

УДК 621.314.2

Л.Г. Зотов, Г.С. Зиновьев

## Электронные трансформаторы на основе высокочастотных резонансных структур с переключаемыми конденсаторами

Рассмотрен принцип построения многотактных электронных силовых трансформаторов на основе резонансных структур с переключаемыми конденсаторами. Показано, что с увеличением числа тактов преобразования достигается заметное увеличение КПД и резкое снижение суммарной емкости конденсаторов силовой цепи трансформатора. Кроме того, существенно улучшаются коэффициент гармоник входного тока и входной коэффициент мощности.

**Ключевые слова:** электронный трансформатор, резонансная структура с переключаемыми конденсаторами, мягкая коммутация, многотактный режим работы.

Целесообразность построения электронных силовых трансформаторов (ЭСТ) обусловлена стремлением замены громоздких сетевых трансформаторов, работающих на частоте промышленной сети, на более технологичные высокочастотные и, следовательно, малогабаритные устройства. ЭСТ могут быть использованы для согласования различных уровней напряжения промышленной частоты при питании электрических машин от низковольтной или высоковольтной сети. Эффективным является также применение регулируемого ЭСТ в качестве стабилизатора сетевого напряжения, не требующего гальванической развязки входа и выхода. Принцип построения ЭСТ на основе высокочастотных резонансных структур с переключаемыми конденсаторами с точки зрения методологии является оригинальным, т.к. в отличие от известных методов [1–3], исключает промежуточное преобразование переменного напряжения сети в постоянное с последующим высокочастотным инвертированием. Главные показатели качества таких устройств – масса, габариты, КПД, коэффициент мощности и коэффициенты гармоник входного и выходного токов. Принципиальные схемы силовой цепи (СЦ) одноконтурных ( $k = 1$ ), нерегулируемых – повышающего и понижающего ЭСТ на основе резонансных двунаправленных преобразовательных модулей ДПМ (~) – приведены на рис. 1, а на рис. 2 даны временные диаграммы токов и напряжений, поясняющие их работу в обоих направлениях.

