

Анализ основных способов уменьшения влияния

мощных тиристорно-конденсаторных преобразователей на питающую сеть

Рассмотрены тиристорно-конденсаторные преобразователи (ТКП) с дозированной передачей энергии в нагрузку. Приведена оценка коммутационных перенапряжений, возникающих из-за индуктивностей фаз сети соединительных линий, описаны основные способы уменьшения влияния этих преобразователей на питающую сеть.

Норик Петросян
 pnetrosyan@seua.am

Известно, что при использовании высокочастотных ключей в сетевых преобразователях на элементах схемы возникают коммутационные перенапряжения. Дело в том, что фазы промышленной сети переменного тока обладают внутренними сопротивлениями индуктивного характера

(рассеяния обмоток сетевого трансформатора, индуктивность линии, токоограничивающие дроссели и т. д.), а принудительное прерывание тока в цепи с индуктивностями приводит к искажению формы напряжения на шинах питающей сети. Как правило, эти искажения проявляются в виде кратковременных всплесков сетевого напряжения. При достаточно больших значениях фазных индуктивностей, тока нагрузки и скорости выключения коммутационные перенапряжения могут привести к сбою или даже к выходу из строя как элементов самого преобразователя, так и других подключенных к тем же шинам, потребителей энергии. Если бы мощность питающей сети была бесконечно большой по сравнению с самим преобразователем и если бы отсутствовали индуктивности разного рода, то напряжение на коммутирующем конденсаторе не превышало бы амплитуду линейного напряжения питающей сети, однако эти условия практически всегда невыполнимы [1–4].

Рассмотрим основные способы снижения коммутационных перенапряжений на элементах мощных сетевых тиристорно-конденсаторных преобразователей.

Как известно, для снижения коммутационных перенапряжений необходимо каким-либо способом вывести энергию, накопленную в индуктивностях фаз питающей сети. Принципиально возможны три способа вывода энергии:

- в межфазные конденсаторы;
- в коммутирующие конденсаторы;
- в демпфирующий конденсатор.

Классификация этих способов представлена в работе [3]. Естественно, что способ вывода энергии

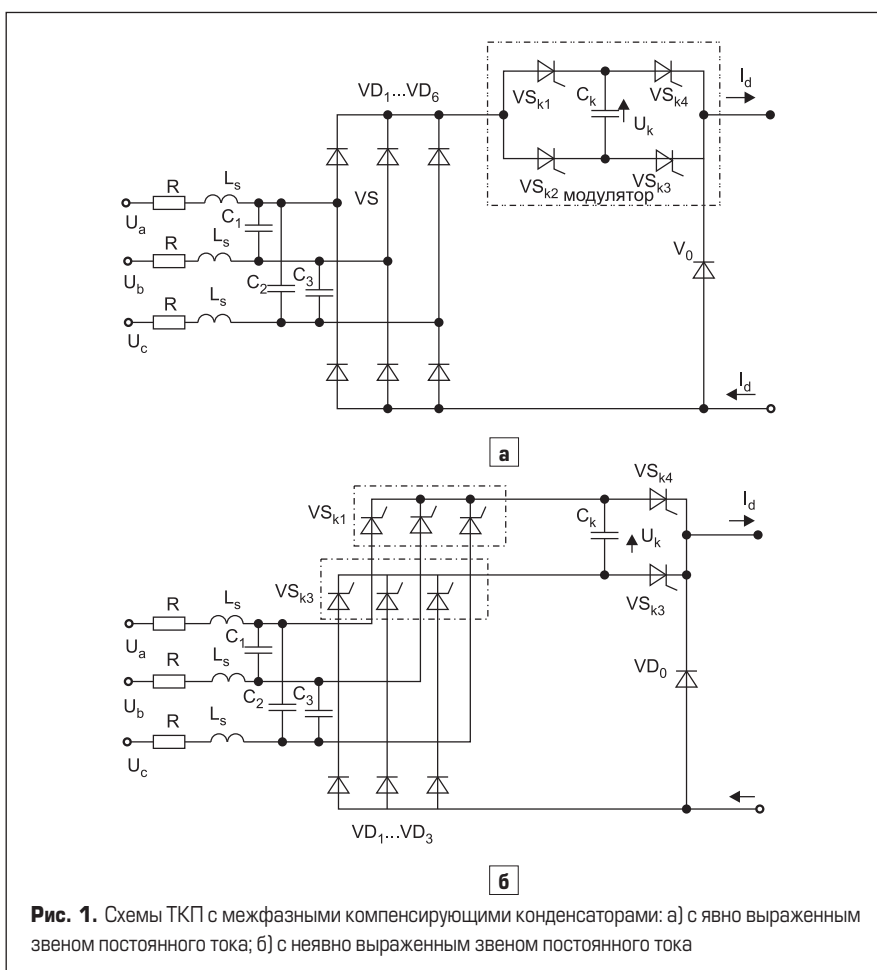


Рис. 1. Схемы ТКП с межфазными компенсирующими конденсаторами: а) с явно выраженным звеном постоянного тока; б) с неявно выраженным звеном постоянного тока

Ключевые слова:
 выпрямительный мост,
 демпфирующий конденсатор,
 тиристорно-конденсаторный преобразователь,
 коммутационные перенапряжения.

