

РОЗДІЛ VI. ЕНЕРГЕТИКА

УДК 621.316.722.2

Ю.А. Денисов, д-р техн. наук

С.А. Степенко, аспирант

Черниговский государственный технологический университет, г. Чернигов, Украина

ВХОДНОЙ ТОК РАЗОМКНУТОГО КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ С КВАЗИРЕЗОНАНСНЫМ И ОБЫЧНЫМ ПАРАЛЛЕЛЬНЫМИ КЛЮЧЕВЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Проанализирован входной ток разомкнутого корректора коэффициента мощности с квазирезонансным и обычным импульсными преобразователями. Предложено использование интеллектуального регулятора для обеспечения устойчивости системы.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности, квазирезонансный импульсный преобразователь.

Проаналізовано вхідний струм розімкнутого коректора коефіцієнта потужності з квазірезонансним та звичайним імпульсними перетворювачами. Запропоновано використання інтелектуального регулятора для забезпечення стійкості системи.

Ключові слова: коректор коефіцієнта потужності, квазірезонансний імпульсний перетворювач.

The input current of the open-loop power factor corrector with quasi-resonant and common pulse converters has been analyzed. Use of intelligent controller has been proposed to provide a sustainability of the system.

Key words: power factor corrector, quasiresonant pulse converter.

Постановка проблемы. В корректорах коэффициента мощности (ККМ) в качестве ключевых элементов применяют параллельные импульсные преобразователи (ИП). В [1] показано, что значительное повышение коэффициента полезного действия (КПД) ККМ может быть достигнуто при переходе на параллельные квазирезонансные импульсные преобразователи, переключаемые при нулевом токе (КРИП-ПНТ).

Анализ исследований и публикаций. Помимо КПД важнейшей характеристикой КРИП-ПНТ является коэффициент мощности, который определяется коэффициентом искажения потребляемого тока и его сдвигом относительно напряжения сети. Приближение потребляемого тока по форме и по фазе к эталонному синусоидальному напряжению, которое формируется из напряжения сети, осуществляется при введении в систему ККМ обратных связей по току и по напряжению. Необходимого качества энергетических характеристик добиваются за счет придания системе соответствующих динамических свойств. Исходными данными для улучшения энергетических показателей ККМ является спектр потребляемого тока в разомкнутой системе. Чем меньше искажение потребляемого тока в разомкнутой системе, тем проще добиться его дальнейшего снижения в замкнутой системе. Эти возможности определяются особенностями параллельного ИП как звена замкнутой системы регулирования. В обычном параллельном ИП осуществляется широтно-импульсная модуляция (ШИМ). Наличие накопительного дросселя делает ИП неустойчивым даже в разомкнутом состоянии, если скважность $\gamma = t_u/T \geq 0,5$. Здесь t_u – время накопления энергии в дросселе, T – период переключения. Эта особенность объясняется действием внутренней обратной связи, которая при $\gamma \geq 0,5$ становится положительной с единичным коэффициентом усиления. С ростом скважности он увеличивается, что приводит к потере устойчивости [2]. Для повышения устойчивости задают искусственный угол наклона коммутируемого тока. Однако такое решение не является эффективным, поскольку вследствие сложной нелинейности процессов, протекающих в системе ККМ, проблематично установить адекватный закон «программирования тока» при изменении скважности регулирования.

Очевидно, что в результате существенной нелинейности процесса ШИМ и регулировочной характеристики параллельного ИП в замкнутой системе проблематично добиться высоких динамических свойств без ограничения диапазона регулирования. При этом

спектральный состав потребляемого тока будет ухудшаться. Переход в ККМ с обычных параллельных ИП на КРИП-ПНТ приводит к частотно-импульсной модуляции, которая, в отличие от ШИМ, нелинейна даже «в малом», что усложняет достижение необходимого качества динамики, но позволяет получить более благоприятный спектр потребляемого тока за счет высокой частоты коммутации. Очевидно, что использование КРИП-ПНТ в ККМ вместо обычных ИП может привести к обратному эффекту – к снижению качества потребляемого тока в результате ограниченной возможности получения высоких динамических характеристик замкнутой системы. Помимо этого сохраняется и негативное влияние внутренней положительной обратной связи, как в обычном ИП. По нашему мнению эффективным средством преодоления такой ситуации является применение в системе ККМ законов управления на основе нечеткой логики [3]. В этом случае построение ККМ на основе КРИП-ПНТ позволяет добиться высокого коэффициента мощности как за счет повышения частоты переключения, так и за счет достижения высоких динамических свойств на основе нечетких законов управления – быстрогодействия, минимального перерегулирования, достаточного запаса устойчивости.