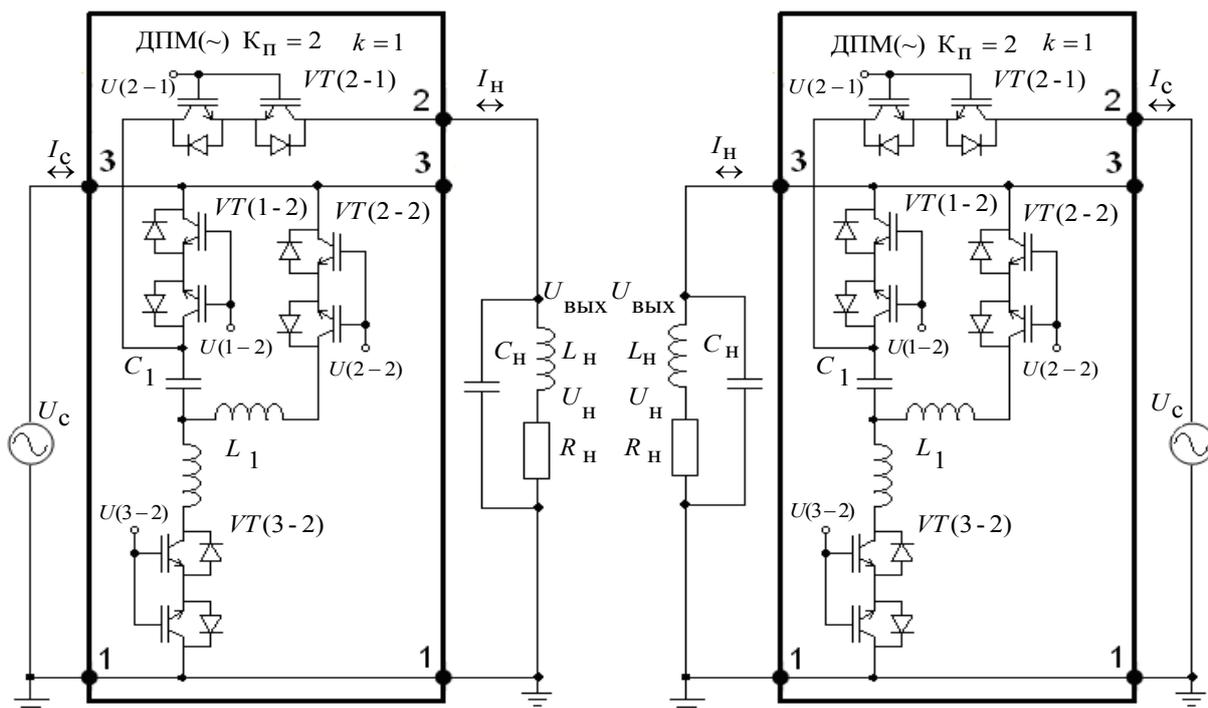


Рис. 1. Принципиальные схемы СЦ одноконтурных повышающего и понижающего ЭСТ

Принцип действия повышающего (понижающего) ЭСТ основан на периодическом параллельном (последовательном) подзаряде конденсаторов его ДПМ (~) на высокой частоте преобразования  $f_{\Pi}$  (десятки кГц) от сети переменного тока, с их дальнейшим последовательным (параллельным) разрядом на нагрузку. Зарядные – VT(1–2), VT(3–2) и разрядные – VT(2–1), VT(2–2) ключи ЭСТ работают поочередно без перекрытий в течение половины периода частоты  $f_{\Pi}$ . Поскольку разряд (заряд) конденсаторов происходит через последовательно соединенную сеть, то силовая цепь ДПМ (~) упрощается уменьшением числа конденсаторов на единицу. В результате выходные напряжения повышающего и понижающего ЭСТ зависят от числа конденсаторов его СЦ –  $N$  и оказываются равными  $U_{\text{ВЫХ}} = (N+1) \cdot U_c$  и  $U_{\text{ВЫХ}} = U_c / (N+1)$ , что соответствует коэффициентам преобразования  $K_U = (N+1)$  и  $K_U = 1/(N+1)$ . Фильтрация напряжения на нагрузке  $U_H$  осуществляется с помощью ФНЧ, образованного элементами самой нагрузки ( $R_H, L_H$ ).

Важное свойство предлагаемых структур состоит в том, что благодаря введению во входную и выходную цепи ДПМ (~) реакторов  $L_1$ , а также конденсатора  $C_H$  в контур нагрузки, все двунаправленные ключи, входящие в их состав, работают в режиме мягкой коммутации. Мягкая коммутация практически устраняет динамические потери в указанных ключах, вследствие чего рассматриваемые ЭСТ имеют высокий КПД.

С другой стороны, мягкая коммутация позволяет в несколько раз увеличить частоту преобразования  $f_{\Pi}$  ключей в ДПМ (~) и тем самым значительно улучшить удельные массообъемные показатели ЭСТ за счет пропорционального снижения величин емкостей и индуктивностей его СЦ, определяемых по формулам (1), (2).

Кроме того, при коэффициенте преобразования используемых ДПМ (~)  $K_U = 2$  все двунаправленные ключи выбираются одинаковыми, т.к. их токи и напряжения соответственно в открытом и закрытом состояниях совпадают по форме и величине. При этом максимальные напряжения на указанных ключах в закрытом состоянии равны амплитудному напряжению сети  $U_{c(\text{макс})} = \sqrt{2} \cdot U_c$ .