во многом определяет схемотехнические особенности преобразователя в целом.

Наиболее простым (в схемотехническом отношении) является первый способ [3]. На рис. 1 показаны две схемы ТКП с межфазными компенсирующими конденсаторами. Подключение входного компенсирующего устройства приводит к появлению дополнительного реактивного тока, нагружающего питающий трансформатор либо питающую линию.

Пользуясь результатом анализа этих схем [3], можно оценить перенапряжения на элементах схемы и увеличения тока фазы с помощью следующих коэффициентов:

$$\kappa_{uk} = \frac{U_{R_3}(C \neq 0)}{U_{R_3}(C = 0)} = \frac{R_3^2(1 + \chi)^2 + \omega^2 L_s^2}{\left(\frac{R_3^2}{k^4 L_s^2 \omega^2} + 1\right)(1 + \chi)Z_\phi R_3} \quad (1)$$

$$\kappa_{ik} = \frac{I_\phi(C \neq 0)}{I_\phi(C = 0)} = \frac{R_3^2(1 + \chi)^2 + \omega^2 L_s^2}{(1 + \chi)Z_\phi R_3} \quad (2)$$

где $U_{R_3}(C \neq 0)$, $I_\phi(C \neq 0)$ — напряжение на входе ТКП и ток фазы при наличии межфазных компенсирующих конденсаторов; $R_3 = (\pi^2 R_3) / 18$ — приведенное к фазе трансформатора эквивалентное сопротивление нагрузки; R_n — эквивалентное сопротивление нагрузки выпрямителя; ω — частота питающей сети; $k = (1/\sqrt{L_s C})/\omega$ — относительное значение собственной частоты контура, образованного L_s и C ; $\chi = R/R_3$ — относительное сопротивление потерь в фазе; Z_ϕ — модуль эквивалентного сопротивления нагрузки для фаз питающей сети.

Результаты анализа показывают, что сопротивление Z_ϕ достигает минимального значения вблизи точки $k = 1$, когда собственная частота контура близка к частоте питающей сети. При $k \ll 1$, что соответствует значительной величине емкости C , сетевой трансформатор сильно нагружается дополнительным током компенсатора. При $k > 1$ и малом C ток компенсирующего устройства соизмерим либо значительно меньше полезной составляющей тока фазы трансформатора, определяемой нагрузкой. При $k \geq 4$ превышение напряжения на входе и тока фазы составляет менее 10% и мало зависит от сопротивления потерь в обмотках трансформатора либо питающей сети.

Задавшись превышением напряжения на входе, можно определить C (считается, что $C_1 = C_2 = C_3 = C$), пользуясь выражением:

$$C = 1/(k^2 L_s \omega^2) \quad (3)$$

В ТКП (рис. 1), кроме эффекта резонанса на частоте питающей сети, наблюдается также эффект резонанса на частоте работы модулятора (дозирующего ключа). Последнее обусловлено

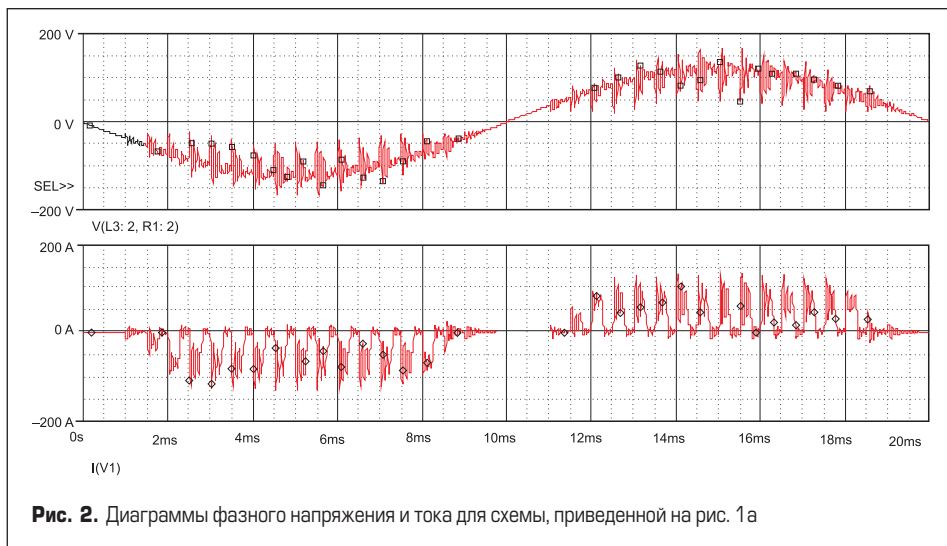


Рис. 2. Диаграммы фазного напряжения и тока для схемы, приведенной на рис. 1а

импульсным потреблением тока от конденсаторов компенсатора. На рис. 2 показаны диаграммы фазного напряжения и тока для схем рис. 1а, полученные с помощью анализа этой схемы системой OrCAD 9.2. Как видно, в кривых фазного тока и напряжения присутствуют колебательные процессы, то есть присутствуют высшие гармонические составляющие.

