

УДК 621.314

Г. В. Павлов, д-р техн. наук, профессор

А. В. Обрубов, канд. техн. наук, доцент

Национальный университет кораблестроения, г. Николаев, Украина

СИНТЕЗ РЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Предложен метод синтеза резонансных преобразователей переменного напряжения на основе абстрактного резонансного преобразователя с некоторыми последовательностями комбинаций источников электроэнергии, соответствующими энергообмену между ними в требуемых направлениях. Метод позволяет по заданным направлениям энергообмена между источником питания и потребителем и форме выходного напряжения получить силовые схемы и алгоритмы коммутации вентиля преобразователей. Библ. 5, табл. 2, рис. 17.

Ключевые слова: Резонансный преобразователь, резонансная цепь, энергообмен.

Запропоновано метод синтезу резонансних перетворювачів змінної напруги на основі абстрактного резонансного перетворювача з деякими послідовностями комбінацій джерел електроенергії, що відповідають енергообміну між ними у потрібних напрямках. Метод дозволяє за заданими напрямками енергообміну між джерелом живлення і споживачем та формою вихідної напруги отримати силові схеми і алгоритми комутації вентилів перетворювачів. Бібл. 5, табл. 2, мал. 17.

Ключові слова: Резонансний перетворювач, резонансний ланцюг, енергообмін.

Постановка проблемы

Проблематика резонансных преобразователей переменного напряжения состоит в сложности обеспечения динамичности, точности и устойчивости регулирования, организации энергообмена при питании реактивных нагрузок, в необходимости рассчитывать силовые схемы под конкретные нагрузки [1-5].

В отличие от преобразователей постоянного напряжения, где сглаживание пульсаций преобразования и пульсаций напряжения питания в значительной степени осуществляется входным и выходным фильтрами с низкой частотой пропускания, в преобразователях переменного напряжения нельзя чрезмерно снижать частоту пропускания фильтров и в такой же мере использовать их сглаживающее действие. Пульсации и прочие нежелательные колебания напряжений, имеющие частотный спектр, близкий со спектром полезных составляющих, должны быть подавлены за счет регулирования [2]. С другой стороны, повышение динамичности резонансных преобразователей

наталкивается на проблему устойчивости регулирования. Схемы с высокими добротностями контуров, как правило, имеют большую колебательность. Устойчивое управление таким объектом возможно только при точной компенсации полюсов передаточной функции либо при замедлении регулятора. Компенсация практически невозможна из-за нестабильности параметров схем. Необходимы нелинейные и адаптивные регуляторы, основанные на интеллектуальных технологиях управления. Еще одна проблема – питание реактивных нагрузок. При емкостной либо индуктивной нагрузке и передаче энергии в прямом и обратном направлениях пиковые токи и напряжения могут в разы превышать текущие средние значения, соответствующие активной составляющей нагрузки [3].

Разрешение данных проблем может быть достигнуто путями совершенствования систем управления и синтеза схем с требуемыми свойствами преобразователей электроэнергии и объектов управления. Привлекательной является возможность задавать в системе управления различные алгоритмы коммутации для перевода преобразователя из одного режима в другой с сохранением приемлемых показателей качества электроэнергии.

Основная часть

Идея исследований – создание метода синтеза преобразователей переменного напряжения и алгоритмов коммутации силовых ключей с использованием последовательностей комбинаций источников (ПКИ) некоторого абстрактного резонансного преобразователя (АРП) на рис. 1, осуществляющего дозированный энергообмен между подключенными источниками $s_1...s_N$ и резонансными цепями РЦ. Источники могут быть источниками тока либо напряжения и подключаться к РЦ, образуя резонансный контур либо контуры, с различными полярностями и очередностями в соответствии с ПКИ, задаваемыми в виде табл. 1. В таблице в качестве примера для АРП с двумя источниками напряжений ($N=2$) по строкам записаны соответствия очередной комбинации источников из множества N и момента коммутации $\varepsilon_n = t_n / T$, где T – период преобразования.

Сочетание в одном АРП источников тока с источниками напряжений в общем случае не требуется для подтверждения правильности синтеза, но потребует более сложной схемы силовой части для рассмотрения. Поэтому сначала допустим, что участвующие в процессе преобразования источники являются источниками напряжений $u_1(t)...u_N(t)$. Потом можно сформулировать рекомендации для общего случая.