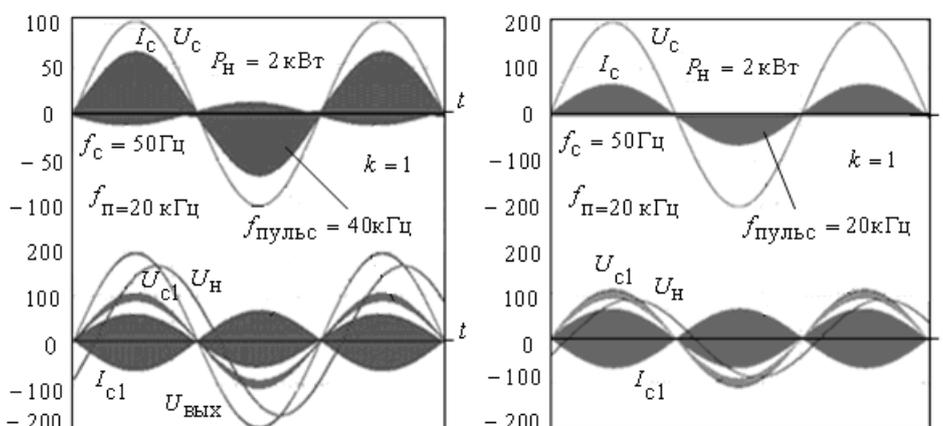


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие работу одноконтурных повышающего и понижающего ЭСТ

Для улучшения массообъемных и энергетических показателей, а также входных и выходных характеристик целесообразно применить многотактные ЭСТ (рис. 3). На рис. 4. даны временные диаграммы, поясняющие работу трехтактного ЭСТ. Особенность работы  $k$ -тактных ЭСТ в том, что работа отдельных ДПМ (~) равномерно распределена по периоду  $T_{\Pi}$  частоты преобразования  $f_{\Pi}$ ,

т.е. происходит со сдвигом относительно друг друга на время  $\Delta t = \frac{1}{k} \cdot T_{\Pi} = \frac{1}{k \cdot f_{\Pi}}$ .

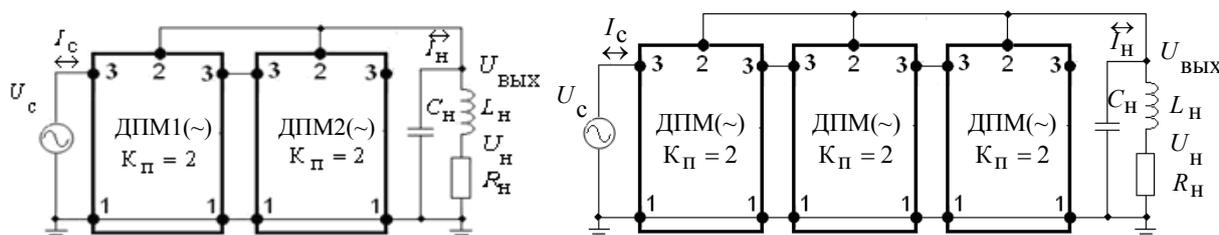


Рис. 3. Структурные схемы двух- и трехтактного повышающих ЭСТ

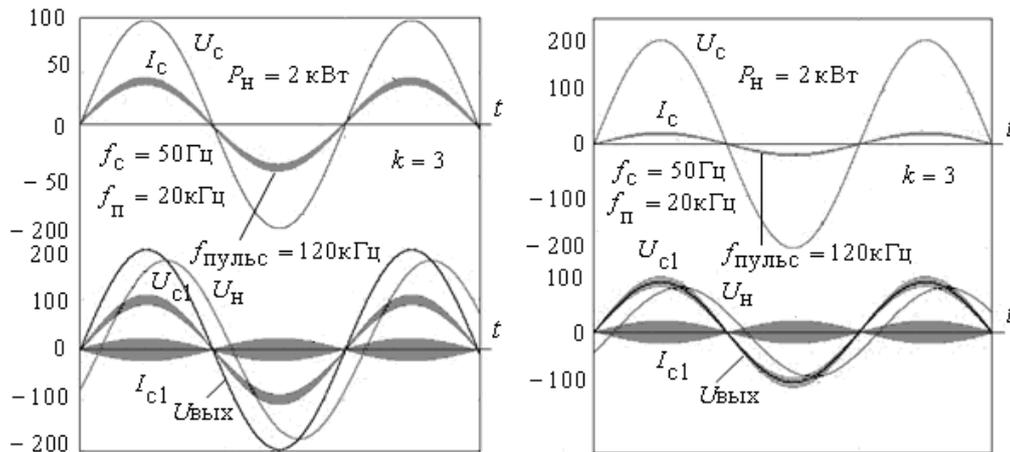


Рис. 4. Временные диаграммы, поясняющие работу трехтактного повышающего и понижающего ЭСТ