Из вышесказанного видно, что подключение демфирующего конденсатора непосредственно между фаз приводит к появлению колебательных процессов между индуктивностями рассеяния L_s и конденсаторами, что может привести к ухудшению гармонического состава сетевого тока и вызвать дополнительные потери на элементах ТКП.

Второй способ вывода накопленной энергии характеризуется тем, что коммутирующие конденсаторы используются не только для коммутации, но и для вывода энергии [4]. Накопленная энергия в коммутирующем конденсаторе выводится либо в нагрузку, либо в сеть (рис. 3).

Эта схема содержит основной тиристорный мост ($VS_1 - VS_6$), вспомогательный диодный мост ($VD_1 - VD_6$), коммутирующие тиристоры, объединенные в две группы ($VS_{k1} - VS_{k4}$ и $VS_{k5} - VS_{k6}$), два коммутирующих конденсатора C_1 и C_2 .

Использование двух коммутирующих конденсаторов позволяет при той же заданной

величине коммутационных напряжений, что и при одном конденсаторе, в два раза снизить общую установленную мощность конденсатора либо при той же заданной установленной емкости в $\sqrt{2}$ раз снизить напряжения [4].

Уменьшение коммутационных перенапряжений достигается либо за счет усложнения схемы и алгоритма управления, что, естественно, снижает надежность работы в резких динамических режимах, либо за счет увеличения емкости таких конденсаторов.

Третий способ. Для снижения коммутационных перенапряжений необходим дополнительный накопитель энергии — демфирующий конденсатор, подключенный к шинам питающей сети через диодный выпрямитель. Начальное напряжение на демфирующем конденсаторе выбирается несколько выше амплитуды линейного напряжения питающей сети, поэтому на межкоммутационных интервалах диоды выпрямителя заперты. Принудительное прерывание тока в фазах питающей сети приводит к возникновению коммутационных перенапряжений. В результате диоды выпрямителя открываются, и накопленная в фазах энергия переходит в демфирующий конденсатор. Этот конденсатор является лишь промежуточным накопителем энергии. Как отмечалось выше, принципиально возможно два пути дальнейшего вывода энергии: инвертирование обратно в питающую сеть либо вывод энергии в цепь нагрузки. Для инвертирования накопленной энергии необходимо демфирующий конденсатор подключить ко входу ведомого инвертора. Регулируя угол отпирания вентилей инвертора, можно изменять ток разряда демфирующего конденсатора и тем самым поддерживать его напряжение на заданном уровне [5-7]. Несмотря на простоту такой схемы, ее использование нецелесообразно из-за низкого быстродействия. Дело в том, что ток заряда демфирующего конденсатора определяется режимом работы высокочастотного ключа, ток разряда — ведомым инвертором с низкими динамическими свойствами (по сравнению с высокочастотным ключом). В связи с этим далее рассматриваются схемы с выводом накопленной энергии в цепь нагрузки.

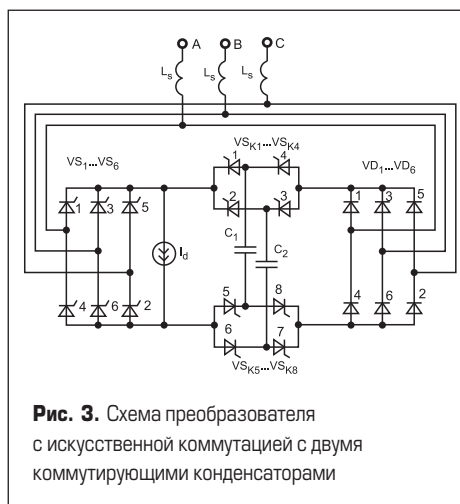


Рис. 3. Схема преобразователя с искусственной коммутацией с двумя коммутирующими конденсаторами

На рис. 4 представлены четыре варианта схем ТКП, где в вариантах а) и б) демпфирующий конденсатор подключен сразу на выходе выпрямительного моста, а в вариантах в) и г) — с помощью дополнительных вентилялей (в работах [3, 5–8] рассмотрены также другие варианты подключения демпфирующего конденсатора, но мы ограничимся сравнением лишь двух из них).

Регулирование выходного напряжения в приведенных ниже преобразователях, а также преобразователях аналогичного типа рассмотрено в отмеченных выше работах, поэтому здесь мы будем рассматривать эти схемы преобразователей лишь с точки зрения уменьшения коммутационных перепадов напряжений.

Анализ работы преобразователей по приведенным на рис. 4 схемам проводился при следующих допущениях:

- активные потери в элементах схемы отсутствуют;
- ток нагрузки идеально сглажен ($I_{dH} = const$);
- пульсация напряжения на выходе трехфазного выпрямителя ($VD_1–VD_6$) на коммутационных интервалах не учитывается ($u_d = E = const$).

Сеть на рис. 4 представлена трехфазной системой ЭДС e_A, e_B, e_C . Полагаем, что угловая частота изменения сетевого напряжения равна ω_c , индуктивность сети и соединительных линий равна L_S , а активное сопротивление равно r .

