



$$\begin{aligned}
 & \exp\left\{-\frac{K_Q w^2}{4Q^2} \frac{\ddot{u}}{\dot{u}}\right\} K_Q^4 \sin(y[n]) \exp\left\{-\frac{K_Q w^2}{2Q} \frac{\dot{u}}{u}\right\} / \\
 & \sqrt{(w^2 - K_Q^2)^2 + \frac{K_Q^2 w^2}{Q^2}} (U_{Ck0}[n] - (-1)^{n+1} U_{CH0}[n]) \cdot \\
 & \exp\left\{-\frac{K_Q w^2}{2Q} \frac{\dot{u}}{u}\right\}
 \end{aligned} \tag{4}$$

Здесь

$$\begin{aligned}
 U_{Ck0}[n+1] &= K_Q^2 (-1)^n \exp\left\{K_Q^2 - w^2\right\} \sin(y[n]) - \frac{K_Q w^*}{Q}, \\
 & \cos(y[n]) \cos(w^* p) + \exp\left\{-\frac{K_Q p}{2Q} \frac{\ddot{u}}{\dot{u}}\right\} \exp\left\{K_Q^2 - w^2\right\} \cdot \\
 & \cos(y[n]) + \frac{K_Q w^*}{Q} \sin(y[n]) \sin(w^* p) \frac{\dot{u}}{u}, \\
 & \sqrt{(w^2 - K_Q^2)^2 + \frac{K_Q^2 w^2}{Q^2}} (U_{Ck0}[n] - (-1)^{n+1} U_{CH0}[n]) \cdot \\
 & \exp\left\{-\frac{K_Q p}{2Q} \frac{\ddot{u}}{\dot{u}}\right\} \exp\left\{K_Q^2 - w^2\right\} / 4Q^2 \frac{\ddot{u}}{\dot{u}} + U_{Ck0}[n]; \\
 U_{CH0}[n+1] &= |U_{Ck0}[n+1] - U_{Ck0}[n]| / K_{HK} - (-1)^{n+1} U_{CH0}[n]; \\
 y[0] &= \arcsin(U_{CH0}[0]); \quad y[n] = y[0] + p w^* w_{и}^* n; \\
 K_Q &= 2Q / \sqrt{4Q^2 - 1}; \quad Q = r / R - \text{добротность зарядно-} \\
 & \text{го контура}; \quad R - \text{суммарное сопротивление, эквива-} \\
 & \text{лентное всем активным потерям в контуре преоб-} \\
 & \text{разования энергии}; \quad u = w_0^* t - \text{текущий фазовый} \\
 & \text{угол}; \quad w_0 = 1 / \sqrt{L_K C_K}; \quad d = R / 2L_K; \quad w_0^* = \sqrt{w_0^2 - d^2} - \\
 & \text{резонансная частота ДПРК (частота преобразова-} \\
 & \text{ния)}; \quad w^* = w / w_0^* - \text{приведенная частота преоб-} \\
 & \text{разования}; \quad w_{и}^* = w_0^* / w_{и} - \text{приведенная частота инвер-} \\
 & \text{тирования}; \quad K_{HK} = K_{TB}^2 C_H / C_K - \text{коэффициент на-} \\
 & \text{грузки}; \quad K_{TB} - \text{коэффициент трансформации высо-} \\
 & \text{ковольтного трансформатора } T_B; \\
 U_{Ck0}[n] &= U_{Ck0}[n] / E_m - \text{начальное напряжение на} \\
 C_K & \text{ в интервале } n; \quad U_{CH0}[0] = U_{Ck0}[0] / E_m - \text{начальное} \\
 & \text{напряжение на } C_H; \quad y_F[n] = y[n] + w^* u - \text{текущий фа-} \\
 & \text{зовый угол } n\text{-го импульса}; \quad N - \text{число импульсов за} \\
 & \text{цикл преобразования энергии.}
 \end{aligned}$$

Как правило, преобразователи с ДПРК работа- ют в диапазоне собственных резонансных частот