Постановка цели и заданий исследования. Имея в виду в дальнейшем реализацию ККМ на основе КРИП-ПНТ, проведем сравнение потребляемого им тока с аналогичным током обычного параллельного ИП – при одинаковых условиях в установившемся режиме. Фактически анализ сводится к установлению влияния резонансного контура КРИП-ПНТ на потребляемый ток. В обычном параллельном ИП такой контур отсутствует.

Изложение основного материала исследования. Ниже показаны схемы КРИП-ПНТ (рис. 1, а) и обычного параллельного ИП (рис. 1, б).

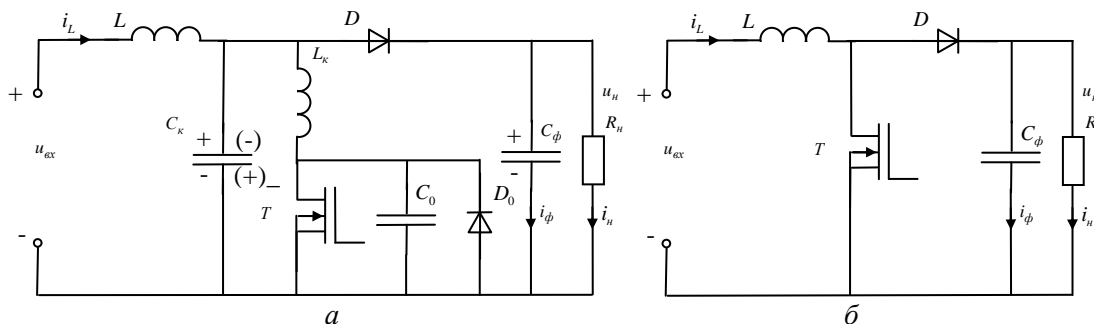


Рис. 1. Схемы квазирезонансного импульсного преобразователя переключаемого при нулевом токе (а) и обычного параллельного импульсного преобразователя (б)

В схеме КРИП-ПНТ (рис. 1, а) ЛКСК – резонансный контур, влияние которого на потребляемый ток i_L необходимо установить. Наличие контура приводит к появлению дополнительного коммутационного интервала, которого в схеме ИП (рис. 1, б) нет. В ней имеются два коммутационных интервала, связанных с накоплением энергии в дросселе L и ее передачей в нагрузку. Подробный анализ коммутационных процессов в схеме КРИП-ПНТ с параллельным контуром выполнен в [1]. Его первый коммутационный интервал начинается с момента включения транзистора T . При этом конденсатор контура C_k перезарядается через дроссель контура L_k . На этом интервале происходит накопление энергии в дросселе L за счет тока источника питания, замыкающегося через дроссель L_k и транзистор T .

На втором коммутационном интервале происходит повторный перезаряд C_k через L_k , обратный диод D_0 , а также через источник питания и дроссель L , в котором продолжается накопление энергии. В [1] показано, что длительность интервала накопления энергии в дросселе L определяется периодом колебаний контура ЛКСК. Поэтому первый и второй коммутационные интервалы КРИП-ПНТ можно объединять в один интервал и в дальнейшем рассматривать два коммутационных интервала по аналогии с обычным параллельным ИП. Один интервал связан с накоплением энергии, а второй – с передачей энергии в нагрузку.

Анализ входного тока ККМ в установившемся режиме. Найдем закономерности изменения входного тока ККМ при наличии в его структуре КРИП-ПНТ и обычного параллельного ИП. В отличие от [1] анализ входного тока выполним с учетом того, что на вход ККМ подается выпрямленное (нефильтрованное) напряжение от однофазного двухполупериодного выпрямителя. Для этого на кривой входного напряжения $u_{вх}(t)$ (рис. 2), на произвольном n -ом периоде переключения выделим два коммутационных интервала: при $T_n \leq t \leq T_n + t_u$ идёт накопление энергии в дросселе, а при $T_n + t_u \leq t \leq T_n + T$ происходит передача энергии в нагрузку. На этих интервалах приложенное напряжение повторяет форму выпрямленного напряжения $u_{вх}(t)$.

