

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕКТОРОВ СОСТОЯНИЯ В КВАЗИРЕЗОНАНСНОМ ИМПУЛЬСНОМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕ, ПЕРЕКЛЮЧАЕМОМ ПРИ НУЛЕВОМ НАПРЯЖЕНИИ

В.П. Войтенко, Ю.А. Денисов

Черниговский государственный технологический университет

Украина, 14027, г. Чернигов, ул. Шевченко, 95, ЧГТУ, кафедра промышленной электроники

Тел. (04622) 3-77-17, E-mail: vvp@inel.stu.cn.ua, den@inel.stu.cn.ua

Annotation – the way of analysis of operation of the zero-voltage-switched quasi-resonant converter is considered. This way allows to simplify the calculation and designing of high-frequency power converters.

Key words – zero-voltage-switched quasi-resonant converter.

ВВЕДЕНИЕ

В [1-2] разработаны основные теоретические и практические положения проектирования квазирезонансного импульсного преобразователя, переключаемого при нулевом токе (КРИП-ПНТ). В этих работах получены динамические процессы в преобразователе, произведен выбор типа и параметров регуляторов обратной связи, произведена оценка хорошего влияния КРИП-ПНТ на питающую сеть. Из полученных результатов можно сделать вывод о возможности успешного применения КРИП-ПНТ для проектирования компактных систем питания аппаратуры точной магнитной записи. Несмотря на отмеченные достоинства, данный тип преобразователя обладает рядом недостатков:

- необходим широкий диапазон частот для регулирования выходного напряжения;
- низкий критический коэффициент усиления на высоких рабочих частотах;
- необходимость слежения за длительностью резонанса тока в резонансном контуре.

В квазирезонансном преобразователе, переключаемом при нулевом напряжении (КРИП-ПНН, Рис. 1) некоторые вышеперечисленные недостатки отсутствуют, а именно:

- за счет малых потерь при включении силового ключа возможно значительное повышение частоты преобразования [3];
- высокая частота преобразования дает возможность отказаться от сглаживающих фильтров;

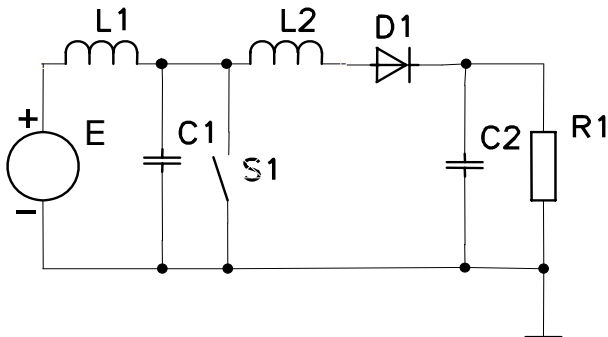


Рис. 1

– необходимо производить слежение за резонансом напряжений в резонансном контуре, что проще реализуется схемотехнически.

В отличие от КРИП-ПНТ здесь отсутствует запасание энергии в выходной емкости запертого ключа,

что также снижает проникновение помех через паразитные элементы в цепи управления.

В [3] приведен упрощенный анализ КРИП-ПНН, причем преобразователь представлен в виде генератора постоянного тока, питающего нагрузку, которая замещена источником постоянного напряжения. При построении высокочастотных систем питания электротехнологических систем, в которых предъявляются высокие требования к динамическим характеристикам, а также электромагнитной совместимости и массо-габаритным показателям, требуются расчетные соотношения, учитывающие конечные значения номиналов дросселя $L1$ и конденсатора $C2$. Цель данной статьи – проведение более точного анализа установившегося режима работы КРИП-ПНН, что открывает возможности построения систем управления преобразователем.

Как и в КРИП-ПНТ, полный период частоты переключения в установившемся режиме можно разделить на четыре интервала, начиная с момента выключения ключа $S1$. Поскольку на каждом из интервалов эквивалентная схема КРИП-ПНН представляет собой линейную стационарную систему, она может быть описана совокупностью линейных дифференциальных уравнений первого порядка с постоянными коэффициентами, которую можно представить в следующей векторно-матричной форме [4]:

$$\frac{dv(t)}{dt} = Av(t), \quad (1)$$

где A – матрица коэффициентов;
 $v(t)$ – вектор-столбец состояния системы увеличенной размерности. Для КРИП-ПНН

$$v = \begin{bmatrix} E \\ i_{L1} \\ u_{C1} \\ i_{L2} \\ u_{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Решения уравнений состояния (1) находятся в форме:

$$v(t) = \Phi(t)v(0^+), \quad (3)$$

где $\Phi(t)$ – расширенная матрица перехода системы;

$v(0^+)$ – вектор начальных условий.