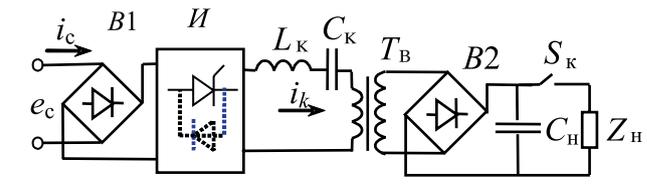


Рис. 1. Обобщенная схема зарядных преобразователей с ДПРК инверторного типа: B1 – сетевой выпрямитель; B2 – высоковольтный выпрямитель; И – инвертор; T<sub>в</sub> – высоковольтный трансформатор; C<sub>к</sub> – коммутирующий конденсатор; L<sub>к</sub> – коммутирующий дроссель; C<sub>н</sub> – накопительный конденсатор; Z<sub>н</sub> – сопротивление нагрузки; e<sub>c</sub> = E<sub>m</sub> sin(ωt) – напряжение питающей сети

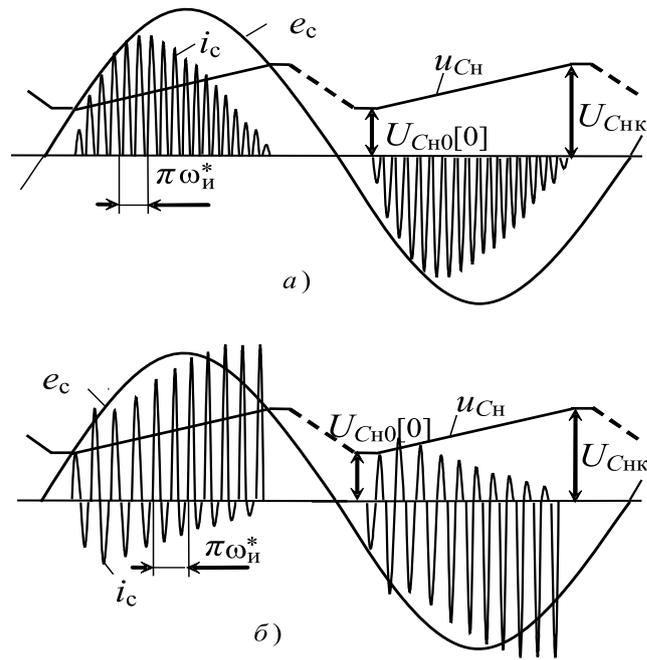


Рис. 2. Диаграммы напряжения e<sub>c</sub> и тока i<sub>c</sub> питающей сети, напряжения u<sub>CH</sub> на накопительном конденсаторе: а – в генераторном режиме (без обратных диодов); б – в режиме с рекуперацией энергии (с обратными диодами)

0,5–20 кГц, что при частоте питающей сети 50 Гц соответствует диапазону приведенной частоты преобразования 0,0025 ≤ w\* ≤ 0,1. При заданных режимах работы (U<sub>CH0</sub>\*, w<sub>и</sub>\*) и параметрах преобразователя (Q, K<sub>HK</sub>) относительные значения гармонических составляющих тока в питающей сети I<sub>n</sub>\* определяются выбором приведенной частоты преобразования w\*.

На рис. 3 приведены графики зависимости относительных значений гармонических составляющих тока I<sub>n</sub>\* от номера гармоники η, рассчитанные по формулам (1)–(4) для режима полного использования накопительного конденсатора (U<sub>CH0</sub>[0] = 0) и граничной (максимальной) частоте инвертирова-

ния ( $w_{и}^* = 1$ ) при  $Q = 10$ ,  $K_{нк} = 500$  и значениях частоты преобразования  $w^*$ , равных 0,1, 0,05, 0,025.