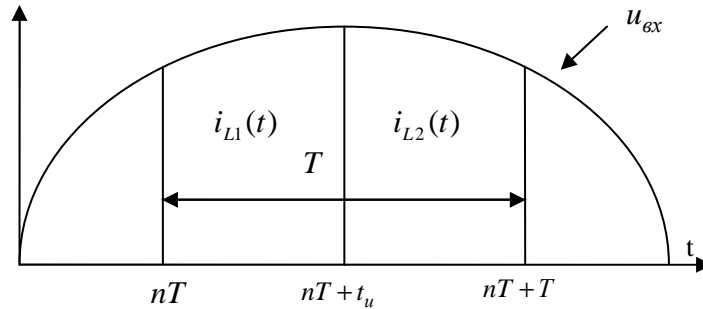


Рис. 2. Напряжение на входе корректора коэффициента мощности

Импульс входного напряжения ККМ представляет собой произведение единичного импульса прямоугольной формы $u_1(t) = 1(t-t_1) - 1(t-t_2)$ и синусоидального напряжения $u_{вх}(t) = E \cdot \sin(\omega t)$.

Их изображения:

$$u_1(p) = \frac{e^{-pt_1} - e^{-pt_2}}{p},$$

$$u_{вх}(p) = \frac{E\omega^2}{p^2 + \omega^2}.$$

В соответствии с теоремой свертки:

$$L[u_1(t)u_{вх}(t)] = \sum_{k=1}^m \text{Re } s(u_1(p - \delta)u_{вх}(\delta)) \Big|_{\delta = \delta_k},$$

где m – число полюсов. В нашем случае полюса $\delta_{1,2} = \pm j\omega$.

В результате получено изображение импульса напряжения на входе ККМ для соответствующего коммутационного интервала:

$$u_{вх}(p) = E \frac{p(e^{-pt_1} \sin \omega t_1 - e^{-pt_2} \sin \omega t_2) + \omega(e^{-pt_1} \cos \omega t_1 - e^{-pt_2} \cos \omega t_2)}{p^2 + \omega^2}.$$

Для первого коммутационного интервала $t_1 = nT, t_2 = nT + t_u$, а для второго $t_1 = nT + t_u, t_2 = nT + T$, где t_u – длительность первого коммутационного интервала.

а) ККМ с КРИП-ПНТ.

С учётом результатов [1] изображение входного тока на первом коммутационном интервале:

$$i_{L1}(p) = \omega_k \frac{M(p)(1 + p^2 L_k C_k) + i_L(nt)(1 + p^2 L_k C_k)(p^2 + \omega^2) - p(p^2 + \omega^2) L_k C_k R_u i_{L1}(nT)}{L(p^2 + \omega^2)(p^2 + \omega_k^2)p}, \quad (1)$$

где $M(p) = E \left[p(e^{-p t_1} \sin \alpha_1 - e^{-p t_2} \sin \alpha_2) + \omega(e^{-p t_1} \cos \alpha_1 - e^{-p t_2} \cos \alpha_2) \right]$; $\omega_k = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}}$; $i_L(nT)$

– ток дросселя L в момент $t = nT$.

В (1) учтено, что $u_n(nT) = u_{c\phi}(nT) = i_L(nT)R_n$, т. к. $i_L(nT) \gg i_{c\phi}(nT)$. Оригинал тока дросселя:

$$i_{L1}(\bar{t}) = \frac{E}{\omega L} M_1(\bar{t}, \bar{\omega}, \gamma) + i_L(n) \left[1 - \frac{R_n}{\omega_k L} \sin \omega_k(\bar{t} - n) \right], \quad (2)$$

$$n \leq \bar{t} \leq n + \gamma,$$

где $\bar{t} = \frac{t}{T}$; $\bar{\omega} = \omega T$; $\gamma = \frac{t_u}{T}$; $\bar{\omega}_k = \omega_k T$;

$$M_1(\bar{t}, \bar{\omega}, \gamma) = \sin \bar{\omega} n \sin \bar{\omega}(\bar{t} - n) - \sin \bar{\omega}(n + \gamma) \sin \bar{\omega}(\bar{t} - n - \gamma) + \\ + \cos \bar{\omega}(n + \gamma) \cos \bar{\omega}(\bar{t} - n - \gamma) - \cos \bar{\omega} n \sin \bar{\omega}(\bar{t} - n).$$

Для $\bar{t} = n + \gamma$:

$$i_{L1}(n + \gamma) = \frac{E}{\omega L} \left[\sin \bar{\omega} n \sin \bar{\omega} \gamma + \cos \bar{\omega}(n + \gamma) - \cos \bar{\omega} n \cos \bar{\omega} \gamma \right] + i_L(n) \left(1 - \frac{R_n}{\omega_k L} \sin \bar{\omega}_k \gamma \right). \quad (3)$$

Изображение входного тока на втором коммутационном интервале:

$$i_{L2}(p) = \frac{M(p) + (p^2 + \omega^2) Li_L(nT + t_u)}{L(p^2 + \omega^2)(p + a)}.$$

