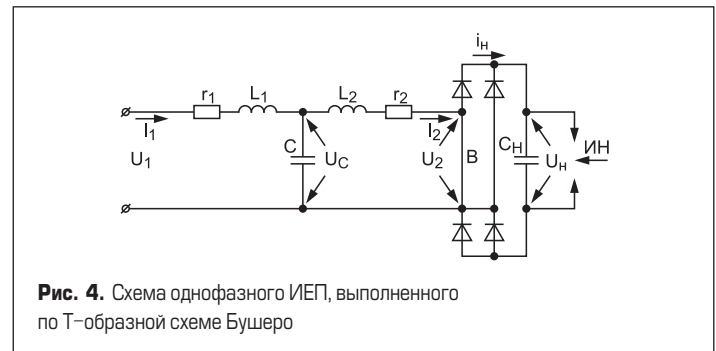


Рис. 4. Схема однофазного ИЕП, выполненного по Т-образной схеме Бушера

Примем следующие обозначения:  $\omega$  — угловая частота питающего напряжения;  $U_1(U_2)$  и  $I_1(I_2)$  — амплитуды входных (выходных) напряжений и токов ИЕП;  $U_C$  — амплитуда напряжения на конденсаторе ИЕП;  $u_n, i_n$  — напряжение и ток накопительного конденсатора;  $K_u = (u_n/U_2)\sqrt{2}$  и  $K_i = (i_n/I_2)\sqrt{2}$  — коэффициенты преобразований выпрямителя по напряжению и току, принимаемые за константы во всех случаях;  $R_n = U_2/I_2 = K_i u_n / K_u i_n$  — эквивалентное сопротивление выпрямительно-емкостной нагрузки.

Для использования относительных единиц примем за базисные следующие величины:  $U_0 = U_1; x_0 = 1/\omega C; \omega_0 = \omega; I_0 = U_0/x_0; t_0 = 1/\omega$ .

Обозначим относительные величины:  $\tau = t/t_0 = t\omega$  — время;  $x_n = (1/\omega C_n) \times (1/x_0)$  — емкостное синхронное сопротивление накопительного конденсатора;  $x_1 = \omega L_1/x_0; x_2 = \omega L_2/x_0; x = (1/\omega C) \times (1/x_0) = 1$  — реактивные сопротивления дросселей и конденсатора ИЕП. В дальнейших расчетах относительные величины обозначены для простоты так же, как и абсолютные (кроме времени).

Для упрощения аналитических расчетов вводятся следующие допущения:

- Токи и напряжения ИЕП приняты синусоидальными с изменяющейся амплитудой (метод огибающих); при этом коммутационные искажения (высшие гармоники) учтены коэффициентами преобразования выпрямителя по току и напряжению ( $K_p, K_u$ ).
- Сопротивления  $r_1$  и  $r_2$  при расчете токов и напряжений приняты равными нулю, но могут быть учтены при расчете КПД.

Синусоидальность формы входного и выходного токов ИЕП ( $I_1, I_2$ ), а также напряжения на конденсаторе ( $U_C$ ) обусловлена большими значениями индуктивностей и добротностей входной и выходной его цепей ( $\omega L_1/r_1, \omega L_2/r_2$ ) и соответствующим значением емкости конденсатора ( $C$ ). При этом форма выходного напряжения ИЕП ( $U_2$ ) существенно несинусоидальна (трапецевидна), однако условно приведена к эквивалентной по энергетике «квазисинусоидальной» с помощью коэффициента  $K_u$ .

Коэффициенты преобразования выпрямителя по току и напряжению характеризуют отношение средних за полупериод значений выпрямленных тока и напряжения

$$i_n = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\omega/\pi} i_{Cn}(t) dt; u_n = \frac{\omega}{\pi} \int_0^{\omega/\pi} u_{Cn}(t) dt$$

к действующим значениям токов и напряжений на входе выпрямителя

$$\frac{I_2}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{\omega}{\pi} \int_0^{\omega/\pi} i_2^2(t) dt}; \frac{U_2}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{\omega}{\pi} \int_0^{\omega/\pi} u_2^2(t) dt}.$$

Физический смысл указанных коэффициентов состоит в том, что выпрямленные ток и напряжение приводятся к действующим значениям эквивалентных синусоидальных величин на входе выпрямителя (основных гармоник). При этом  $\cos\varphi$  для основных гармоник на входе выпрямителя принимается постоянным и близким к единице, в отличие от значения коэффициента мощности  $\chi$  на входе реальной выпрямительно-емкостной нагрузки, значение которого не постоянно и отличается от 1 из-за искажений. Значения коэффициентов  $K_i$  и  $K_u$  зависят от значения  $(U_C - U_2)$  и  $\omega L_2/r_2$  и, строго говоря, изменяются в процессе зарядки накопительного конденсатора. Однако зарядка накопительного конденсатора через ИЕП характеризуется приблизительно одинаковым нарастанием напряжений  $U_C$  и  $U_2$ , чем определяется приблизительно постоянство величин  $K_i$  и  $K_u$ .