Достоинство многотактного ЭСТ заключается в резком снижении коэффициента гармоник входного тока  $I_c$ , особенно при  $k = 3$ , за счет увеличения частоты его пульсации до значения

$$f_{\text{пульс}} = 2 \cdot k \cdot f_{\text{П}} = 6 \cdot f_{\text{П}} = 120 \text{ кГц} \quad [4-6].$$

Величины емкости и индуктивности конденсаторов и реакторов всех ДПМ (~) в составе СЦ многотактного повышающего ЭСТ, обеспечивающие резонанс на высокой частоте преобразования  $f_{\text{П}}$ , не зависят от числа конденсаторов –  $N$  и определяются выражениями

$$C_1 = \sqrt{2} \cdot \frac{I_{\text{нд макс}}}{f_{\text{П}} \cdot k \cdot \delta_{c1} \cdot U_c}, \quad L_1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{\text{П}}^2 \cdot C_1}, \quad (1)$$

где  $I_{\text{нд макс}}$  – максимальное действующее значение тока нагрузки ЭСТ;  $\delta_{cj} = \frac{\Delta U_{c1}}{U_{c1(\text{ср})}}$  – допустимая

относительная пульсация напряжения на конденсаторах  $C_1$  в ДПМ(~).

Для понижающего ЭСТ параметры этих элементов, зависят от  $N$  и вычисляются по формулам

$$C_1 = \sqrt{2} \cdot \frac{I_{\text{нд макс}}}{(N+1) \cdot k \cdot f_{\text{П}} \cdot \delta_1 \cdot U_c}, \quad L_1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_{\text{П}}^2 \cdot C_1}. \quad (2)$$

Сравнение (1) и (2) показывает, что при одинаковых значениях  $C_1$  понижающий ЭСТ способен отдать в нагрузку ток, превышающий ток нагрузки повышающего ЭСТ в  $(N + 1)$  раз. Это означает, что так же, как и обычный силовой трансформатор, ЭСТ имеет одинаковую мощность при работе в обоих направлениях.

Моделирование электрических процессов в ЭСТ показывает, что для любых значений  $k$  низкочастотные (на частоте сети) огибающие токов сети  $I_c$  и нагрузки  $I_n$  совпадают по форме и фазе, отличаясь амплитудой в  $K_I = (N+1)$  раз, что соответствует эквивалентной схеме рис. 5.

Поскольку фазы напряжений  $U_c$  и  $U_{\text{вых}}$  также совпадают, то это означает, что фазовый сдвиг  $\varphi_{(1)}$  между  $U_c$  и первой гармоникой  $I_c$  и, следовательно, коэффициент мощности входной цепи

ЭСТ, равный  $\chi = \frac{I_{(1)\text{д}}}{I_{\text{сд}}} \cdot \cos \varphi_{(1)}$  [3], определяется фазой комплексного сопротивления контура на-

грузки ( $R_n, L_n, C_n$ ).

Это означает, что максимальное значение  $\chi$  достигается при  $\varphi_{(1)} = 0$ , т.е. на резонансной частоте контура нагрузки, определяемой выражением

$$f_p = f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \sqrt{\frac{1}{L_n \cdot C_n} - \frac{R_n^2}{L_n^2}}. \quad (3)$$