Вычисление $\Phi(t)$ можно производить по следующему алгоритму:

$$\Phi(t) = L^{-1} \{ [p\mathbf{I} - \mathbf{A}]^{-1} \}, \quad (4)$$

где \mathbf{I} – единичная матрица.

Расчет КРИП-ПНН можно произвести различными методами, в том числе – используя классический подход. Однако применение теории пространства состояний позволяет задать алгоритм систематического и планомерного решения задачи. Это особенно актуально при анализе нестандартных дискретных систем со сложными законами прерывания сигналов. КРИП-ПНН совместно с системой управления является примером такой системы. Поскольку в КРИП используется резонансный ключ, для управления выходным напряжением применяется метод регулирования частоты. Анализ систем с частотно-импульсной модуляцией, как известно, сопряжен с рядом трудностей. Кроме того, учет паразитных элементов схемы КРИП-ПНН и неидеальности источника питания создает почти непреодолимые затруднения при использовании классического анализа.

Последовательно проведем анализ КРИП-ПНН на каждом из четырех интервалов периода переключения с целью определения исходных данных для применения процедуры (1) – (4).

ПЕРВЫЙ ИНТЕРВАЛ

Начинается в момент времени t_0 , совпадающий с выключением силового ключа SI . Эквивалентная схема КРИП-ПНН представлена на Рис. 2.

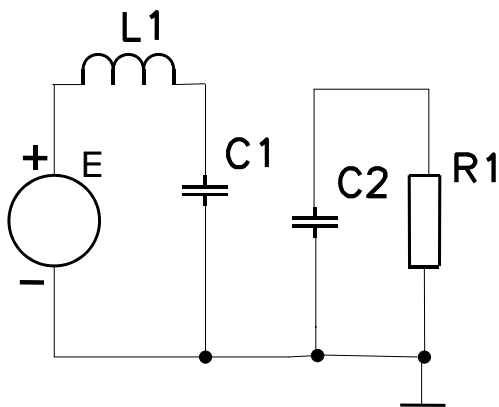


Рис. 2

На Рис. 3 представлена схема КРИП-ПНН в переменных состояния на первом интервале (*интервале заряда конденсатора C1*), наглядно иллюстрирующая взаимосвязь между напряжениями и токами в схеме Рис.2. Начальные условия для интеграторов $i_{L1}(t_0)$ и $u_{C2}(t_0)$ – это в установившемся режиме остаточный ток дросселя и напряжение на нагрузке в конце предыдущего периода работы преобразователя. При построении многоконтурной замкнутой системы управления КРИП-ПНН сигналы обратной связи с датчика тока дросселя и выходное напряжение необходимо сравнивать с заданными величинами. Для описания сигналов задания целесообразно использовать начальные условия для интеграторов именно в первом интервале работы преобразователя.

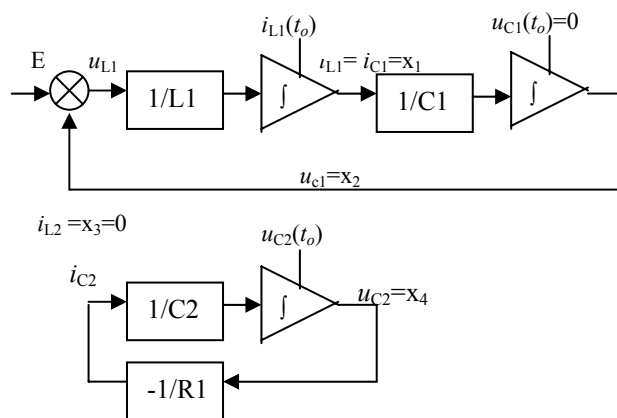


Рис. 3

Используя Рис.3, можно записать векторы состояния, производных и начальных условий для первого интервала работы преобразователя (5).