Для $n + \gamma \leq \bar{t} \leq n + 1$ оригинал входного тока:

$$i_{L2}(\bar{t}) = \frac{E}{z} \sin(\bar{\omega} n - \psi) + M_2(\bar{t}, \bar{\omega}, \gamma) \frac{E}{L(a^2 + \omega^2)} + \\ + \frac{e^{-\bar{a}(\bar{t} - n - \gamma)} E}{\omega L} \left[\sin \bar{\omega} n \sin \bar{\omega} \gamma + \cos \bar{\omega}(n + \gamma) - \cos \bar{\omega} n \cos \bar{\omega} \gamma \right] + i_L(n) \left(1 - \frac{R_n}{\omega_k L} \sin \bar{\omega}_k \gamma \cdot e^{-\bar{a}(\bar{t} - n - \gamma)} \right), \quad (4)$$

где $\psi = \pi + \arctg \frac{\omega L}{R_n}$, $M_2(\bar{t}, \bar{\omega}, \gamma) = a \left[e^{-\bar{a}(\bar{t} - n - \gamma)} \sin \bar{\omega}(n + \gamma) - e^{-\bar{a}(\bar{t} - n - 1)} \sin \bar{\omega}(n + 1) \right] - \\ - \bar{\omega} \left[e^{-\bar{a}(\bar{t} - n - \gamma)} \cos \bar{\omega}(n + \gamma) - e^{-\bar{a}(\bar{t} - n - 1)} \cos \bar{\omega}(n + 1) \right]$; $a = \frac{R_n}{L}$, $\bar{a} = aT$, $z = \sqrt{\omega^2 L^2 + R_n^2}$.

б) ККМ с обычным параллельным ИП.

Ток дросселя L на первом коммутационном интервале:

$$i_{L1}(\bar{t}) = \frac{E}{\omega L} M_1(\bar{t}, \bar{\omega}, \gamma) + i_L(n), \quad (5)$$

$n \leq \bar{t} \leq n + \gamma$. В момент $\bar{t} = n + \gamma$:

$$i_{L1}(n + \gamma) = \frac{E}{\omega L} \left[\sin \bar{\omega} n \sin \bar{\omega} \gamma + \cos \bar{\omega}(n + \gamma) - \cos \bar{\omega} n \cos \bar{\omega} \gamma \right]. \quad (6)$$

Ток дросселя на втором коммутационном интервале определяется выражением (4) с учетом (6). Очевидно, что различие во входных токах рассматриваемых ИП состоит в наличии множителя $\left(1 - \frac{R_n}{\omega_k L} \sin \bar{\omega}_k \gamma \right)$ при токе $i_L(n)$ на первом коммутационном интервале, который определяется выражением (2).

Поскольку $\sin \bar{\omega}_k \gamma$ в этом множителе может иметь различный знак, то и его влияние на величину тока дросселя будет различным. Чаще всего собственная частота

резонансного контура составляет несколько мегагерц, потому в большинстве случаев указанный сомножитель не будет оказывать заметного влияния на величину входного тока. Это влияние может быть весьма заметным при сбросе нагрузке и при снижении индуктивности входного дросселя.

Анализ спектра входного тока.

Если в (4) подставить $\bar{t} = n + 1$, то получим следующее разностное уравнение:

$$i_L(n + 1) - m(\gamma) = M(n),$$

где $m(\gamma) = (1 - \frac{R_H}{\omega_K L} \sin \bar{\omega} \gamma) e^{-\bar{a}(1-\gamma)}$ – для КРИП-ПНТ; $m(\gamma) = e^{-\bar{a}(1-\gamma)}$ – для обычного ИП.

$$M(n) = \frac{E}{z} \sin(\bar{\omega} n - \psi) + \frac{E}{L(a^2 + \omega^2)} M_2^*(n, \bar{\omega}, \gamma),$$

где многочлен $M_2^*(n, \bar{\omega}, \gamma)$ получен при подстановке $\bar{t} = n + 1$ в многочлен $M_2(\bar{t}, \bar{\omega}, \gamma)$. При решении разностного уравнения найдено установившееся значение тока дросселя:

$$i_L(n) = \frac{M(n)}{1 - m(\gamma)}. \tag{7}$$

Входной ток ККМ для соответствующих преобразователей на различных коммутационных интервалах определяется выражениями (2), (4), (5) с учетом (6), что позволяет найти их спектры.