Расчеты на ЭВМ и эксперименты показывают, что в диапазоне реальных соотношений параметров  $\omega L_2/r_2 = 5/10$  значения коэффициентов преобразования выпрямителя изменяются в следующих пределах: для однофазной схемы  $K_u = 0,9-0,98$ ;  $K_i = 0,9-0,93$ ; для трехфазной схемы  $K_u = 2,12-2,17$ ;  $K_i = 1,3-1,35$ .

Входное сопротивление равно:

$$\underline{Z}_{\text{вх}} = \frac{(x_1 + x_2 - x_1x_2) - (1 - x_1)R_u j}{R_u - (1 - x_2)j} = \sqrt{\frac{(x_1 + x_2 - x_1x_2)^2 + (1 - x_1)^2 R_u^2}{(1 - x_1)^2 + R_u^2}} e^{j\varphi}, \quad (11)$$

$$(\cos\varphi)_{\text{вх}} = \frac{R_u}{\sqrt{[R_u^2 + (1 - x_2)^2](x_1 + x_2 - x_1x_2)^2 + (1 - x_1)^2 R_u^2}}.$$

Потребляемый ток и напряжение на емкости:

$$\underline{I}_1 = \frac{1}{Z_{\text{вх}}} = \frac{R_u - (1 - x_2)j}{\sqrt{(x_1 + x_2 - x_1x_2) - (1 - x_1)R_u j}};$$

$$\underline{U}_C = 1 - x_1 j I_1 = \frac{x_2 - R_u j}{(x_1 + x_2 - x_1x_2) - (1 - x_1)R_u j}. \quad (12)$$

Выходные ток и напряжение:

$$\underline{I}_2 = \underline{I}_1 \frac{-j}{R_u - (1 - x_1)j} = \frac{-1}{(1 - x_1)R_u - (x_1 + x_2 - x_1x_2)j};$$

$$\underline{U}_2 = \underline{I}_2 R_u = \frac{-R_u}{(1 - x_1)R_u - (x_1 + x_2 - x_1x_2)j}. \quad (13)$$

Из последних уравнений, исключив  $R_u$ , получаем уравнение внешней характеристики ИЕП в комплексной форме:

$$(1 - x_1)\underline{U}_2 - j(x_1 + x_2 - x_1x_2)\underline{I}_2 = -1. \quad (14)$$

Учитывая замену выпрямительно-емкостной нагрузки эквивалентным активным сопротивлением  $R_u$ , что равносильно совпадению направлений векторов  $\underline{U}_2$  и  $\underline{I}_2$ , уравнение (14) можно представить в виде амплитудной зависимости

$$U_2^2(1 - x_1)^2 + I_2^2(x_1 + x_2 - x_1x_2)^2 = -1. \quad (15)$$

Записав уравнение для накопительного конденсатора в относительных единицах и продифференцировав его, с учетом коэффициентов  $K_i$  и  $K_u$  получим выражение для выходного тока ИЕП:

$$I_2 = \frac{K_u}{K_i x_u} \times \frac{dU_2}{d\tau}, \quad (16)$$

подстановка которого в (15) дает дифференциальное уравнение, описывающее процесс зарядки:

$$U_2^2(1 - x_1)^2 + \frac{K_u^2(x_1 + x_2 - x_1x_2)x^2}{K_i^2 x_u^2} \times \left(\frac{dU_2}{d\tau}\right)^2 = 1. \quad (17)$$

Для решения (17) воспользуемся методом разделения переменных, позволяющим привести его к виду:

$$d\tau = \frac{K_u(x_1 + x_2 - x_1x_2)}{K_i x_u(1 - x_1)} \times \frac{dU_2}{\sqrt{\frac{1}{(1 - x_1)^2} - U_2^2}}. \quad (18)$$