С учетом принятых допущений для рассмотренных преобразователей на интервале полупериода рабочей частоты соответственно для схем рис. 4а, б справедлива эквивалентная расчетная схема (рис. 5а, б). На этой схеме открытая пара вентилялей выпрямительного моста заменена вентилем VD_B , а открытая пара вентилялей дозирующего моста — вентилем VS_K , индуктивность фаз сети заменена эквивалентной индуктивностью $L = 2L_S$, активное сопротивление линии учтено с помощью резистора r . Диаграммы токов и напряжений, полученные с помощью системы OrCAD 9.2 [9], представлены на рис. 6а, б.

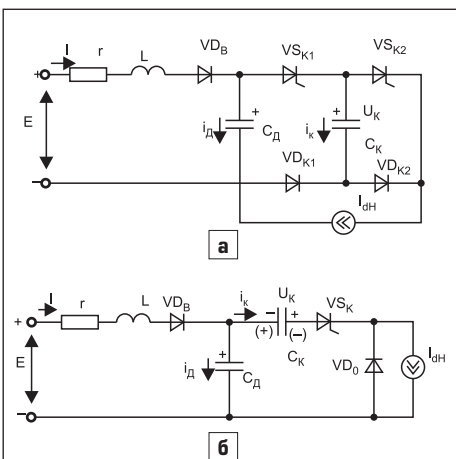


Рис. 5. Расчетные схемы преобразователей с непосредственным подключением демпфирующего конденсатора на выходе выпрямительного моста по схемам рис. 4а, б соответственно

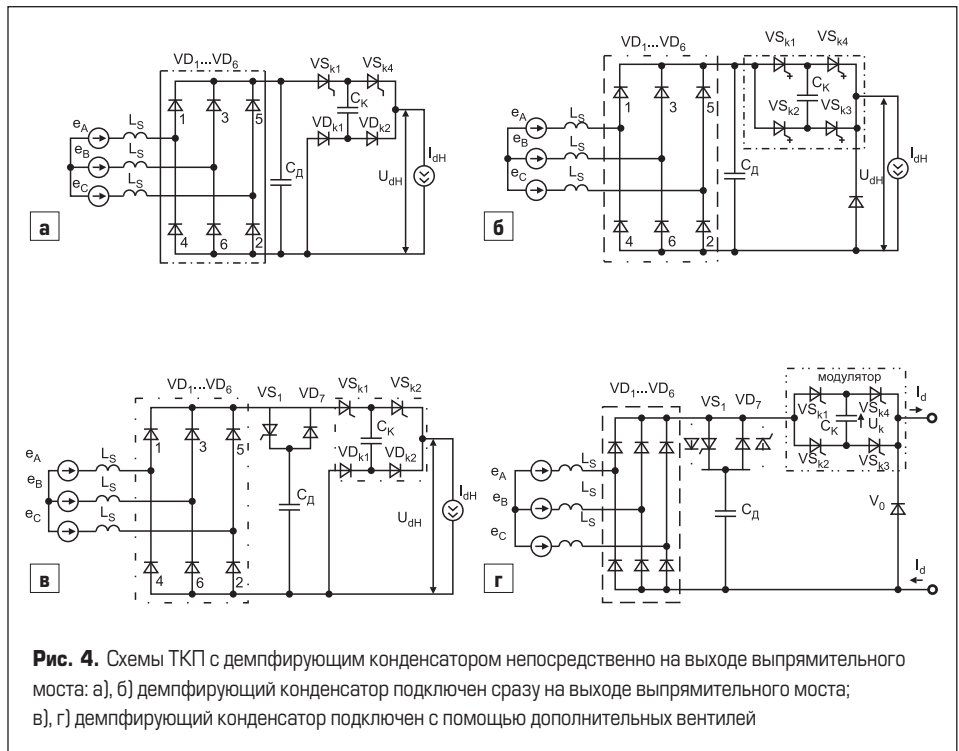


Рис. 4. Схемы ТКП с демпфирующим конденсатором непосредственно на выходе выпрямительного моста: а), б) демпфирующий конденсатор подключен сразу на выходе выпрямительного моста; в), г) демпфирующий конденсатор подключен с помощью дополнительных вентилялей