Амплитуда k-ой синусной гармоники входного тока:

$$A_{км}(s) = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^N \left[\int_n^{n+\gamma} i_{L1}(\bar{t}) \sin 2k \bar{\omega} \bar{t} d\bar{t} + \int_{n+\gamma}^{n+1} i_{L2}(\bar{t}) \sin 2k \bar{\omega} \bar{t} d\bar{t} \right],$$

где $i_{L1}(\bar{t})$, $i_{L2}(\bar{t})$ определяются выражениями (2)-(6), N – количество периодов переключения на периоде выпрямленного напряжения. Аналогично можно найти амплитуды гармоник косинусного ряда $A_{км}(c)$, а затем найти величины комплексных

амплитуд $\dot{A}_{км} = \sqrt{A_{км}^2(s) + A_{км}^2(c)}$ и их фазовые сдвиги $\varphi_k = \frac{\pi}{2} - \arctg \frac{A_{км}(s)}{A_{км}(c)}$.

Приближенно амплитуды гармоник входного тока можно оценить по его максимальному значению, которое во времени соответствует амплитуде входного напряжения, т. к. их фазовый сдвиг незначительный.

В процессе частотного регулирования происходит изменение скважности, что приводит к изменению максимального значения входного тока преобразователя. В таблице 1 приведены результаты расчёта максимального значения входного тока для соответствующих значений параметров регулирования, когда частота колебаний резонансного контура $\omega_K = 1,57 \cdot 10^6 \text{ c}^{-1}$, $R_H = 100 \text{ Ом}$, $E = 10 \text{ В}$.

Таблица 1

Максимальный входной ток при различных параметрах регулирования

$f_k, \text{ кГц}$	25	50	83,3	100	125
$T_k, \text{ мкс}$	$4 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-5}$	$1,2 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$0,8 \cdot 10^{-5}$
γ	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
\bar{a}	4	2	1,2	1	0,8
$\bar{\omega}, \text{ c}^{-1}$	$1,25 \cdot 10^{-2}$	$0,628 \cdot 10^{-2}$	$0,378 \cdot 10^{-2}$	$0,314 \cdot 10^{-2}$	$0,2512 \cdot 10^{-2}$
N	250	500	833	1000	1250
$I_{LM}, \text{ А}$	0,0028	0,025	0,114	0,17	0,28

Полагая, что в процессе работы КРИП-ПНТ форма потребляемого тока близка к синусоидальной, и учитывая, что для схемы Греча с активной нагрузкой постоянная составляющая тока $I_0 = 2ILM/\pi$, используя известное соотношение, можно найти амплитуду соответствующей гармонике входного тока.

Например, из таблицы 1 для $\gamma = 0,4$ ток $ILM = 0,17$ А. Его постоянная составляющая $I_0 = 0,108$ А. Следовательно, амплитуда основной гармонике на входе преобразователя $IM1 = 0,67 \cdot I_0$, что составляет $0,0724$ А. Это почти в два раза больше, чем амплитуда основной гармонике тока на выходе выпрямителя с активной нагрузкой, т. к. выходное напряжение КРИП-ПНТ почти в два раза больше входного.

Выводы. Как показали приведённые расчёты, повышение частоты коммутации при неизменных параметрах резонансного контура приводит к резкому увеличению максимального значения потребляемого тока. В замкнутой системе это приведет к потере устойчивости и сделает невозможным выполнение ККМ своих функций, что есть следствием известной особенности внешней характеристики параллельного ИП. Для устранения этого недостатка необходимо, чтобы при $\gamma > 0,5$ внешняя характеристика КРИП-ПНТ была близкой к внешней характеристике последовательного ИП с линейной зависимостью выходного напряжения от скважности регулирования.

Добиться такого результата можно в процессе регулирования коэффициента усиления, когда $\gamma > 0,5$. Это можно осуществить в замкнутой двухконтурной системе, построенной по принципу подчиненного регулирования. Причем внутренним контуром должен быть контур напряжения, а внешним (главным) – контур тока, в котором должна отслеживаться ошибка регулирования по току и её производная. На основании полученных результатов необходимо производить коррекцию коэффициента усиления, когда $\gamma > 0,5$. Наиболее эффективно эту задачу позволяет решить интеллектуальный регулятор, в частности – регулятор на основе нечеткой логики.

Список использованных источников

1. Денисов Ю. А. Статические характеристики квазирезонансного импульсного преобразователя с параллельным контуром, переключаемого при нулевом токе / Ю. А. Денисов, А. Н. Городний // Техническая электродинамика. Тем. вып. «Силовая электроника и энергоэффективность». – 2011. – Ч. 1. – С. 20-26.
2. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания: пер. с англ. / П. Четти. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – С. 42-44.
3. Денисов Ю. А. Импульсные системы стабилизации постоянного напряжения с нечеткими и адаптивными регуляторами / Ю. А. Денисов, С. А. Иванец // Электричество. – 2007. – № 7. – С. 35-39.