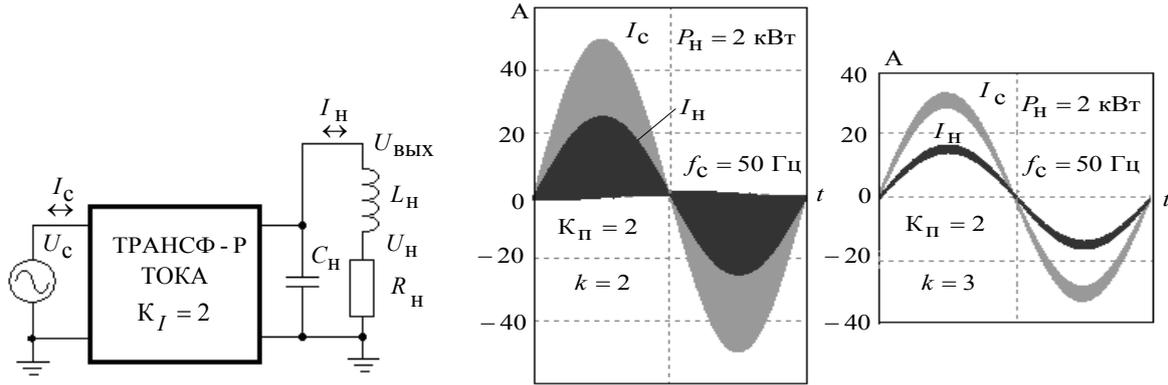


Рис. 5. Эквивалентная схема и временные диаграммы огибающих входного и выходного токов ЭСТ

Отсюда легко получить выражение для определения величины емкости контура нагрузки, обеспечивающей максимум коэффициента мощности входной цепи ЭСТ

$$C_H = \frac{L_H}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_c^2 \cdot L_H^2 + R_H^2} \quad (4)$$

Интересно отметить, что ввиду сравнительно низкой добротности контура нагрузки максимум функции входного коэффициента мощности  $\chi(C_H)$  не является ярко выраженным, т.е. допускает уменьшение величины  $C_H$  без заметного ухудшения энергетических характеристик ЭСТ (рис. 6). Уменьшение номинала  $C_H$  позволяет существенно снизить габариты ЭСТ. При этом темпы снижения величины емкости  $C_H$  возрастают с увеличением числа тактов преобразования ЭСТ –  $k$ . Из графика видно, что если для  $k=1$  заметного уменьшения  $\chi(C_H)$  не наблюдается при снижении емкости  $C_H$  с 170 до 150 мкФ, то уже при  $k=2$  её можно уменьшить до величины 90 мкФ, а в трехтактном ЭСТ – до 50 мкФ.

Кроме того, графики рис. 6 наглядно показывают преимущество двух- и трехтактных ЭСТ по сравнению с однотактным ( $k=1$ ) по КПД ( $\eta$ ), коэффициентам мощности ( $\beta$ ) и гармоник входного тока ( $\epsilon$ ), а также виду нагрузочной характеристики ( $a$ ).