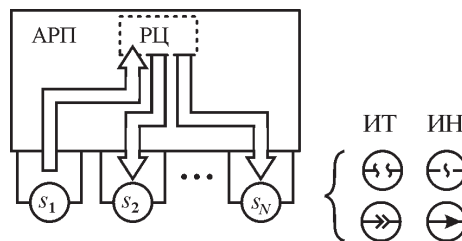


Рис.1

Таблица 1

Пример последовательности комбинаций источников (ПКИ) АРП с двумя источниками напряжений

Моменты коммутации ε_n	Подключаемые комбинации источников	Формируемые эпюры напряжений коммутируемых источников
$\varepsilon_0 = 0$	$u_1 - u_2$	
$\varepsilon_1 = \varphi_2$	$u_1 + u_2$	
$\varepsilon_2 = \gamma$	u_2	
$\varepsilon_3 = 0,5$	$-u_1 + u_2$	
$\varepsilon_4 = 0,5 + \varphi_2$	$-u_1 - u_2$	
$\varepsilon_5 = 0,5 + \gamma$	$-u_2$	

В качестве РЦ могут быть использованы пять схем в табл. 2, элементами которых являются емкость, индуктивность и их элементарные соединения. Сочетания элементов и схем РЦ образуют ряд конкретных РЦ со своими передаточными функциями. Динамика преобразователя будет определяться передаточными функциями РЦ, топологиями силовых схем и алгоритмами коммутации.

Это то же, что и некоторая ПКИ, т. е. набор источников, соединяемых с РЦ в течение цикла преобразования.

Таблица 2

Типы резонансных цепей

РЦ-1	РЦ-2	РЦ-3	РЦ-4	РЦ-5	РЦ-6	Элементы РЦ

АРП с двумя источниками соответствуют простые топологии, представленные на рис. 2 для четырехполюсных РЦ (а) и двухполюсных РЦ с последовательной (б) и параллельной (в) организацией.

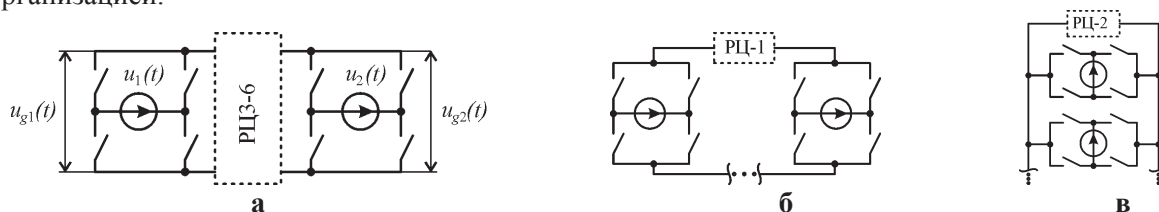


Рис. 2

Топологии с двухполюсными РЦ на рис. 2,б,в позволяют наращивать число мостов эквивалентными источниками электроэнергии. Связанные источники, например в трехфазной сети, подключаются к схеме через объединенные матрицы ключей – трехфазные мосты.

По отношению к ключам схем примем следующие допущения:

- Ключи идеальные, полностью управляемые и двунаправленные.
- В моменты коммутации изменяет состояние один ключ либо несколько ключей синхронно так, что резонансный контур можно считать неразрывным.

– Недопустимо короткое замыкание источника напряжения и разрыв источника тока.

Далее положим следующее:

- Коммутируемые источники напряжений $u_1(t)...u_N(t)$ преобразуются в эквивалентные генераторы прямоугольных ступенчатых напряжений $u_{g1}(t)...u_{gN}(t)$ с одинаковой частотой ω_g (см. табл. 1) каждый в соответствии со своей коммутационной функцией вида

$$\psi_n(\varepsilon) = \pm pulse_1(\varepsilon) \mp pulse_2(\varepsilon), \tag{1}$$

где $pulse_i(\varepsilon) = stp(\varepsilon - \phi_{1i}) - stp(\varepsilon - \phi_{2i})$ – функция п-образного импульса;

$stp(\varepsilon)$ – единичная ступенчатая функция;

ϕ_{1i}, ϕ_{2i} – фазы фронта и спада i -того импульса, $\varepsilon = 0...1$ – фаза внутри периода $T = 2\pi/\omega_g$.

- Скорости изменения напряжений низкочастотных источников $u_1(t)...u_N(t)$ незначительны и вызывают малые их приращения за период T высокочастотной коммутации.