Интегрируя обе части уравнения (18) с учетом начальных условий, получаем решение в виде обратной функции:

$$\tau = \frac{K_u(x_1 + x_2 - x_1x_2)}{K_i x_u(1 - x_1)} \arcsin[U_2(1 - x_1)],$$

откуда, выражая  $U_2$  через  $\tau$ , получаем прямое решение:

$$U_2(\tau) = \frac{1}{1 - x_1} \sin \frac{K_i x_u(1 - x_1)\tau}{K_u(x_1 + x_2 - x_1x_2)}. \quad (19)$$

При резонансном соотношении параметров  $L_1$  и  $C$  ( $x_1 = 1$ ) можно раскрыть неопределенность решения (19), используя равенство  $\lim_{x \rightarrow 0} (\sin x/x) = 1$ .

Умножая и деля правую часть равенства (19) на выражение  $(K_i x_u \tau / K_u)$ , получаем для случая  $x_1 = 1$  линейный закон изменения напряжения  $U_2$ :

$$U_2(\tau) \Big|_{x_1=1} = \frac{K_i}{K_u} x_u \tau. \quad (20)$$

Используя выражение (19), нетрудно получить временные функции, описывающие процесс зарядки накопительного конденсатора, через T-образный ИЕП с произвольным (нерезонансным) соотношением параметров (рис. 4):

$$U_2(\tau) = \frac{1}{1 - x_1} \sin(a\tau);$$

$$I_2(\tau) = \frac{1}{x_1 + x_2 - x_1x_2} \cos(a\tau);$$

$$R_u(\tau) = \frac{x_1 + x_2 - x_1x_2}{1 - x_1} \operatorname{tg}(a\tau);$$

$$|Z_{\text{вх}}|(\tau) = (1 - x_1) \left[ \operatorname{tg}^2(a\tau) + \frac{(1 - x_1)^2(1 - x_2)^2}{(x_1 + x_2 - x_1x_2)^2} \right]^{-1} \sec(a\tau); \quad (21)$$

$$I_1(\tau) = \frac{1}{1 - x_1} \sqrt{\operatorname{tg}^2(a\tau) + \frac{(1 - x_1)^2(1 - x_2)^2}{(x_1 + x_2 - x_1x_2)^2}} \cos(a\tau);$$

$$U_C(\tau) = \frac{1}{1 - x_1} \sqrt{\operatorname{tg}^2(a\tau) + \frac{x_2^2(1 - x_1)^2}{(x_1 + x_2 - x_1x_2)^2}} \cos(a\tau);$$

$$i_n(\tau) = \frac{1}{\sqrt{2}} K_i I_2(\tau) = \frac{K_i}{\sqrt{2}} \cos(a\tau);$$

$$u_n(\tau) = \frac{1}{\sqrt{2}} K_i U_2(\tau),$$

где

$$a = \frac{K_i x_u(1 - x_1)}{K_u(x_1 + x_2 - x_1x_2)}.$$

Рассмотрим три наиболее важных частных случая для соотношений параметров, при которых ИЕП приобретает свойства фильтрокомпенсатора со стабилизацией выходного или входного токов при зарядке емкостного накопителя (при изменении  $R_u$ ).

1. ИЕП в качестве стабилизатора выходного тока (бестрансформаторного умножителя напряжения). Взяв частную производную по  $R_u$  от модуля комплексного выражения (3) для  $I_2$  и приравняв ее к нулю, получаем

условие постоянства выходного (зарядного) тока ИЕП  $\partial I_2/\partial R_u = 0$ , откуда имеем резонансное соотношение входных параметров ( $L_1$  и  $C$ ):

$$x_1 = 1; \omega L_1 = 1/\omega C. \quad (22)$$

Заметим, что при этом режим ХХ недопустим. Используя выражение (10), нетрудно получить временные функции процесса зарядки накопительного конденсатора постоянным током:

$$\begin{aligned} U_2(\tau) &= \frac{K_i}{K_u} x_n \tau; \\ I_2 &= I = const; \\ R_u(\tau) &= \frac{K_i}{K_u} x_n \tau; \\ |Z_{ex}|(\tau) &= \frac{1}{\sqrt{\frac{(1-x_2)^2}{R_u^2} + 1}} = \left( \sqrt{\frac{K_u^2 x_n^2 \tau^2 + (1-x_2)^2}{K_u^2}} \right)^{-1}; \\ (\cos\varphi)_{ex}(\tau) &= \left( \sqrt{\frac{K_u^2 (1-x_2)^2}{K_i^2 x_n^2 \tau^2} + 1} \right)^{-1}; \\ I_1(\tau) &= \sqrt{\frac{K_i^2 x_n^2 \tau^2 + (1-x_2)^2}{K_u^2}}; \\ U_C(\tau) &= \sqrt{\frac{K_i^2 x_n^2 \tau^2 + x_2^2}{K_u^2}}; \\ i_n(\tau) &= \frac{1}{\sqrt{2}} K_i = const; \\ u_n(\tau) &= \frac{1}{\sqrt{2}} K_i x_n \tau. \end{aligned} \quad (23)$$