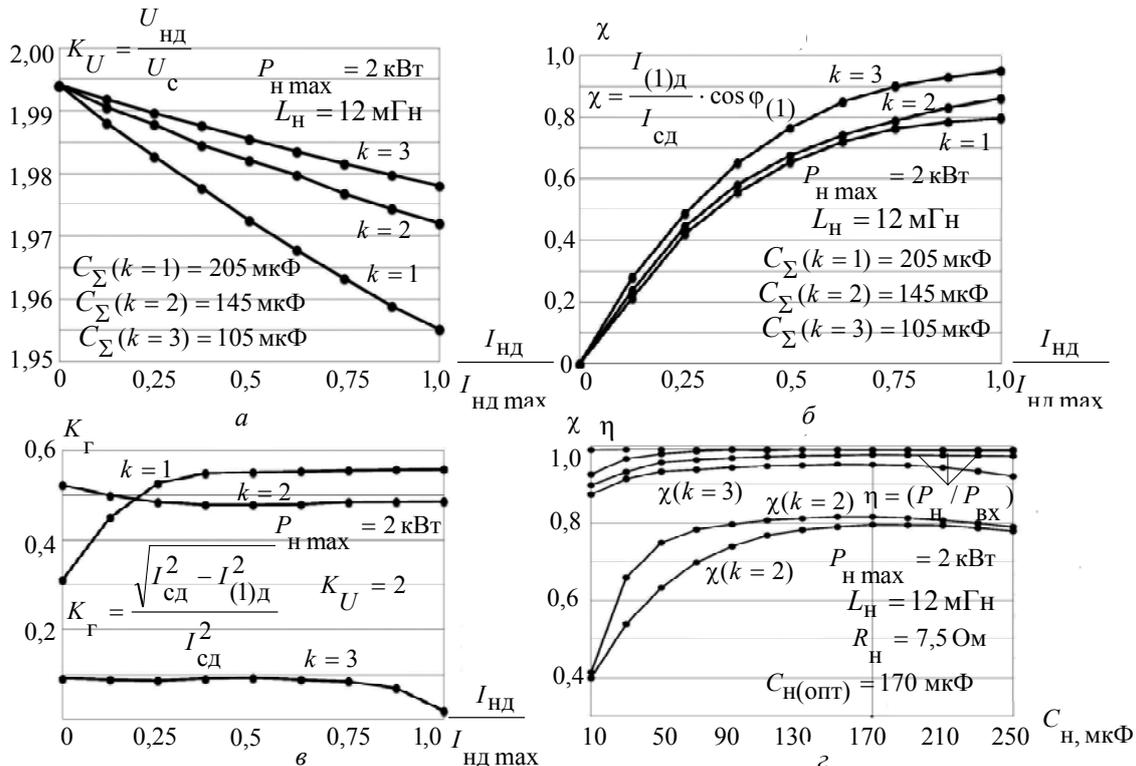


Рис. 6. Технические характеристики одно-, двух- и трехтактных ЭСТ

При создании систем стабилизации сетевого напряжения необходимы регулируемые ЭСТ. Максимальный КПД и минимальный коэффициент гармоник выходного напряжения достигаются регулировкой выходного напряжения по принципу многозонной широтно-импульсной модуляции (ШИМ) [7]. Силовая цепь регулируемого двухтактного ЭСТ отличается от схемы рис. 3 отсутствием конденсатора  $C_H$  и алгоритмом управления зарядных  $VT(1-2)$  и разрядных  $VT(2-2)$  двунаправленных транзисторных ключей в ДПМ1 (~) и ДПМ2 (~). Регулировка выходного напряжения осуществляется ШИМ сигналов управления коммутацией разрядных ключей  $VT(2-2)$ . При этом многозонная ШИМ достигается дополнительным инверсным управлением коммутацией зарядных ключей  $VT(1-2)$ . Алгоритм управления ключами ДПМ1 (~) и ДПМ2 (~) определен соответствующими матрицами управления (5):

$$\begin{array}{c} \text{ДПМ1 (~)} \\ \left| \begin{array}{c} \bar{X}(\sim)[t-0,5 \cdot T_{\Pi}] \\ \bar{X} \quad X(\sim)[t-0,5 \cdot T_{\Pi}] \\ X \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} U(1-2) \\ U(2-1) \quad U(2-2) \\ U(3-2) \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} \bar{X}(\sim) \\ \bar{X} \quad X(\sim) \\ \bar{X} \end{array} \right| \end{array} \quad (5)$$

Здесь управляющий сигнал  $X$  – последовательность управляющих импульсов длительностью  $0,5 \cdot T_{\Pi}$ , следующих с частотой  $f_{\Pi} = (1/T_{\Pi})$ ; управляющий сигнал  $\bar{X}$  – инвертированный сигнал  $X$ ; управляющий сигнал  $X(\sim)$  – сигнал  $X$ , регулируемый по длительности от 0 до  $0,5 \cdot T_{\Pi}$ ; управляющий сигнал  $\bar{X}(\sim)$  – инвертированный сигнал  $X(\sim)$ ; управляющий сигнал  $X(\sim)[t-0,5 \cdot T_{\Pi}]$  – задержанный на время  $0,5 \cdot T_{\Pi}$  сигнал  $X(\sim)$ ; управляющий сигнал  $\bar{X}(\sim)[t-0,5 \cdot T_{\Pi}]$  – инвертированный сигнал  $X(\sim)[t-0,5 \cdot T_{\Pi}]$ .

Регулировочные характеристики двухтактного регулируемого ЭСТ приведены на рис. 7.