– РЦ и резонансные контуры линейны в течение межкоммутационных промежутков, поэтому для математического описания процессов АРП можно использовать принцип наложения.

– Используемые в процессе преобразования ПКИ соответствуют так называемым простым циклам, в которых каждый источник может подключаться к РЦ только один раз с одним знаком либо два раза с различными знаками за цикл преобразования.

– Энергообмен между источниками АРП в установившемся режиме однозначно определяется ПКИ и величинами напряжений источников.

В соответствии с принципом наложения эквивалентные генераторы напряжения $u_{g1}(t)...u_{gN}(t)$ вызывают составляющие токов $i_1(t)...i_N(t)$, которые суммируются, и образуется ток контура $i(t) = \sum_N i_n(t)$. Блок-схема на рис.3 показывает взаимодействие эквивалентных генераторов напряжений АРП друг с другом через РЦ и суммирование составляющих токов. Ток контура $i(t)$ коммутируется при условии неразрывности контура синхронно с коммутацией источников напряжения. Поэтому через каждый источник напряжения проходит только некоторая часть общего

тока, определяемая коммутационной функцией $i(t)\psi_n(\varepsilon T + kT)$, где k – номер периода преобразования. При определении среднего значения тока источника за период общий ток интегрируется в пределах коммутационного “окна” данного источника напряжения.

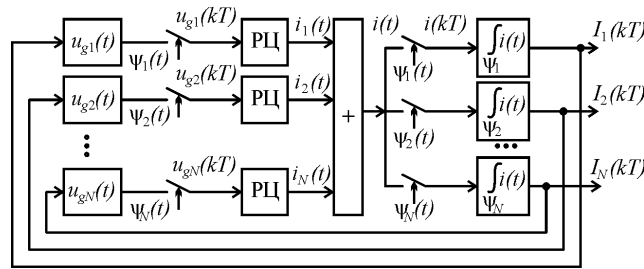


Рис. 3

Данная блок-схема позволяет наглядно построить динамическую модель АРП также основанную на принципе наложения. Здесь каждый эквивалентный генератор прямоугольного напряжения создает свой ток и исполняет роль источника энергии. Остальные эквивалентные генераторы напряжений для данной составляющей тока формально являются приемниками и возможно потребителями энергии. Приемником своего же тока является и генератор, вызвавший его. Таким образом, любой эквивалентный генератор напряжения одновременно является источником и приемником тока, может являться источником и потребителем электроэнергии, переносимой всеми составляющими тока контура. Следовательно, все источники напряжения АРП связаны друг с другом через инверторы и динамические связи в виде ПЦ, соответствующие передаче составляющих тока контура и электроэнергии от одного источника к остальным. Поэтому динамика АРП может быть описана системой элементарных передаточных функций $h_{mn}(z) = I_n(z) / u_m(z)$, связывающих напряжение m -го источника с текущим средним током n -го источника напряжения,

$$\mathbf{I}(z) = \mathbf{H}(z)\mathbf{U}(z) + \frac{\partial \mathbf{H}(z)}{\partial x_1} x_1(z) + \dots + \frac{\partial \mathbf{H}(z)}{\partial x_i} x_i(z), \quad (2)$$

где $\mathbf{I}(z) = \begin{bmatrix} I_1(z) \\ I_2(z) \\ \dots \\ I_N(z) \end{bmatrix}$, $\mathbf{H}(z) = \begin{bmatrix} h_{11}(z) & h_{21}(z) & \dots & h_{N1}(z) \\ h_{12}(z) & h_{22}(z) & \dots & h_{N2}(z) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{1N}(z) & h_{2N}(z) & \dots & h_{NN}(z) \end{bmatrix}$, $\mathbf{U}(z) = \begin{bmatrix} u_1(z) \\ u_2(z) \\ \dots \\ u_N(z) \end{bmatrix}$ – вектор