Для Г-образной схемы ИЕП в системе (23) следует принять  $x_2 = 0$ .

При этом  $(\cos\varphi)_{ex} = 1/\sqrt{1+K/\tau}$ , где  $K = K_u^2/(K_i^2 x_n^2)$ , т. е. коэффициент мощности плавно нарастает от 0 до 1 (асимптотически).

2. ИЕП в качестве фильтрокомпенсирующего стабилизатора выходного тока с умножением напряжения (ФКСТ<sub>ун</sub>) и с максимальным коэффициентом мощности, инвариантным относительно переменной активно-емкостной нагрузки.

Заметим, что в рассмотренном выше режиме Т-образного ИЕП входной коэффициент мощности для основной гармоники тока

$$(\cos\varphi)_{ex}(\tau) = \frac{1}{\sqrt{\frac{K_u^2 (1-x_2)^2}{K_i^2 X_H^2} \frac{1}{\tau^2} + 1}}$$

может быть постоянным и равным 1 при дополнительном условии:  $x_2 = 1$  (т. е.  $\omega L_2 = 1/\omega C$ ). При этом обязано быть выполнено и прежнее условие:  $x_1 = 1$ . Нетрудно убедиться в единственности, а следовательно — в оптимальности этой совокупности условий (с учетом других возможных).

Из выражений (11) для  $|Z_{ex}|$  имеем функцию

$$\begin{aligned} f(R_u) &= (\cos\varphi)_{ex} = \\ &= \frac{R_u}{\sqrt{[R_u^2 + (1-x_2)^2] \times [(x_1 + x_2 - x_1 x_2)^2 + (1-x_1)^2 R_u^2]}}, \end{aligned}$$

где  $x_1 = \omega L_1/x$ ,  $x_2 = \omega L_2/x$ ,  $x = 1/\omega C = 1$  (в отн. ед.).

Продифференцировав функцию  $f(R_u)$  по  $R_u$ , получаем:

$$\frac{\partial f(R_u)}{\partial R_u} = -\frac{1}{2} \frac{\left[ 1 - \frac{(1-x_2)^2}{R_u^2} \right] \times \left[ \frac{(x_1 + x_2 - x_1 x_2)^2}{R_u} + (1-x_1)^2 R_u \right] + \left[ R_u + \frac{(1-x_2)^2}{R_u} \right] \times \left[ (1-x_1)^2 - \frac{(x_1 + x_2 - x_1 x_2)^2}{R_u^2} \right]}{\sqrt{\left[ R_u + \frac{(1-x_2)^2}{R_u} \right]^3 \times \left[ \frac{(x_1 + x_2 - x_1 x_2)^2}{R_u} + (1-x_1)^2 R_u \right]^3}}$$

Для обеспечения инвариантности  $f(R_u)$  относительно величины  $R_u$  потребуем выполнения тождественного равенства. Заметим, что при выполнении указанного условия ( $x_1 = x_2 = 1$ ) рассматриваемая схема ИЕП превращается в ФКСТ с умножением напряжения и с максимальным постоянным коэффициентом мощности на входе:  $(\cos\varphi)_{ex} = const = 1$ . При этом остаются справедливыми соотношения (23).

3. ИЕП в качестве стабилизатора входного тока (преобразователь с постоянным потреблением полной мощности). Взяв частную производную по  $R_u$  от модуля комплексного выражения (11) для  $Z_{ex}$  и приняв ее равной нулю, получаем условие постоянства входного тока (полной потребляемой мощности) ИЕП  $\partial Z_{ex}/\partial R_u = 0$ , откуда имеем соотношение параметров ИЕП ( $L_1$ ,  $L_2$  и  $C$ ):

$$x_1 + x_2 - x_1 x_2 = 1/2 \text{ или } 2\omega^2 C(L_1 + L_2 - \omega^2 C L_1 L_2) = 1. \quad (24)$$

