

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ С СЕТЬЮ СТАБИЛИЗАТОРОВ С КВАЗИРЕЗОНАНСНЫМИ ИМПУЛЬСНЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

Ю. А. Денисов, А. С. Ревко, А. Д. Прохоренко
Черниговский технологический институт
Украина, 2500027 г. Чернигов, ул. Шевченко 95

кафедра "Промышленная электроника" Тел. (04622) 3-77-17.; E-mail: der@pe.ti.chemnigov.ua

Аннотация – In this article the comparative analysis of influence on a feeding network of power supplies with quasiresonant by pulsing converters is made is shown that quasiresonant converters have best electromagnetic compatibility with a network than pulsing converters.

Ключевые слова input current, pulse converters switched at zero current (QRPC-SZC), electromagnetic compatibility.

В работах (1), (2) и (3) приведены результаты исследований квазирезонансных импульсных преобразователей, переключение силового ключа которых происходит при нулевом токе (КРИП - ПНТ).

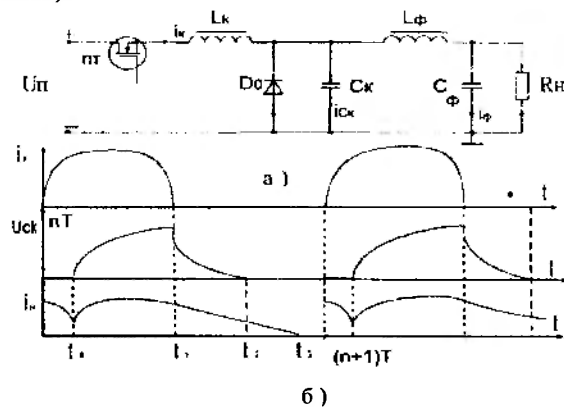


Рис. 1

В таком преобразователе (см. Рис. 1) благодаря применению резонансного контура возникает резонансный процесс установления тока в дросселе L_k и напряжения на конденсаторе C_k . Так как резонансный дроссель соединен последовательно с источником питания, то резонансный ток одновременно является и потребляемым током преобразователя. Из Рис. 1 видно, что резонансный ток в дросселе по форме близок к синусоиде. Известно что, в обычных импульсных преобразователях потребляемых ток имеет прямоугольную форму. Для того, чтобы уменьшить влияние преобразователя на сеть переменного тока обычно применяются корректоры коэффициента мощности, которые потребляемый ток приближают к синусоидальной форме благодаря следящей системе. Корректоры коэффициента мощности являются дополнительным устройством. В результате снижается общая надежность источника питания ухудшаются его удельные характеристики.

В случае же использования КРИП-ПНТ процесс формирования синусоидального потребляемого тока является естественным вытекающим из принципов его работы.

Произведем сравнительный анализ спектрального состава потребляемого от выпрямителя

тока квазирезонансного преобразователя и импульсного преобразователя (ИП). Возможный вариант силовой схемы импульсного преобразователя (ИП) представлен на Рис. 2.

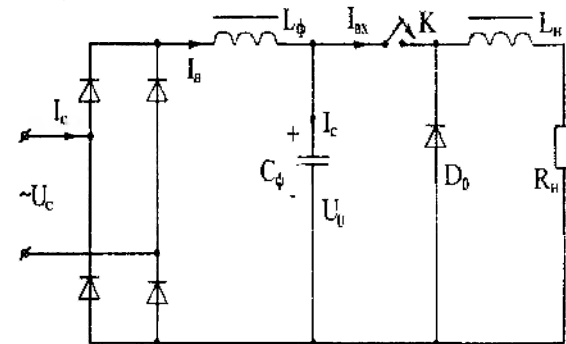


Рис. 2

Ток на выходе выпрямителя $I_B = I_C + I_{вх}$, где $I_{вх}$ – ток на входе ИП. Поскольку влияние $L_ф, C_ф$ на спектральный состав потребляемого тока в ИП и в КРИП будет равноценным, то ограничимся исследованием лишь спектра тока $I_{вх}$, полагая $C_ф \rightarrow \infty$. В этом случае вся переменная составляющая выпрямленного тока будет замыкаться через конденсатор $C_ф$, а к входу ИП будет приложено напряжение U_0 - постоянно. Спектр тока $I_{вх}$ оценим в установившемся режиме работы ИП для случая активно-индуктивной нагрузки. Рассматривая схему на Рис. 2 как цепь с периодической коммутацией параметров, которая описывается разностным уравнением первого порядка, нетрудно найти ток на входе ИП в установившемся режиме:

$$I_{вх}(\varepsilon) = \frac{U_0}{R_н} \times \left\{ \frac{1 - e^{-\alpha_n} + \left[e^{-\alpha_n(1-\gamma)} (1 - e^{-\alpha_n \gamma}) - 1 - e^{-\alpha_n} \right] e^{-\alpha_n \varepsilon}}{1 - e^{-\alpha}} \right\}$$

$$0 \leq \varepsilon \leq \gamma,$$

$$\text{где } \alpha_n = \frac{TR_н}{L_н}.$$

Комплексная амплитуда k -ой гармоники входного тока

$$I_{км} = \sqrt{I_{кмs}^2 + I_{кмc}^2}, \quad (1)$$

$$\text{где } I_{вх}(\varepsilon) = \frac{2}{T} \int_0^\gamma I_{вх}(\varepsilon) \cdot \sin k\bar{\omega}\varepsilon \cdot d\varepsilon,$$

$$I_{вх}(\varepsilon) = \frac{2}{T} \int_0^\gamma I_{вх}(\varepsilon) \cdot \cos k\bar{\omega}\varepsilon \cdot d\varepsilon,$$

$\bar{T} = 1$ – относительный период коммутации ИП.

После соответствующих вычислений получаем:

$$I_{кмs} = \frac{2U_{п}}{R_{н}} \left\{ \frac{1 - \cos k\bar{\omega}\gamma}{k\bar{\omega}} + \frac{F(\gamma)}{\alpha^2 + k^2\bar{\omega}^2} \times \right. \\ \left. \times [k\bar{\omega} - (\alpha \sin k\bar{\omega}\gamma + k\bar{\omega} \cos \bar{\omega}\gamma) e^{-\alpha\gamma}] \right\}, \quad (2)$$

$$I_{кмc} = \frac{2U_{п}}{R_{н}} \left\{ \frac{\sin k\bar{\omega}\gamma}{k\bar{\omega}} + \frac{F(\gamma)}{\alpha^2 + k^2\bar{\omega}^2} \times \right. \\ \left. \times [k\bar{\omega} + (\alpha \sin k\bar{\omega}\gamma + k\bar{\omega} \cos \bar{\omega}\gamma) e^{-\alpha\gamma}] \right\}, \quad (3)$$

В выражениях (2) (3).

$$F(\gamma) = \frac{e^{-\alpha_n(1-\gamma)}(1 - e^{-\alpha_n\gamma}) + e^{-\alpha_n} - 1}{1 - e^{-\alpha_n}}$$

Найдем спектральный состав входного тока КРИП, Рис. 3, при тех же условиях, что и в ИП, Рис. 2.

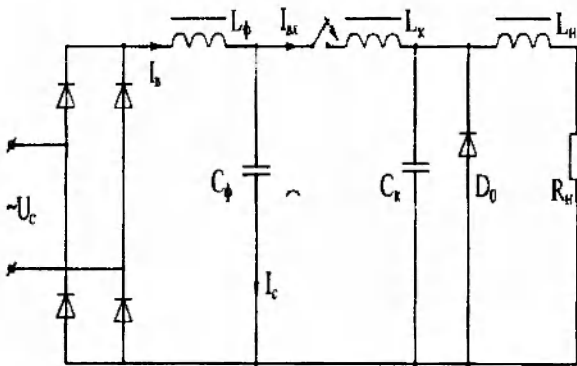


Рис. 3.

Как установлено в (2), в результате задержки, вызванной инерционностью обратного диода входной ток КРИП имеет две закономерности изменения. На основе результатов, полученных в (2) имеем:

$$I_{вх} = \frac{U_{п}\bar{T}}{L_{к}} \cdot \varepsilon, \quad 0 \leq \varepsilon \leq \gamma_3$$