дискретных z -изображений текущих средних токов, матрица передаточных функций и вектор изображений напряжений источников соответственно, $\partial \mathbf{H}(z) / \partial x_i$ – матрицы коэффициентов дифференциальной линеаризации по входам регуляторов, $x_1(z) \dots x_i(z)$ – изображения малых приращений входных регулирующих величин. Столбцы матрицы передаточных функций соответствуют источникам воздействий, т. е. эквивалентным генераторам, вырабатывающим токи. Строки соответствуют приемникам, т. е. эквивалентным генераторам, через которые проходят составляющие тока, инициированные другими генераторами. Регулирующие величины АРП воздействуют на параметры эквивалентных генераторов напряжений, такие как относительная ширина импульса $\gamma = t_p / T$, фаза $\varepsilon_p = \varphi_p T / \omega_g$, частота преобразования $\omega_g = 2\pi / T$. Столбцы матриц коэффициентов дифференциальной линеаризации соответствуют номеру эквивалентного генератора, подвергающегося регулированию. Поэтому количество столбцов зависит от количества генераторов, чувствительных к данной регулирующей величине. Количество строк всегда соответствует количеству генераторов. Количество дифференциальных слагаемых в правой части (2) соответствует количеству регулирующих величин. Значения коэффициентов дифференциальной линеаризации могут быть найдены из производных элементарных передаточных функций либо определены экспериментальным следующим образом. Имитационная либо натурная модель АРП запускается в работу с одним генератором-источником и одним генератором-приемником. Производится снятие статической характеристики регулирования тока генератора-приемника. Затем определяются соотношения между малыми приращениями тока и регулирующей величины (наклон касательной к характеристике регулирования) при постоянной амплитуде напряжения генератора-источника $K_I = \partial I / \partial x \Big|_{U_a = const}$ и отношение возможного приращения амплитуды напряжения

генератора-источника к приращению тока генератора-приемника при постоянной регулирующей величине $K_U = \partial U_a / \partial I|_{x=const}$. Под возможным приращением амплитуды напряжения подразумевается случай, когда приращение тока было бы вызвано не регулирующей величиной, а приращением напряжения генератора. Коэффициент дифференциальной линеаризации в данной точке статической характеристики будет равен произведению полученных соотношений $K = K_I K_U$.

Для нахождения элементарных передаточных функций рассмотрим АРП с двухполюсными РЦ-1 и РЦ-2 из табл.2. Коммутируемые источники представим в виде генераторов ступенчатых напряжений, управляемых по амплитуде и фазовым параметрам, а РЦ – последовательной rLC -цепью. Таким образом имеем схему для одной составляющей колебаний - активный контур на рис.4,а и получающиеся путем наложения таких контуров схемы замещения на рис.4,б,в, соответствующие рис.2,б,в с генераторами напряжений $u_{g1}...u_{gN}$. Ключи на рис.4,в включаются под действием коммутационных функций при ненулевых их значениях. Они введены в схему замещения для устранения параллельного включения различных источников напряжений. Поэтому ненулевые значения коммутационных функций данной схемы не накладываются друг на друга во времени.