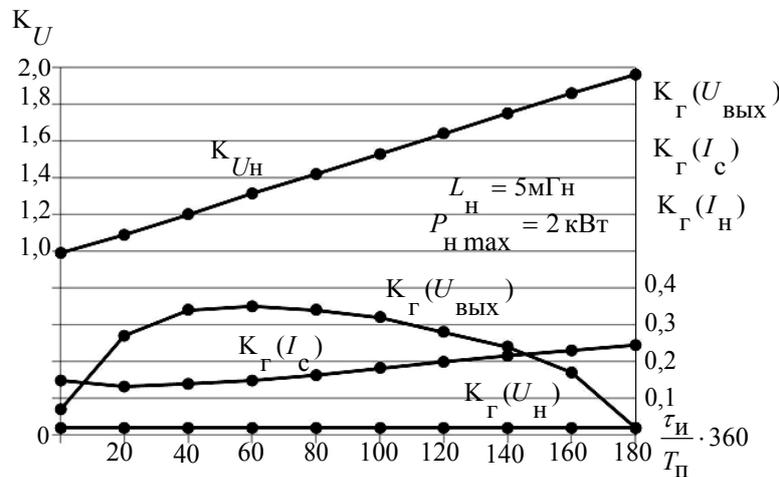


Рис. 7. Регулировочные характеристики двухтактного регулируемого ЭСТ

### Выводы

1. На основе структур с переключаемыми конденсаторами разработаны и исследованы принципы построения многотактных резонансных двунаправленных ЭСТ, имеющих высокий КПД и улучшенные массогабаритные показатели по сравнению с классическими сетевыми трансформаторами.

2. Исходя из резонансных свойств структуры ЭСТ получены выражения для определения параметров реактивных элементов его СЦ.

3. Показано, что при любом количестве тактов ЭСТ коэффициент мощности его входного тока полностью определяется элементами контура нагрузки. Получено выражение для определения величины емкости нагрузки, обеспечивающей максимум коэффициента мощности входного тока ЭСТ.

4. Показано, что увеличение числа тактов преобразования ЭСТ ведет к заметному уменьшению коэффициента гармоник его входного тока, улучшению нагрузочной, входных и энергетических характеристик, а также позволяет резко снизить величину суммарной емкости его силовой цепи.

5. На основе принципа многозонной ШИМ предложены схема и алгоритм коммутации двухтактного регулируемого ЭСТ с повышенным КПД и улучшенным коэффициентом гармоник входного тока и выходного напряжения.

Работа выполнена при поддержке Правительства Российской Федерации по государственному контракту № 13.G36.31.0010 от 22.10.2010 г.

#### Литература

1. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
2. Ромаш Э.М. Высокочастотные транзисторные преобразователи / Э.М. Ромаш, Ю.И. Дробович, Н.Н. Юрченко, П.Н. Шевченко. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.
3. Зиновьев Г.С. Основы силовой электроники. – 4-е изд., испр. и доп. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009. – 672 с.
4. Зотов Л.Г. Конденсаторные повышающие преобразователи с изменяющейся структурой для автономных энергосистем // Электротехника. – 2011. – № 4. – С. 46–50.
5. Зотов Л.Г. Понижающие преобразователи постоянного напряжения на основе структур с переключаемыми конденсаторами для автономных энергосистем // Научный вестник НГТУ. – 2011. – № 1(42). – С. 151–158.
6. Зотов Л.Г. Резонансные DC-DC конвертеры на основе структур с переключаемыми конденсаторами для автономных систем энергоснабжения // Радиопромышленность. – 2012. – Вып. 1. – С. 103–113.
7. Кобзев А.В. Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. – Томск: Радио и связь, 1990. – 336 с.

---

#### Зотов Леонид Григорьевич

Канд. техн. наук, доцент каф. теоретических основ радиотехники  
Новосибирского государственного технического университета (НГТУ)  
Тел.: (8-383-3) 46-13-78, 8-962-829-89-22  
Эл. почта: zotov lg @ mail.ru

#### Зиновьев Геннадий Степанович

Д-р техн. наук, профессор каф. электроники и электротехники НГТУ  
Тел.: (8-383-3) 46-08-66, 8-913-931-81-24  
Эл. почта: genstep @ mail.ru

Zotov L.G., Zinovev G.S.

#### Electronic transformers on the basis of high-frequency resonant structures with switched capacitances

In the article we considered the construction principle of multistep electronic transformers on the basis of resonant structures with switched capacitances. It is shown, that the increase in number of steps of transformation reaches appreciable increase in efficiency and sharp decrease in a total capacitance of the power circuit. Besides, the factor of harmonics of an input current and input electrical power factor essentially improve.

**Keywords:** least squares method, base station, coverage area.