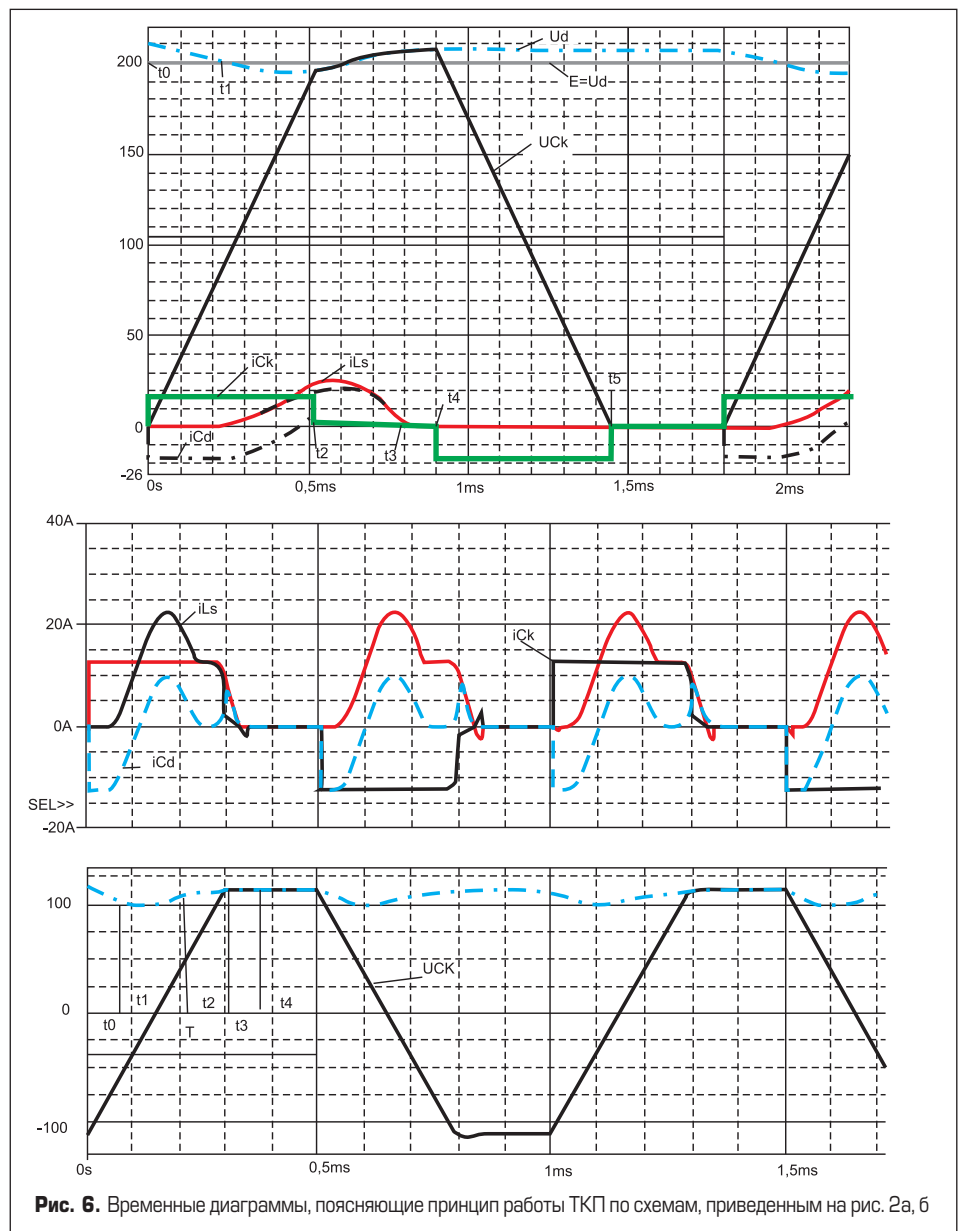


Рис. 6. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы ТКП по схемам, приведенным на рис. 2а, б

Допустим, до начального момента времени $t_0 = 0$ ток нагрузки протекал в нулевом контуре через обратный диод VD_0 либо через цепочку из двух последовательно соединенных диодов VD_{K1}, VD_{K2} , как это показано на рис. 5а. Будем считать, что $u_{dH}(0) > E, u_K(0) = 0$ (рис. 2а). В начальный момент времени $t = 0$ включаются коммутирующие тиристоры VS_{K1}, VS_{K2} . В результате ток нагрузки мгновенно (если не учитывать индуктивности защиты и монтажа) переходит с нулевого контура на контур $C_D - VS_{K1} - C_K - VD_{K2}$. При этом оба конденсатора оказываются соединенными последовательно. Напряжение на этих конденсаторах изменяется линейно, поскольку принято $I_{dH} = const$.

Диоды выпрямительного моста (VD_B в эквивалентной схеме на рис. 4а) заперты разностью напряжений $E - u_D$, поэтому цепь нагрузки потребляет энергию, запасенную ранее в демпфирующем конденсаторе. В результате этот конденсатор частично разряжается током нагрузки. В момент времени t_1 напряжение на демпфирующем конденсаторе C_D оказывается равным напряжению источника питания E . Начиная с этого момента времени открываются соответствующие диоды выпрямительного моста (вентиль VD_B в расчетной схеме на рис. 4а), и ток нагрузки начинает плавно переходить на контуры $E - r - L - VD_B - C_D$ и $E - r - L - VD_B - VS_{K1} - C_K - VD_{K2}$. Индуктивность источника питания (эквивалентная индуктивность фаз питающей сети) приводит к увеличению длительности этого процесса. На этом интервале электромагнитные процессы описываются следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} L(di/dt) + ri + u_d = E, \\ i = i_D + i_K, \\ i_D = C_D(du_D/dt), \\ i_K = C_K(du_K/dt). \end{cases} \quad (4)$$

Учитывая, что на этом межкоммутационном интервале $i_K = I_{dH}$ и полагая, что $\alpha^2 > 1/LC_D$, с (2) получим для тока $i(t)$ следующее решение:

$$i = I_{dH} \{1 - \exp(-\alpha t) [\alpha/\beta \times \text{Sh}(\beta t) - \text{Ch}(\beta t)]\}, \quad (5)$$

где $\alpha = r/2L, \beta = \sqrt{\alpha^2 - 1/LC_D}$.