Замена в (5) E на другие величины (функции) позволяет произвести анализ работы КРИП-ПНН при различных отклонениях напряжения питания преобразователя от идеальной формы.

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} E \\ x_1 \\ x_2 \\ 0 \\ x_4 \end{bmatrix}; \quad \frac{d\mathbf{v}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 \\ (E - x_2)/L1 \\ x_1/C1 \\ 0 \\ -x_4/R1C2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}(t_0) = \begin{bmatrix} E \\ i_{L1}(t_0) \\ 0 \\ 0 \\ u_{C2}(t_0) \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Матрица коэффициентов для первого интервала работы КРИП-ПНН легко определяется по Рис. 3.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L1 & 0 & -1/L1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/R1C2 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

ВТОРОЙ ИНТЕРВАЛ

Начинается в момент времени t_1 , когда уровень напряжения на конденсаторе $C1$ в процессе его заряда в первом интервале превысит напряжение на нагрузке, которое в то же время снижается вследствие разряда конденсатора $C2$. Диод $D1$ открывается, и часть тока дросселя $L1$ начинает ответвляться в нагрузку. Эквивалентная схема КРИП-ПНН во втором интервале – *интервале резонанса* представлена на Рис. 4.

В однопериодном режиме работы КРИП-ПНН параллельно резонансному ключу SI (Рис.1) встречно включается диод, который ограничивает на нулевом уровне спавшее по резонансной кривой напряжение на конденсаторе $C1$, не допуская его перезаряда в обратном направлении.

На Рис. 5 представлена схема КРИП-ПНН в переменных состояния на втором интервале.

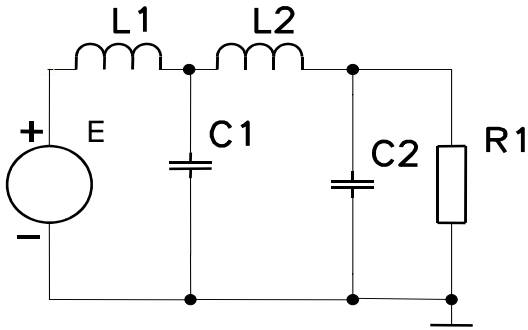


Рис. 4

Векторы состояния, производных, начальных условий и матрица коэффициентов на втором интервале работы преобразователя, полученные с использованием Рис.5, представлены выражениями (7) и (8).

$$v = \begin{bmatrix} E \\ x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}; \quad \frac{dv}{dt} = \begin{bmatrix} 0 \\ (E - x_2)/L1 \\ (x_1 - x_3)/C1 \\ (x_2 - x_4)/L2 \\ \frac{x_3 - x_4/R1}{C2} \end{bmatrix}; \quad v(t_1) = \begin{bmatrix} E \\ i_{L1}(t_1) \\ u_{C1}(t_1) \\ 0 \\ u_{C2}(t_1) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L1 & 0 & -1/L1 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C1 & 0 & -1/C1 & 0 \\ 0 & 0 & 1/L2 & 0 & -1/L2 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C2 & -1/R1C2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

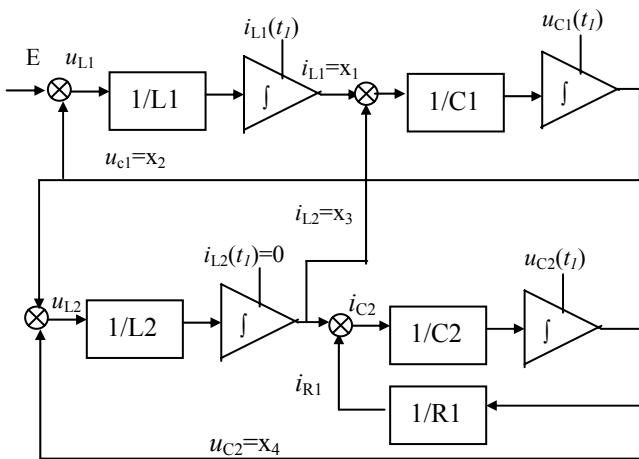


Рис. 5

ТРЕТИЙ ИНТЕРВАЛ

Начинается в момент времени t_2 , когда уровень напряжения на конденсаторе $C1$ в процессе его разряда в предыдущем интервале достигнет нуля. В этот же момент необходимо замкнуть силовой ключ, что обеспечит правильную работу КРИП-ПНН. В течение третьего интервала происходит полный разряд дросселя $L2$. Эквивалентная схема КРИП-ПНН в этом ин-