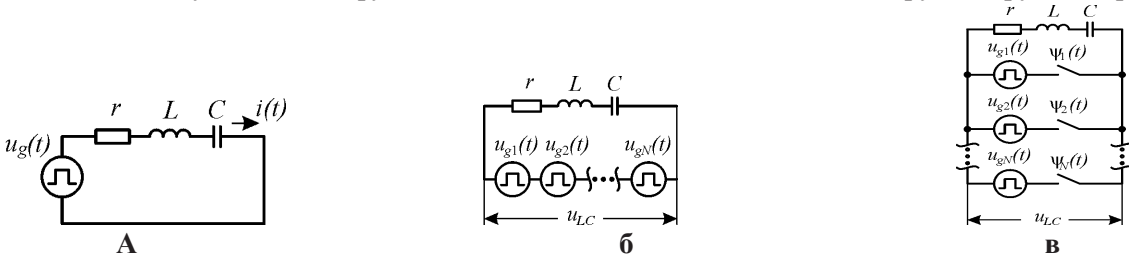


Рис. 4

Физический смысл элементарной передаточной функции АРП состоит в следующем. Генератор напряжения на рис.4,а генерирует прямоугольные импульсы. Один такой импульс $v(t)$ на рис. 5,а вызывает затухающие колебания тока $i(t)$ контура. Если амплитуда импульса единичная $U_s = 1$, образовавшиеся колебания тока можно считать весовой функцией контура $h(t) = i(t)$. Представим, что импульсы следуют с периодом T и генератор во время каждого k -того импульса $v(t - kT)$ пропускает через себя ток от своего первого импульса $v(t)$ и выступает в роли приемника. Мерой этого тока является его интегральное среднее значение за k -тый интервал проводимости тока данным источником напряжения. Интервалы проводимости на рис.5,а выделены штриховкой и совпадают с интервалом импульса, поскольку на самом деле эквивалентный генератор образован источником медленно меняющегося напряжения и коммутирующими ключами. Во время импульса источник напряжения подключен к контуру и пропускает ток контура, а во время паузы ток контура минует данный источник напряжения. Если проинтегрировать ток контура на интервалах проводимости, получим ряд следующих друг за другом с периодом T значений на рис.5,б, представляющих собой элементарную дискретную весовую функцию активного контура $h_i(kT)$, вызванную воздействием эквивалентного импульса $v(kT)$ генератора. Изображением весовой функции будет элементарная передаточная функция $\mathfrak{Z}\{h_i(kT)\} = h_{11}(z) = I(z)/u(z)$ активного контура. Индексы “11” означают, что данный эквивалентный генератор создает проходящий через него же ток.

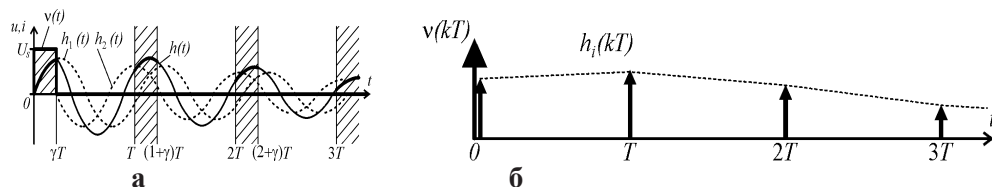


Рис. 5

Математическое представление элементарной передаточной функции основано на суммировании двух переходных функций тока контура с последующим интегрированием на интервалах проводимости источника напряжения и нахождением z -изображения последовательности интегралов. Переходные функции вызваны единичными ступенями напряжения, составляющими

импульс генератора. Первая ступень $stp(t)$ вызывает составляющую тока $h_1(t)$, вторая ступень $-stp(t - \gamma T)$ вызывает составляющую $h_2(t) = h_1(t - \gamma T)$.

Значит

$$h(t) = h_1(t) + h_2(t) = h_1(t) - stp(t - \gamma T)h_1(t - \gamma T). \quad (3)$$

Переходная функция определяется операторной проводимостью РЦ

$$h_1(p) = Y_{rLC}(p)/p = C/(p^2 LC + prC + 1), \quad (4)$$

где оригинал переходной функции равен $h_1(t) = \frac{e^{-\lambda t}}{\omega_1 L} \sin(\omega_1 t)$;

$\omega_1 = \omega_0 \sqrt{1 - 1/4Q^2}$ – частота свободных колебаний контура, $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ – частота идеального резонанса;

$Q = \rho/r$ – добротность контура;

$\rho = \sqrt{L/C}$ – волновое сопротивление РЦ;

$\lambda = r/2L$ – фактор затухания колебаний.

Допустим, что импульс напряжения и интервалы проводимости источника ограничены пределами $a = kT$ и $b = \gamma T + kT$, как показано на рис. 5,а. Тогда элементарная весовая функция активного контура будет иметь вид

$$h_i(kT) = \frac{1}{b-a} \sum_{k=0}^{\infty} \delta(t - kT) \int_a^b h(t) dt. \quad (5)$$

При подстановке оригинала (4) в (3) и значений пределов в (5) получаем

$$h_i(kT) = \frac{1}{\omega_1 \gamma T L \sqrt{\lambda^2 + \omega_1^2}} \left[e^{-\lambda kT} \sin(\omega_1 kT + \zeta) - e^{-\lambda(\gamma T + kT)} \sin(\omega_1 kT + \omega_1 \gamma T + \zeta) \right], \quad (6)$$

где $\zeta = \arctg(\omega_1/\lambda) = \arctg(\sqrt{4Q^2 - 1})$. Изображением (6) будет элементарная передаточная функция активного контура АРП

$$h_i(z) = \frac{z^2 (\sin(\zeta) - e^{-\lambda \gamma T} \sin(\omega_1 \gamma T + \zeta)) + z e^{-\lambda T} (\sin(\omega_1 T - \zeta) - e^{-\lambda \gamma T} \sin(\omega_1 T - \omega_1 \gamma T - \zeta))}{\omega_1 \gamma T L \sqrt{\lambda^2 + \omega_1^2} (z^2 - 2z e^{-\lambda T} \cos(\omega_1 T) + e^{-2\lambda T})}. \quad (7)$$