Как показал анализ рассматриваемых схем, условие $\alpha^2 > 1/LC_D$ почти всегда не выполняется, поэтому решение (4) (аперриодический режим) имеет чисто теоретическое значение.

Теперь положим, что $\alpha^2 < 1/LC_D$, тогда β — мнимое число, и пусть $\beta = j\omega_1$, где $\omega_1 = \sqrt{1/(CL) - \alpha^2}$.

В этом случае получим решение i в следующем виде:

$$i = I_{dH} \{1 - \exp(-\alpha t) [\cos(\omega_1 t) + (\alpha/\omega_1) \sin(\omega_1 t)]\}. \quad (6)$$

С учетом (5) и (6) на интервале времени $t_1 - t_2$ можно легко вычислить токи и напряжения на элементах схемы, а также оценить максимальное значение напряжения на элементах. Напряжение на индуктивности L определяется выражением:

$$u_L = L(di/dt) = LI_{dH} \exp(-\alpha t) [\alpha \cos(\omega_1 t) + \omega_1 \sin(\omega_1 t)]. \quad (7)$$

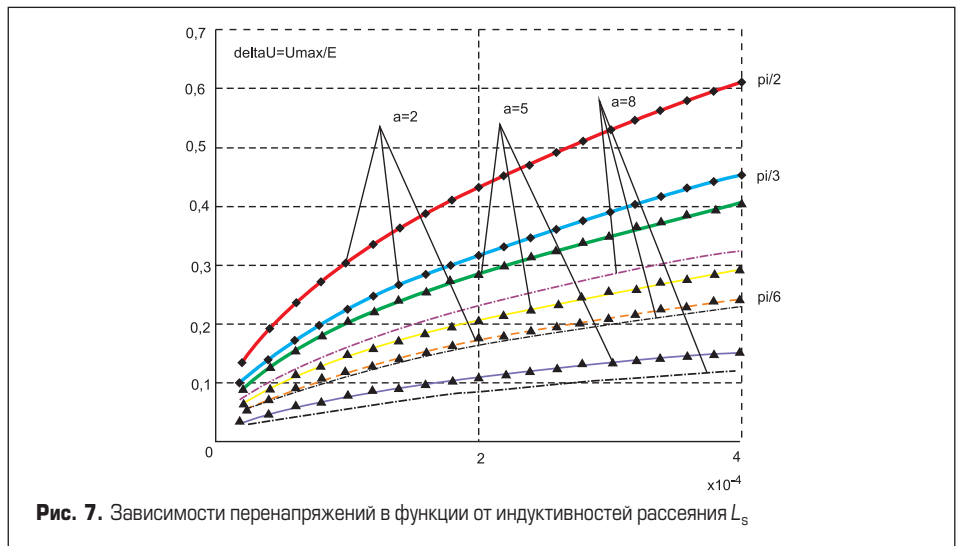


Рис. 7. Зависимости перенапряжений в функции от индуктивностей рассеяния L_s

Оценим максимальное напряжение на элементах схемы как суммарное напряжение $U_{max} = E + u_{Lmax}$, с учетом, что $\exp(-\alpha t) \approx 1$ (так как значение α сравнительно мало), в безразмерных величинах получим:

$$U_{max}^* = 1 + (\rho_D/2R_d) \sqrt{4Q_D^2 + 1}, \quad (8)$$

где $\rho_D = \sqrt{L/C_D}$; $U_{max}^* = U_{max}/E$; $R_d = E/I_{dH}$; $Q_D = \rho_D/r$ — добротность образовавшегося $r - L - C_D$ -контура.

При условии $r \ll R_d$ (можно считать $r > 0$) с учетом принятых допущений получим значения коммутационных перенапряжений в относительных единицах [2]:

$$\delta U^* = \Delta U/E = \rho_k^* I_{dH}^* \sqrt{1/(a+1)} \times (1 - \cos\theta)^2 + 1/2 a \times (1 - \cos 2\theta), \quad (9)$$

где $\rho_k^* = (\sqrt{L/C_K})/(E/I_{dH})$, $a = C_D/C_K$, $\theta = \omega_D \Delta t = \omega_D(t_3 - t_1)$.

$$\omega_D = 1/\sqrt{L/C_D}; I_{dH}^* = I_{dH}/I_{ном}. \quad (10)$$

Отметим, что фиксированные моменты времени t_1 и t_3 определяются из условий: $u_D(t_1) = E, u_D(t_1) = u_K(t_3)$. В интервале времени $t_3 - t_4$ ток нагрузки находится в нулевом контуре,

с момента t_4 по $t = t_5 = T$ конденсатор C_K разряжается током нагрузки до нуля через вентили VD_{K1} и VS_{K2} (рис. 5а).

В соответствии с (9) на рис. 7 приведены зависимости перенапряжений в функции от индуктивностей сети при разных значениях емкости демпфирующего конденсатора и угла θ .