Используя выражения (21) и (24), нетрудно получить временные функции процесса зарядки накопительного конденсатора с постоянной потребляемой полной мощностью:

$$\begin{aligned} U_2(\tau) &= \frac{1}{1-x_1} \sin(b\tau); \\ I_2(\tau) &= 2 \cos(b\tau); \\ R_u(\tau) &= \frac{tg(b\tau)}{2(1-x_1)}; \\ |Z_{ex}| &= 1 - x_1 = const; \\ (\cos\varphi)_{ex}(\tau) &= \frac{2|\sin(b\tau)|}{\sqrt{tg^2(b\tau) + 4(1-x_2)^2(1-x_1)^2}}; \\ I_1 &= \frac{1}{1-x_1} = const; \\ i_n(\tau) &= K_i \sqrt{2} \cos(b\tau); \\ u_n(\tau) &= \frac{1}{\sqrt{2}} K_u \frac{1}{1-x_1} \sin(b\tau), \end{aligned} \quad (25)$$

где

$$b = 2 \frac{K_i}{K_u} x_n (1-x_1)$$

Для Г-образной схемы ИЕП в системе (15) следует принять  $x_1 = 0,5$  ( $x_2 = 0$ ). При этом:  $U_C(\tau) = 2\sin(b\tau)$ ;  $U_n(\tau) = \sqrt{2} K_u \sin(b\tau)$ ;  $(\cos\varphi)_{ex} = |\sin(2b\tau)|$ , где  $b = (K_i/K_u) K_n$ .

Среднезарядное (среднециклическое) значение коэффициента мощности  $\chi_{cp} = 2/\pi = 0,64$ .

Формулы (21), (23) и (25) позволяют не только рассчитать процесс зарядки накопительного конденсатора через ИЕП с заданным произвольным соотношением параметров, но и решить основную задачу — выбор параметров ИЕП по заданным значениям  $C_n$  и  $U_1$ ,  $\omega$ , времени зарядки ( $t_3$ ) и предзарядного напряжения ( $U_{nm}$ ) накопительного конденсатора.

Пусть, например, требуется зарядить накопительный конденсатор емкостью  $C_n$  до напряжения  $U_{nm}$  постоянным током от источника с напряжением  $U_1$  и циклической частотой  $\omega$  за время  $t_3$ . Из последней формулы системы (23) определяем  $x_n = \sqrt{2} \times (U_{nm}/K_i t_3)$ .

Переходя к абсолютным величинам, получаем:

$$\frac{1}{\omega C_u} \times \frac{\omega C}{1} = \sqrt{2} \frac{U_{um}}{U_1 K_i t_3 \omega},$$

откуда необходимые емкость конденсатора  $C$  и индуктивность  $L_1$  вычисляются как

$$C = \sqrt{2} \frac{C_u U_{um}}{U_1 K_i t_3 \omega}, \quad L_1 = \frac{1}{\omega^2 C}$$

по условию постоянства зарядного тока ( $x_1 = 1$ ).

Описанный аналитический метод расчета можно распространить на трехфазную (многофазную) схему зарядки накопительного конденсатора через ИЕП. Для этого необходимо привести трехфазную (многофазную) схему к эквивалентной однофазной (рис. 4) с помощью коэффициентов преобразования параметров ИЕП:

$$\begin{aligned} K_C &= L_{m-\phi} / L_{1-\phi} = 1/m; \\ K_i &= I_{m-\phi} / I_{1-\phi} = 1/m; \\ K_C &= C_{m-\phi} / C_{1-\phi} = m; \\ K_U &= U_{m-\phi} / U_{1-\phi} \end{aligned}$$

где  $m$  — число фаз;  $L_{m-\phi}$ ,  $C_{m-\phi}$ ,  $I_{m-\phi}$ ,  $U_{m-\phi}$  — индуктивность, емкость, фазный ток и фазное напряжение многофазной схемы;  $L_{1-\phi}$ ,  $C_{1-\phi}$ ,  $I_{1-\phi}$ ,  $U_{1-\phi}$  — аналогичные величины эквивалентной однофазной схемы.