АРП с несколькими источниками можно представить как наложение нескольких активных контуров. Тогда элементарные передаточные функции, входящие в уравнение (2), будут получены из (5) и будут иметь выражения вида (7) с пределами интегрирования, соответствующими промежуткам проводимости данного источника напряжения. Если данный источник напряжения входит в контур два раза за цикл с различными знаками, то в (3) добавляются еще два слагаемых от второго импульса и знаки учитываются в (5) при интегрировании функции тока. Использование РЦ с иными схемами приведет к соответствующему переопределению весовой функции контура. Введение источников тока в АРП потребует добавления в блок-схему на рис.3 связей по напряжению параллельных РЦ, взаимодействующих с источниками тока и интегрированию напряжений контура.

Дальнейшим развитием исследований будет учет нагрузок, которые в данном АРП замещены источниками напряжений, принимающими электроэнергию. Тогда к уравнению динамики АРП добавится уравнение выходов, где будут фигурировать передаточные функции выходных цепей с нагрузками.

Предложенный метод позволит синтезировать силовую схему резонансного преобразователя переменного напряжения по заданным характеристикам желаемых выходных процессов и подключенных к ней источников электроэнергии и нагрузок. Источники электроэнергии могут исполнять роль источников питания либо потребителей. Нагрузка всегда пассивна и потребляет электроэнергию. Синтез проходит в два этапа. На первом этапе формируется последовательность комбинаций источников, позволяющая генерировать желаемые ток и напряжение нагрузки. На втором этапе определяются множества межкоммутационных схем, из которых путем наложений и совмещений определяются множества силовых схем преобразователей с идеальными ключами. Далее из множества силовых схем выбираются схемы, отвечающие ряду критериев, относящихся к

параметрам создаваемого преобразователя. Это типы силовых ключей и эффективность их использования, массогабаритные показатели, показатели качества входных и выходных процессов, диапазон регулирования; диапазон нагрузок, запасы устойчивости, показатели динамичности. Под эффективностью использования ключей подразумевается энергоэффективность, функциональная и структурная экономичность ключей.

Выводы

Синтез схем резонансных преобразователей переменного напряжения позволит проанализировать множество возможных силовых схем преобразователей, получить обобщенные выражения и зависимости, рассчитать рабочие характеристики и осуществить выбор схем с систематизацией их по алгоритмам коммутации и динамическим характеристикам. Это позволит создавать преобразователи переменного напряжения, наилучшим образом отвечающие требованиям энергоэффективности и качества регулирования.

Список литературы

1. Мелешин В. И. Транзисторная преобразовательная техника, [Текст] / В.И. Мелешин – Москва: Техносфера, 2005. – 632 с. ISBN 5-94836-051-2.
2. Семенов Б. Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов [Текст] / Б. Ю Семенов – Москва: Солон-Р, 2001. – 327 с. ISBN 5-93455-089-6.
3. Chien-Ming Wang, A Series-Resonant DC/AC Inverter for Impedance-Load Drives [Text] / Chien-Ming Wang, Guan-Chyun Hsieh, Senior member, IEEE Transactions on power electronics, Vol. 16, No. 3, May 2001, p.p. 325–334.
4. Power Electronics Handbook (Second Edition). Devices, Circuits, and Applications [Text] Copyright © 2007 Elsevier Inc. All rights reserved, Edited by: Muhammad H. Rashid, Ph.D., Fellow IEE, Fellow IEEE ISBN: 978-0-12-088479-7.
5. Steigerwald R..I. A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies [Text] / R.I. Steigerwald, IEEE APEC, 1987 Record, p.p. 135–144.

SYNTHESIS OF RESONANT CONVERTERS AC VOLTAGE

G.V. Pavlov, Ph.D., professor, A.V. Obrubov, Ph.D., associate professor
National University of Shipbuilding Ave Heroes of Stalingrad 9, Nikolaev, 54001, Ukraine

We propose a method for the synthesis of resonant converters AC voltage on the basis of abstract resonant converter with some sequences of combinations of energy sources, the relevant energy exchange between them in the desired directions. The method allows for specified areas of energy exchange between the power source and the consumer and the shape of the output voltage for power circuits and algorithms of commutation of power switches. Byblos. 5, Table. 1, Fig. 2.

Keywords: resonant converter, the resonant circuit, the energy exchange