Видно (рис. 7), что перенапряжение на элементах значительно уменьшается при увеличении параметра a (то есть при увеличении емкости демпфирующего конденсатора). Например, при $a = 8$ по сравнению с $a = 2$ перенапряжение уменьшается в 5 раз; также перенапряжение уменьшается с уменьшением угла θ , так как уменьшается время, в течение которого накапливается энергия.

На рис. 8 показаны диаграммы фазного напряжения и тока для схем, приведенных на рис. 4в, г. Как видно, в кривых фазного тока и напряжения колебательные процессы по сравнению со схемой, приведенной на рис. 1, почти устранены, то есть значительно улучшен гармонический состав сетевого тока.

Как показал анализ, несмотря на то, что форма фазных токов и напряжений существенно улучшена, колебательные процессы в схемах на рис. 4а, б все же полностью не устранены, так как имеет место колебание

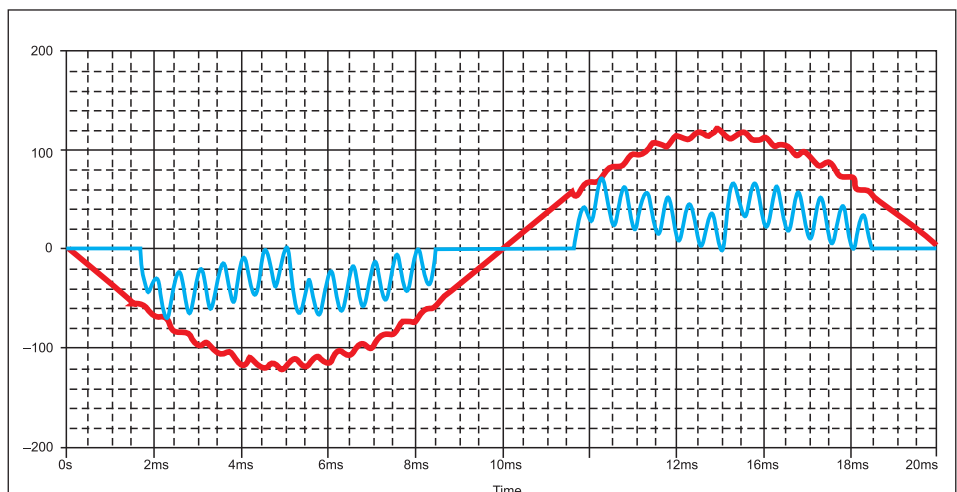


Рис. 8. Временные диаграммы фазных токов и напряжений для схем, приведенных на рис. 4в, г соответственно