Значения коэффициентов  $K_i$  и  $K_u$  должны соответствовать данной многофазной схеме. При включении конденсаторов трехфазного ИЕП в треугольник коэффициент  $K_C = 1$ . На рис. 5 показаны временные диаграммы токов  $i_1$  и  $i_2$  и напряжения  $u_H$ , полученные по результатам аналитического расчета (показаны пунктиром) на компьютерной модели (а, б) и экспериментально (в, г). Экспериментальная установка имела следующие параметры:  $L_1 = 12 \times 10^{-3}$  Гн,  $L_2 = 6 \times 10^{-3}$  Гн,  $C = 16 \times 10^{-3}$  Ф,  $C_u = 185 \times 10^{-3}$  Ф,  $U_1 = 115$  В,  $r_1 \approx r_2 \approx 15$  Ом,  $\omega = 2\pi \times 400$  рад/с.

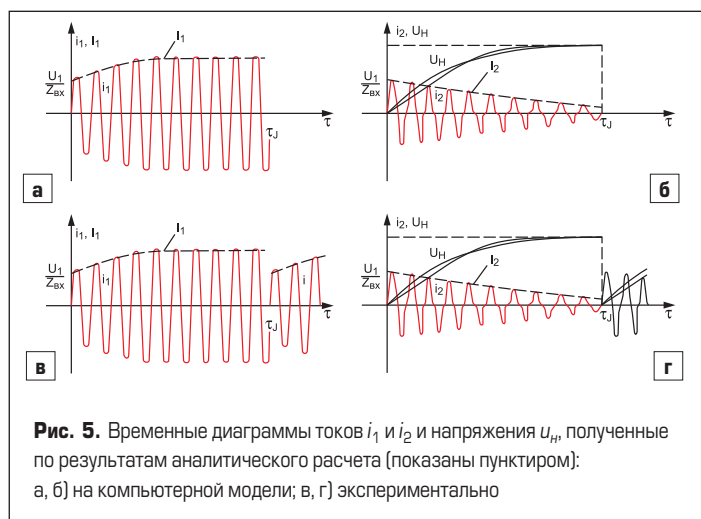
Из диаграмм следует, что точность предложенных методов расчета вполне удовлетворительна.

### Выводы

1. Предложенные методы расчета позволяют определять временные зависимости всех токов и напряжений зарядного устройства, его энергетические показатели (среднециклические значения коэффициента мощности и КПД), а также степень влияния на качество напряжения питающего источника (модуляцию активной и реактивной мощности).
2. Сравнение результатов расчетов с экспериментальными данными показало, что аналитический метод имеет погрешность 8–12%, а метод моделирования на ЭВМ — 3–5%. Аналитический метод применим к системам с зарядкой накопителя не менее чем за 5–10 периодов питающей ЭДС. Оба метода могут быть рекомендованы для инженерных расчетов.

### Литература

1. Резников С., Бочаров В., Парфенов Е., Гуренков Н., Корнилов А. Электроэнергетическая и электромагнитная совместимость вторичных источников импульсного питания с автономными системами электроснабжения переменного тока. Часть I. Критерии эффективности схемотехнических средств // Силовая электроника. 2009. № 3.
2. Резников С., Бочаров В., Парфенов Е., Гуренков Н., Корнилов А. Электроэнергетическая и электромагнитная совместимость вторичных источников импульсного питания с автономными системами электроснабжения переменного тока. Часть II. Обзор и систематизация известных структур и схем основных узлов. Приближенные критерии оценки элементов // Силовая электроника. 2009. № 4.
3. Резников С., Бочаров В., Парфенов Е., Гуренков Н., Корнилов А. Электроэнергетическая и электромагнитная совместимость вторичных источников импульсного питания с автономными системами



**Рис. 5.** Временные диаграммы токов  $i_1$  и  $i_2$  и напряжения  $u_H$ , полученные по результатам аналитического расчета (показаны пунктиром): а, б) на компьютерной модели; в, г) экспериментально

электроснабжения переменного тока. Часть III. Обзор и анализ схемотехнических средств, выбор перспективных направлений модернизации // Силовая электроника. 2009. № 5.

4. Резников С., Бочаров В., Парфенов Е., Гуренков Н., Корнилов А. Электроэнергетическая и электромагнитная совместимость вторичных источников импульсного питания с автономными системами электроснабжения переменного тока. Часть III, окончание. Обзор и анализ схемотехнических средств, выбор перспективных направлений модернизации // Силовая электроника. 2010. № 1.
5. Резников С., Бочаров В., Парфенов Е., Гуренков Н., Корнилов А. Электроэнергетическая и электромагнитная совместимость вторичных источников импульсного питания с автономными системами электроснабжения переменного тока. Часть IV. Модернизация известных и разработка новых схемотехнических средств // Силовая электроника. 2010. № 2.