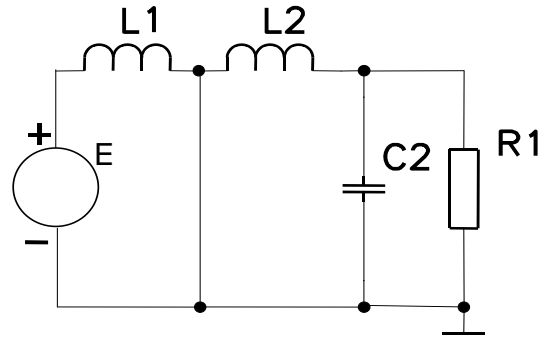


Рис. 6

тервале представлена на Рис. 6.

На Рис. 7 представлена схема КРИП-ПНН в переменных состояния на третьем интервале.

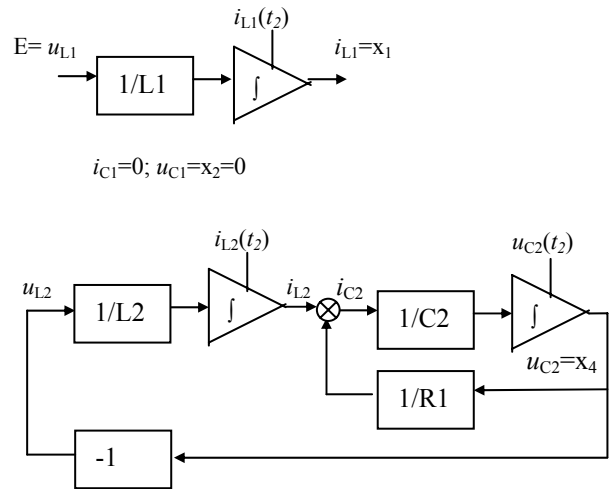


Рис. 7

Выражение (9) определяет векторы состояния, производных и начальных условий на третьем интервале работы КРИП-ПНН. Они получены с использованием Рис. 7.

$$v = \begin{bmatrix} E \\ x_1 \\ 0 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}; \quad \frac{dv}{dt} = \begin{bmatrix} 0 \\ E/L1 \\ 0 \\ -x_4/L2 \\ \frac{x_3 - x_4/R1}{C2} \end{bmatrix}; \quad v(t_2) = \begin{bmatrix} E \\ i_{L1}(t_2) \\ 0 \\ i_{L2}(t_2) \\ u_{C2}(t_2) \end{bmatrix} \quad (9)$$

Выражение (10) представляет собой матрицу коэффициентов для третьего интервала, полученную непосредственно по Рис. 7.

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/L2 \\ 0 & 0 & 0 & 1/C2 & -1/R1C2 \end{bmatrix} \quad (10)$$

ЧЕТВЕРТЫЙ ИНТЕРВАЛ

На этом интервале происходит зарядка входной цепи КРИП-ПНН. К концу предыдущего интервала в момент времени t_3 весь входной ток протекает через силовой ключ и остается неизменным до выключения SI в момент t_4 . Эквивалентная схема преобразователя представлена на Рис. 8, а схема в переменных состояния – на Рис. 9.

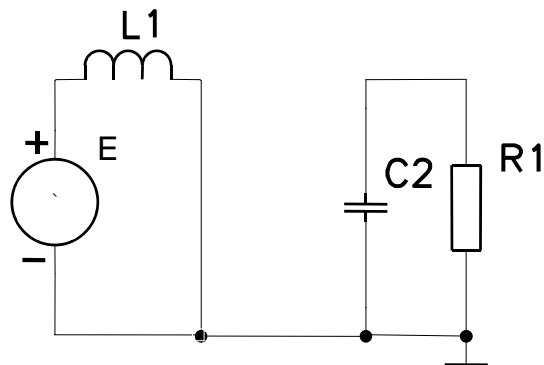


Рис. 8

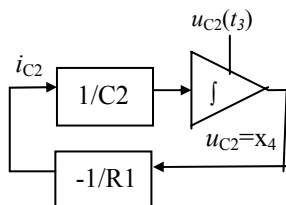
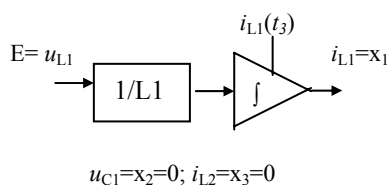