и

$$I_{вх} = I_0 + \frac{U_{п}}{\rho_{к}} \cdot \sin \bar{\omega}_{к}\varepsilon, \quad \gamma_3 \leq \varepsilon \leq \gamma,$$

$$\text{где } \rho_{к} = \sqrt{\frac{L_{к}}{C_{к}}}, \quad \bar{\omega} = \frac{T}{\sqrt{L_{к}C_{к}}},$$

$$I_0 = \frac{U_{п}}{R_{н}} \text{ постоянная составляющая тока}$$

нагрузки в момент $\varepsilon = \gamma_3$,

$$\gamma_3 = \frac{t_3}{T} \text{ – относительное время задержки.}$$

Значения входного тока КРИП в указанных интервалах найдены на основе результатов, полученных в (2) при допущении, что ток нагрузки I_0 – постоянный. Амплитуды синусных и косинусных гармоник входного тока КРИП:

$$I_{мкс} = 2 \frac{U_{п}T}{L_{к}} \int_0^{\gamma_3} \varepsilon \cdot \sin k\bar{\omega}\varepsilon \cdot d\varepsilon + \\ + 2 \int_{\gamma_3}^{\gamma} (I_0 + \frac{U_{п}}{S_{к}} \varepsilon) \sin k\bar{\omega}\varepsilon \cdot d\varepsilon \quad (4)$$

$$I_{мкс} = 2 \frac{U_{п}T}{L_{к}} \int_0^{\gamma_к} \varepsilon \cdot \cos k\bar{\omega}\varepsilon \cdot d\varepsilon + \\ + 2 \int_{\gamma_к}^{\gamma} (I_0 + \frac{U_{п}}{S_{к}} \sin \bar{\omega}_к\varepsilon) \cos k\bar{\omega}\varepsilon \cdot d\varepsilon \quad (5)$$

В результате вычислений получено:

$$I_{мкс} = 2 \left\{ \frac{U_{п}T}{L_{к} \cdot k\bar{\omega}} \left(\frac{\sin k\bar{\omega}\gamma_3}{k\bar{\omega}} - \gamma_3 \cos k\bar{\omega}\gamma_3 \right) + \right. \\ \left. + \frac{2I_0}{k\bar{\omega}} \cdot \sin \frac{k\bar{\omega}(\gamma + \gamma_3)}{2} \cdot \sin \frac{k\bar{\omega}(\gamma - \gamma_3)}{2} + \right. \\ \left. + \frac{U_{п}}{\rho_{к}} \left[\frac{1}{\bar{\omega}_к - k\bar{\omega}} \cdot \cos \frac{(\gamma + \gamma_3)(\bar{\omega}_к - k\bar{\omega})}{2} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \sin \frac{(\gamma - \gamma_3)(\bar{\omega}_к - k\bar{\omega})}{2} - \frac{1}{\bar{\omega}_к + k\bar{\omega}} \cdot \cos \frac{(\gamma + \gamma_3)(\bar{\omega}_к + k\bar{\omega})}{2} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \sin \frac{(\gamma - \gamma_3)(\bar{\omega}_к + k\bar{\omega})}{2} \right] \right\} \quad (6)$$

$$I_{мкс} = 2 \left\{ \frac{U_{п}T}{L_{к} \cdot k\bar{\omega}} \left(\gamma_3 \sin k\bar{\omega}\gamma_3 - \frac{\cos k\bar{\omega}\gamma_3}{k\bar{\omega}} + 1 \right) + \right. \\ \left. + \frac{2I_0}{k\bar{\omega}} \cdot \cos \frac{k\bar{\omega}(\gamma + \gamma_3)}{2} \cdot \sin \frac{k\bar{\omega}(\gamma - \gamma_3)}{2} + \right. \\ \left. + \frac{U_{п}}{\rho_{к}} \left[\frac{1}{\bar{\omega}_к - k\bar{\omega}} \cdot \sin \frac{(\gamma + \gamma_3)(\bar{\omega}_к - k\bar{\omega})}{2} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \sin \frac{(\gamma - \gamma_3)(\bar{\omega}_к - k\bar{\omega})}{2} - \frac{1}{\bar{\omega}_к + k\bar{\omega}} \cdot \sin \frac{(\gamma + \gamma_3)(\bar{\omega}_к + k\bar{\omega})}{2} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \sin \frac{(\gamma - \gamma_3)(\bar{\omega}_к + k\bar{\omega})}{2} \right] \right\} \quad (7)$$

Сравним между собой спектры входного тока рассматриваемых преобразователей – импульсного и с квазирезонансным ключом – с целью оценки их влияния на питающую сеть. Для этого по выражениям

(6) - (7) рассчитаны комплексные амплитуды гармоник входного тока для $L_n = 50$ мГн, $R_n = 10$ Ом, $\gamma = 0,7$, $U_r = 27$ В; частота коммутации – 320 кГц.