Частота преобразования  $w_0^*(w^*)$  практически не влияет на гармонический состав в области нижних частот ( $n = 1, \dots, 20$ ). В этом диапазоне присутствуют гармоники, кратные основной частоте (частоте питающей сети). Гармоники высшего порядка (с номерами  $n > 20$ ) формируются за счет токов резонансной частоты преобразователя. Эти гармоники соответствуют частотам с номерами  $n = 2k / w^*$ , где  $k = 1, 2, 3, \dots$  – номер группы высших гармоник. С уменьшением  $w^*$  гармоники высшего порядка перемещаются в область более высоких частот, а расстояние между гармониками, в котором практически отсутствуют гармонические составляющие потребляемого тока, увеличивается.

Например, как следует из графика на рис. 3, для двухпроводных телефонных цепей, работающих в диапазоне тональных частот 300–3400 Гц (соответствует диапазону гармоник 6 £ n £ 68), влияние высших гармоник, кратных резонансной частоте  $w_0^*$ , практически отсутствует для приведенных частот преобразования  $w^* \leq 0,025$ .

Для повышения коммутационной устойчивости приведенную частоту инвертирования выбирают из условия  $w_{и}^* > 1$ . Увеличение значения  $w_{и}^*$  (уменьшение частоты инвертирования  $w_{и}$ ) приводит к смещению спектра частот тока  $I_n^*(n)$  в сторону уменьшения прямо пропорционально частоте  $w_{и}^*$ .

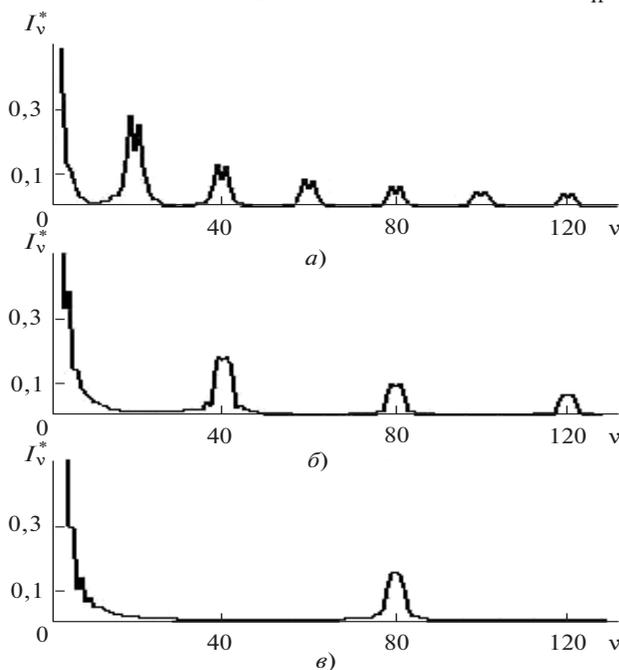


Рис. 3. Гармонический состав потребляемого тока в генераторном режиме: а –  $w^* = 0,1$ ; б –  $w^* = 0,05$ ; в –  $w^* = 0,025$

Далее рассмотрим режим с рекуперацией энергии (рис. 2,б). В этом случае мгновенные значения тока  $i_k^*(u, n+1)$  в формулах (2)–(3) определяются по формуле (4) при учете в ней следующих изменений: коэффициенты  $(-1)^n$  заменяются на  $\sqrt{2} \sin(\rho n / 2 + \rho / 4)$ , а коэффициенты  $(-1)^{n+1}$  умножаются на  $\sqrt{2} \sin(\rho n / 2 + \rho / 4)$ ; фазовый угол  $y[n]$  определяется как

$$y[n] = y[0] + |\sin(\rho(n+1)/2)|(\rho w^* + \rho w^* w_{и}^* n / 2) + |\cos(\rho(n+1)/2)|\rho w^* w_{и}^* (n+1) / 2. \quad (5)$$

На рис. 4 приведены графики зависимости  $I_n^*(n)$  для тех же параметров и режимов работы, что и для генераторного, но при условии  $w_{и}^* = 2$ , характерном для граничного режима работы с рекуперацией энергии. В этом режиме по сравнению с генераторным наблюдается снижение уровня гармоник в области нижних частот.