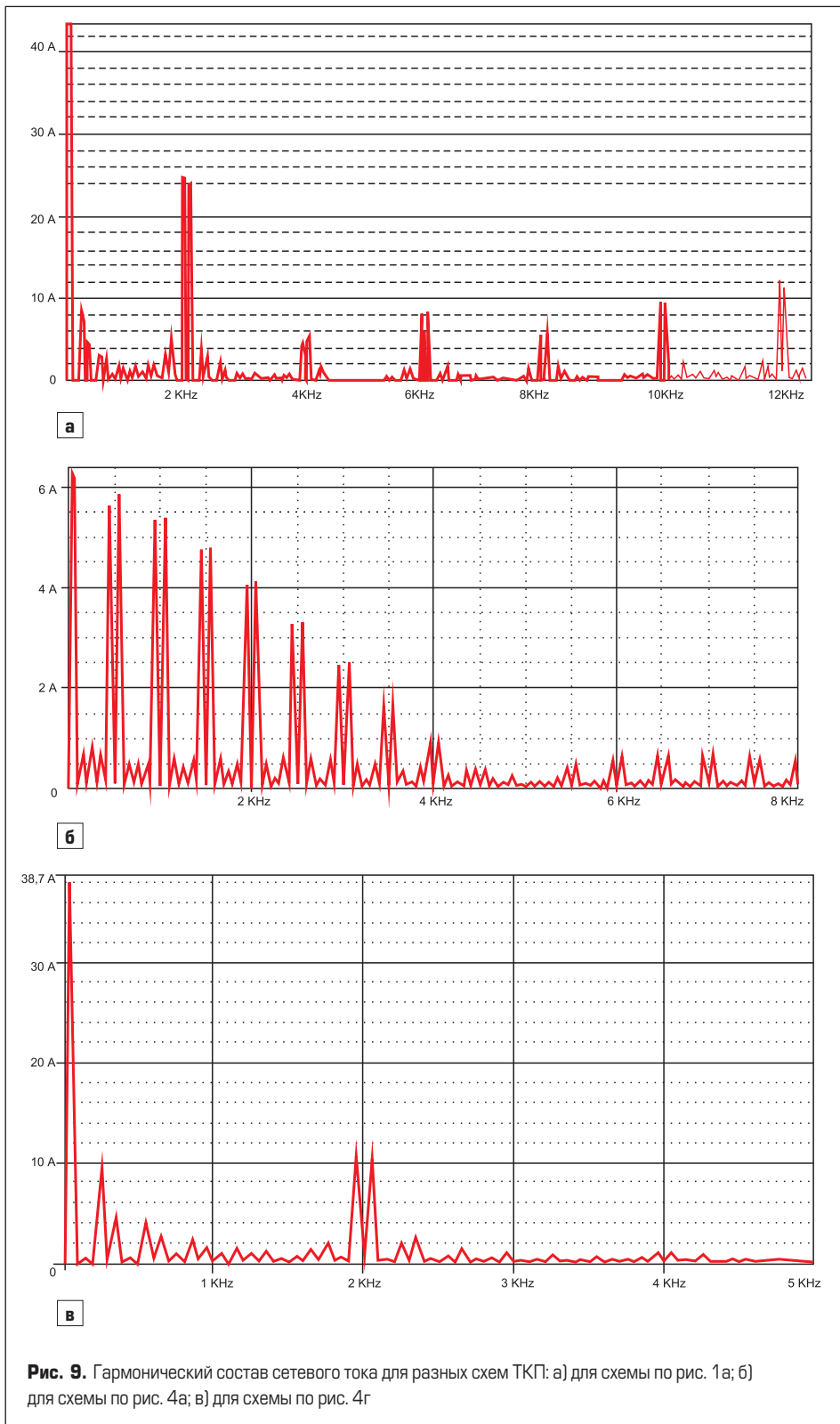


Рис. 9. Гармонический состав сетевого тока для разных схем ТКП: а) для схемы по рис. 1а; б) для схемы по рис. 4а; в) для схемы по рис. 4г

энергии между индуктивностями рассеяния L_s и конденсаторами, что приводит к дополнительной нагрузке по току диодов выпрямительного моста. С целью устранения недостатков, которые связаны с колебательными процессами, была предложена схема преобразователя, в которой демпфирующий конденсатор подключается с помощью дополнительных вентилялей [6] (рис. 4в, г).

Детальный анализ этих преобразователей проведен в работах [2, 6], поэтому в данной статье отметим лишь, что частотные свойства двухтактных симметричных преобразовате-

лей выше, чем преобразователей, построенных по несимметричной схеме, и для практического применения в основном используют именно ТКП по симметричной схеме.

На рис. 9 показаны графики спектрального состава тока фазы питающей сети в разных схемах ТКП.

Как видно из приведенных графиков, с точки зрения влияния на сеть наиболее предпочтительными являются схемы, в которых демпфирующий конденсатор подключается с помощью дополнительных вентилялей, так как в этих схемах исключаются колебатель-

ные процессы и гармонический состав сетевого тока значительно улучшается, что, естественно, приводит к повышению энергетических показателей преобразователя в целом.

Выводы

1. Наибольшее значение максимальное напряжение на входе ТКП U_{max} достигает на частоте модуляции преобразователя, близкой к частоте собственных колебаний контура $L-C_{\Sigma}$, где L — индуктивность фазы сети.
2. С увеличением эквивалентного сопротивления нагрузки выпрямителя R_H возрастает величина U_{max} на входе ТКП.
3. Наибольшее влияние на величину максимального напряжения U_{max} на входе ТКП оказывает соотношение между емкостями компенсирующего устройства и дозирующего (коммутирующего) конденсатора.
4. Симметричные схемы имеют преимущество по сравнению с несимметричными, так как частотный диапазон работы этих схем в два раза больше.
5. С точки зрения влияния на сеть на практике наиболее целесообразным является вывод накопленной энергии на нагрузку с помощью демпфирующего конденсатора в качестве промежуточного звена, причем этот конденсатор необходимо подключать только на этапах вывода энергии.

Литература

1. Маевский О. А. Энергетические показатели вентиляльных преобразователей. М.: Энергия. 1978.
2. Булатов О. Г., Шитов В. А., Петросян Н. Н. Тиристорно-конденсаторные ключевые преобразователи с уменьшенным влиянием на питающую сеть // Электричество. 1988. №11.
3. Булатов О. Г., Фраткин М. Л., Царенко А. И. Исследования режимов преобразователя с емкостным компенсирующим устройством на входе // М.: МЭИ. 1980. № 461.
4. Булатов О. Г., Шитов В. А. Перспективные способы улучшения коэффициента мощности зависимых преобразователей. Автоматизированный электропривод, силовые п/п приборы, преобразовательная техника. М.: Энергоатомиздат. 1983, 1989.
5. Петросян Н.Н. Тиристорный преобразователь с уменьшенным влиянием на питающую сеть для установок электротехнологий // Моделирование, оптимизация, управление: сб. научных трудов. Ереван: ГИУА. 2001.
6. А.с. N1283913 (СССР) Преобразователь переменного напряжения в постоянное / О. Г. Булатов, В. А. Шитов, Н. Н. Петросян // Бюл. 1987. № 18.
7. Петросян Н. Н. Сетевой преобразователь для мощных источников электроконтактных сварочных установок // Известия НАН РА и ГИУА. 2001. Т. 54. №1.
8. Петросян Н. Н., Шитов В. А. Импульсный преобразователь с демпфирующим конденсатором // Техническая электродинамика. 1985. № 3.
9. Хайнеман Р. PSIPICE. Моделирование работы электронных схем / Пер. с нем. М.: ДМК Пресс. 2002.