На Рис. 4 представлены комплексные амплитуды гармоник входного тока импульсного, а на Рис. 5 – входного тока квазирезонансного преобразователей, где $k = 1, 2, 3, 5$ – номера гармоник.

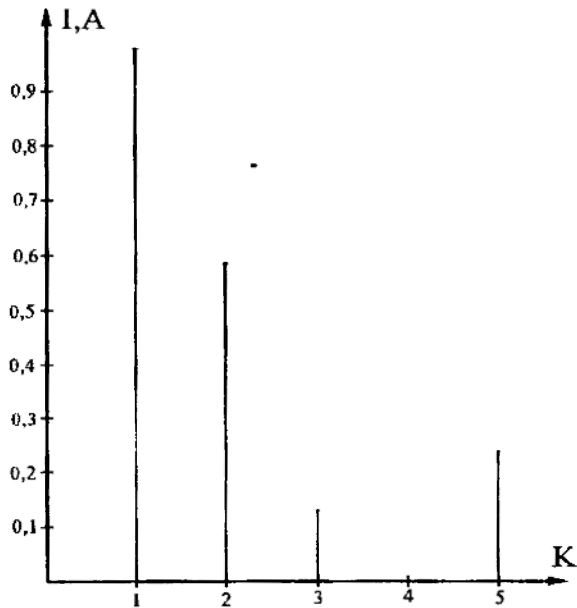


Рис. 4

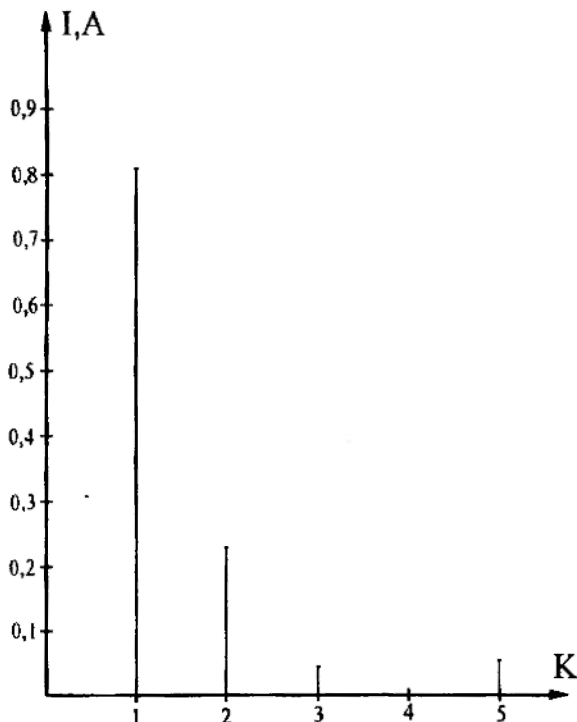


Рис. 5

Полученные результаты являются теоретическими - в них не учтено влияние паразитных параметров реактивных элементов схемы и питающей сети.

Для проверки полученных теоретических результатов проведено электронное моделирование, в процессе которого учтено влияние паразитных параметров силового ключа и элементов фильтра.

Электронное моделирование в проводилось в среде моделирования электронных схем Pspice 6.1.

Моделирование спектров входного тока КРИП-ПНТ и ИП выполнено для тех же условий, что и выше приведенные теоретические расчеты спектров.

Результаты электронного моделирования представлены на Рис. 6 - для импульсного Рис. 7-для КРИП-ПНТ.