Гармоники высшего порядка соответствуют частотам  $n = k / w^*$ , где  $k = 1, 3, 5, \dots$  – номер группы гармоник. Отсутствие четных групп гармоник приводит к увеличению вдвое диапазона частот, свободного от помех. С ростом  $w^*$  высшие гармоники сдвигаются в область более высоких частот и расстояние между группами увеличивается.

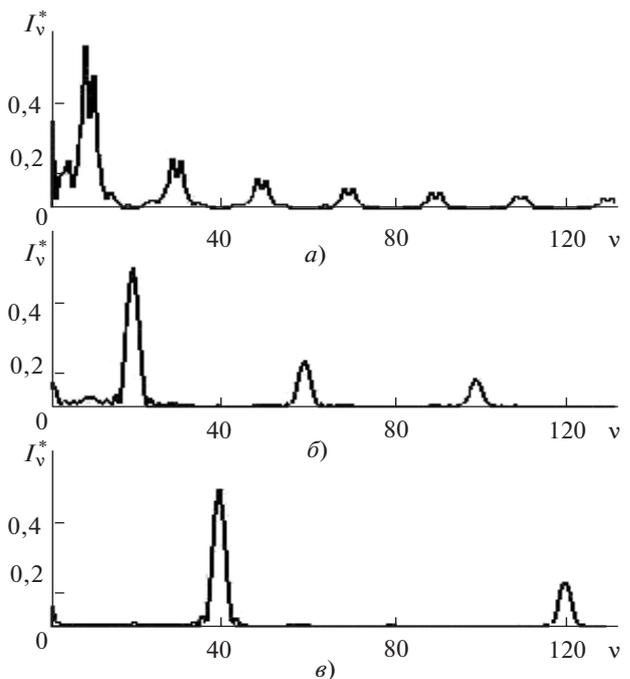


Рис. 4. Гармонический состав потребляемого тока в режиме с рекуперацией энергии: а –  $w^* = 0,1$ ; б –  $w^* = 0,05$ ; в –  $w^* = 0,025$

В заключение отметим, что в заданном диапазоне технической связи необходимо выбирать резонансную частоту преобразователя  $w_0^*(w^*)$  таким образом, чтобы независимо от режима работы ( $w_{и}^* = 1$  – генерация или  $w_{и}^* = 2$  – рекуперация) полоса спектра передаваемого сигнала оказалась между соседними группами высших гармоник потребляемого тока:

$$w^* < 2Dw_c^*, (6)$$

где  $Dw_c^* = w/Dw_c$ ;  $Dw_c$  – ширина полосы спектра сигнала связи.

**Выводы.** 1. Предложенные математические модели, основанные на точных описаниях процессов в зарядных преобразователях с ДПРК инверторного типа, позволяют в полной мере исследовать влияние параметров и режимов работы этих преобразователей на гармонический состав потребляемого из сети тока.

2. При правильном выборе собственной резонансной частоты ДПРК (приведенной частоты преобразования  $w^*$ ) можно добиться существенного снижения помех на линиях электропередачи в заданном диапазоне технической связи.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Петросьянц В.В.** Исследование влияния режимов работы импульсных преобразователей с дозирующим последовательным резонансным контуром на качество электроэнергии. – Электричество, 2010, № 10.

2. **Володина Н.А., Карякин Р.Н., Куликова Л.В. и др.** Основы электромагнитной совместимости. – Барнаул: ОАО «Алтайский полиграфический комбинат», 2007.

3. **Петросьянц В.В.** Теория и методики расчета полупроводниковых преобразователей с дозирующим последовательным резонансным контуром: Монография. – Владивосток: Изд-во ДВГТУ, 2008.

[09.11.10]

*А в т о р: Петросьянц Виктор Владимирович окончил в 1976 г. факультет радиоэлектроники и приборостроения Дальневосточного политехнического института. В 1984 г. в МЭИ защитил кандидатскую диссертацию «Разработка, анализ и экспериментальное исследование преобразователей с дозирующим последовательным резонансным контуром и рекуперацией энергии». Директор института радиоэлектроники, информатики и электротехники Дальневосточного государственного технического университета.*