Рис. 9

Окончание четвертого, последнего интервала работы КРИП-ПНН (moment времени t_4) в установившемся режиме соответствует исходному состоянию (т.е. в момент времени t_0). Векторы состояния, производных и начальных условий в четвертом интервале работы КРИП-ПНН определяет выражение (11). Оно получено с использованием Рис. 9.

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} E \\ x_1 \\ 0 \\ 0 \\ x_4 \end{bmatrix}; \quad \frac{d\mathbf{v}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 \\ E/L1 \\ 0 \\ 0 \\ -x_4/R1C2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{v}(t_3) = \begin{bmatrix} E \\ i_{L1}(t_3) \\ 0 \\ 0 \\ u_{C2}(t_3) \end{bmatrix} \quad (11)$$

Матрица коэффициентов для четвертого интервала (12) получена из Рис. 9.

На Рис. 10 представлена временная диаграмма напряжения на нагрузке, полученная с помощью чис-

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1/L1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/R1C2 \end{bmatrix} \quad (12)$$

ленного расчета по приведенному выше алгоритму для КРИП-ПНН со следующими параметрами:

$$\begin{aligned} E &= 3 \text{ В}; & L1 &= 350 \text{ мкГ}; & C1 &= 40 \text{ пФ}; \\ L2 &= 2,5 \text{ мкГ}; & C2 &= 3,5 \text{ мкФ}; & R1 &= 31 \text{ Ом}. \end{aligned}$$

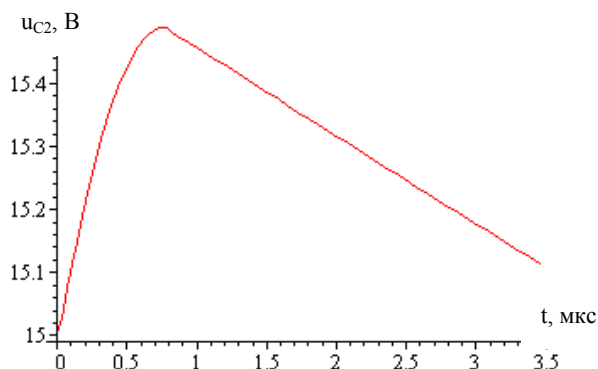


Рис. 10

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Составлены схемы моделирования КРИП-ПНН в пространстве состояний на четырех интервалах работы преобразователя.

2. Получены выражения для векторов состояния, производных и начальных условий, позволяющие определить переменные состояния по известному алгоритму и построить переходные процессы на всех интервалах КРИП-ПНН.

3. Предложенный подход позволяет наглядно представить элементы КРИП-ПНН в качестве звеньев системы в пространстве состояния и является фундаментом для построения оптимальных регуляторов в замкнутой системе автоматического управления.

[1] Денисов Ю.О. Корекція частотних характеристик джерела живлення з квазірезонансними імпульсними перетворювачами// Вісник Чернігівського технологічного інституту. Машинобудування. Електроніка. – 1996. – №1. – С. 68 – 76.

[2] Денисов Ю.А. Абсолютная устойчивость стабилизаторов постоянного напряжения с квазирезонансными импульсными преобразователями, переключаемыми при нулевом токе// Техническая электродинамика. Тем. выпуск СЕЕ-2000. – Т.1. – С. 79 – 83.

[3] Ли Ф.К. Высокочастотные квазирезонансные преобразователи// ТИИЭР. – 1988. – Т. 76, №4. – С. 83 – 97.

[4] Ту Ю. Современная теория управления. Пер. с англ. Я.Н.Гибатулина, под ред. В.В.Солодовникова. – М.: Машиностроение, 1971. – 472 с.