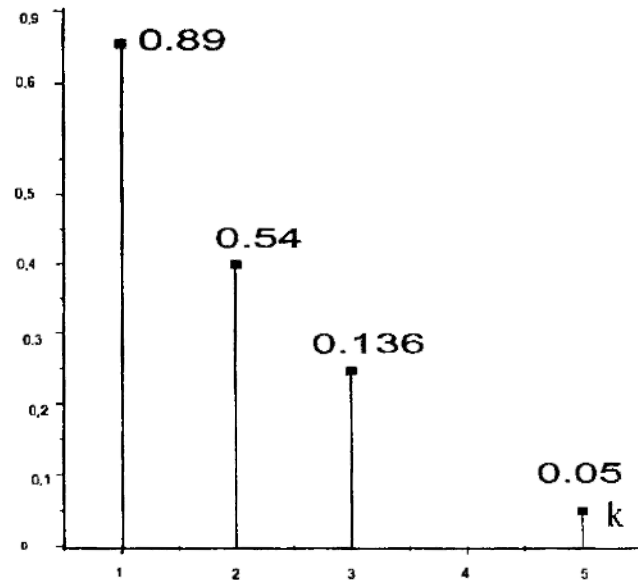


Рис. 6

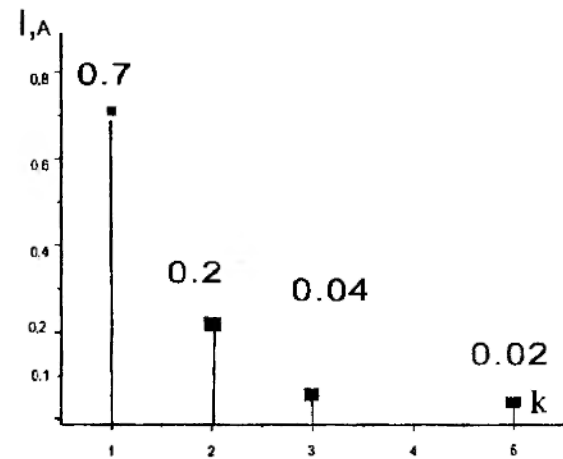


Рис. 7

Сравнение результатов электронного моделирования на Рис. 6 и 7 с теоретическими результатами Рис. 4 и 5 показывают, что они практически совпадают и косвенно свидетельствуют о лучшей электромагнитной совместимости с сетью переменного тока КРИП-ПНТ по сравнению с ИП.

Этот вывод сделан по результатам анализа спектров токов на выходе выпрямителей, которые

питают исследуемые преобразователи, в предположении, что в обоих случаях конденсатор фильтра оказывает одинаковое влияние на спектральный состав тока, потребляемого от сети.

Для уточнения этого вывода экспериментально исследованы спектры токов в первичной обмотке трансформатора питающего выпрямителя обоих преобразователей. Результаты эксперимента приведены в Таблице 1.

Таблица 1

Номер гармоники	Амплитуда тока, А	
	ИП	КРИП-ПНТ
1	0,26	0,46
2	0,005	0,006
3	0,2	0,3
4	0,001	0,02
5	0,16	0,11
7	0,002	0,0012
9	0,003	0,0055

Из таблицы 1 видно, что коэффициент искажения входного тока рассчитанный по формуле из (4)

$$U = \frac{I_{1\max}}{\sqrt{I_{1m}^2 + I_{2m}^2 + \dots}}$$

для КРИП-ПНТ будет гораздо меньше чем для ИП. В частности, в случае КРИП-ПНТ он составляет 0,81, а в случае ИП-0,64. Следовательно коэффициент мощности систем электропитания постоянного тока, выполняемых на основе квазирезонансных преобразователей будет больше, чем при использовании обычных импульсных преобразователей.

Проведенное электронное моделирование спектров потребляемого от сети тока при изменении нагрузки в широких пределах подтвердило, что КРИП-ПНТ обеспечивает меньше искажений по сравнению с ИП.

По результатам проведенных исследований можно сделать окончательные выводы:

1. Системы электропитания постоянного тока целесообразно выполнять на основе КРИП-ПНТ, что позволяет улучшить электромагнитную совместимость с сетью.

2. Применение КРИП-ПНТ повышает удельные характеристики систем электропитания не только за счет высокой частоты коммутации ключа, но и в некоторых случаях за счет отказа от дополнительных устройств, предназначенных для формирования синусоидального потребляемого тока.

[1] Ю.О.Денисов. Корекція частотних характеристик джерела живлення з квазірезонансними імпульсними перетворювачами. Вісник Чернігівського технологічного інституту. Машинобудування. Електроніка, № 1: 1996. Чернігів, с.68-76.

[2] Денисов А.И., Денисов Ю.А. Особенности квазирезонансного преобразователя как звена замкнутой системы электропитания. Техническая электродинамика, 1995, № 5, с. 13-17.

[3] Денисов Ю.А. Статические характеристики импульсного квазирезонансного преобразователя как регулирующего звена стабилизатора. Техническая электродинамика. – 1998. – № 4. – с. 26-32.

[4] Денисов А. И., Зволинский В. М., Руденко Ю. В. Вентильные преобразователи в системах точной стабилизации. Киев, Наукова думка. 1995.-249с.