

## НЕСИММЕТРИЧНЫЕ РЕЖИМЫ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПРЕДПРИЯТИЙ ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ

*Рассмотрено влияние несимметричных режимов на качество электроэнергии вентильных преобразователей параметров электроэнергии. Показано возникновение дополнительных пульсаций в выпрямленном напряжении преобразователей со звеном постоянного тока и низкочастотной модуляции в непосредственных преобразователях частоты.*

Одним из важных показателей качества электрической энергии систем с вентильными преобразователями является низкочастотная модуляция выходного напряжения.

В таких системах следует различать симметричные и несимметричные режимы работы. В симметричных режимах для преобразователя частоты со звеном постоянного тока при идеально сглаженном выпрямленном напряжении низкочастотных гармоник на выходе инвертора нет. При наличии пульсаций в выпрямленном напряжении выходное напряжение преобразователя частоты имеет вид

$$U_{\text{вых}}(t) = V_d \sum_{i=1}^{\infty} \gamma_i \cos i\omega t + V_d \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{q_n \gamma_i}{2} \{ \cos[(i\omega - n\Omega)t - \Theta_n] + \cos[(i\omega + n\Omega)t + \Theta_n] \},$$

где  $V_d$  – среднее значение выпрямленного напряжения;  $i = 1, 2, 3, \dots$  – номер гармоники на выходе инвертора;  $n = 1, 2, 3, \dots$  – номер гармоники на выходе выпрямителя;

$$\gamma_i = \frac{V_{im}}{V_d},$$

$V_{im}$  – амплитуда  $i$ -й гармоники инвертора;  $q_n$  – коэффициент пульсаций по  $n$ -й гармонике выпрямителя;  $\omega$  – круговая частота питающей сети;  $\Omega$  – частота первой гармоники пульсаций.  $\Theta_n$  – фаза  $n$ -й гармоники выпрямителя.

Таким образом, выходное напряжение, кроме основной частоты  $\omega$  и ее гармоник  $i\omega$ , содержит составляющие  $i\omega - n\Omega$  и  $i\omega + n\Omega$ . Составляющие  $i\omega - n\Omega$  могут давать низкочастотные гармоники, т.е. имеется ряд значений частот инвертора, вблизи которых могут иметь место не только субгармоники, но и постоянная составляющая.

Для преобразователей частоты с неявным звеном постоянного тока, где кривая выходного напряжения формируется из участков кривых питающей сети, вследствие принятого закона управления полуволны кривых выходного напряжения имеют неодинаковое количество полувольт напряжения сети, т.е. вольт-секундная площадь изменяется. Период таких изменений зависит от кратности частот питания и управления и в общем случае может быть равен бесконечности. При этом на выходе преобразователя также появляются субгармоники и постоянная составляющая.

В преобразователях с непосредственной связью и естественной коммутацией при несимметрии вторичной и первичной частот в кривой выходного напряжения появляется амплитудно – фазовая модуляция. На выходе преобразователя имеется ряд дискретных частот, из которых есть постоянная составляющая.

Постоянная составляющая и субгармоники могут появляться также и в первичных токах. Например, при отношении частоты сети к выходной, равном четному числу, постоянная составляющая в первичном токе имеет место в трехфазно-однофазном преобразователе. При отношении этого отношения шести она имеет место и в трехфазно-трехфазном преобразователе.

Для преобразователей с однократной модуляцией при частотах управления ниже частоты сети в выходном напряжении также возможно появление постоянной составляющей и субгармоник.

Значительное влияние на качество электроэнергии систем электропитания с вентиляторными преобразователями оказывают несимметричные режимы. При этом различают несимметричные:

- а) питающих напряжений,
- б) в системе управления,
- в) силовой схемы преобразователя,
- г) нагрузки.

Несимметрию питающих напряжений принимают во внимание при многофазной первичной сети переменного тока. В литературе влияние несимметрии питающих напряжений рассматривается, в основном, применительно к выпрямительным установкам. Это объясняется интересом к передаче энергии постоянным током, где в качестве преобразовательных устройств применяются трехфазные выпрямители, а также к линиям постоянного тока тяговых подстанций электрифицированных железных дорог. При несимметрии в первичной системе возникает неравномерность загрузки вентиля и ухудшаются условия их коммутации, что при работе преобразователей в инверторном режиме приводит к вынужденному увеличению угла опережения во избежание опрокидывания инвертора.

В кривой выпрямленного напряжения, а также в первичной сети при несимметрии напряжений возникают дополнительные гармонические составляющие.

Дополнительные гармоники неканонических порядков в системах с выпрямителями для электрофицированного транспорта и в линиях передач постоянного тока вызывают помехи в линиях связи, увеличивают пульсации в источниках постоянного тока и предъявляют дополнительные требования к потребителям, питающимся от этих источников.

Несимметрия управляющих импульсов вызывается неидентичностью каналов и отдельных схем управления. По своему действию несимметрия по управлению сходна с несимметрией в питании источников и имеет аналогичные последствия. Для отдельных схем выпрямителей и преобразователей с уравнительными реакторами несимметрия управляющих импульсов приводит к появлению постоянной составляющей в реакторе, увеличению его габаритов, а в ряде случаев, вообще, делает работу схем невозможной. Несимметрия управления в трехфазном инверторе вызывает подмагничивание выходного трансформатора и требует завышения его типовой мощности. При этом необходимо поддерживать симметрию импульсов управления в пределах 2...3 эл. град., а для схемы с уравнительными дросселями – в пределах долей градуса.

Несимметрия в силовой части схемы преобразователя определяется неидентичностью параметров вентилях (разброс времен включения и выключения, внутренних падений напряжения, токов удержания тиристоров и др.). При этом наихудшие результаты получаются при определенных комбинациях этих неидентичностей по вентилям. В этом случае для расчета гармоник в выходном напряжении выпрямителей используют ЭВМ, так как такие расчеты оказываются достаточно громоздкими.

Несимметрия нагрузок в многофазных преобразователях может вызвать неравномерное потребление токов от отдельных фаз первичной сети, искажения сетевого напряжения и через систему управления - несимметрию в импульсах коммутации, влияние которой рассмотрено выше.

Рассмотрим влияние отдельных дестабилизирующих факторов на форму кривой выходного напряжения статических преобразователей.

В непосредственном преобразователе частоты с однократной модуляцией, питающемся от несимметричной трехфазной сети, различают смещение нейтрали и несимметрию векторов основной частоты. Смещение нейтрали характеризуется величиной напряжения нулевой последовательности, а несимметрия напряжений - нулевой и обратной последовательности одновременно.

Составляющая нулевой последовательности вызывает на выходе трехфазного преобразователя дополнительное напряжение, описываемое выражениями:

для однотактной схемы

$$u'_{\text{доп.ол}} = \varepsilon_0 U_{1m} \cos(\omega t + \Theta_n + \gamma_0); \quad (1)$$

для двухтактной схемы

$$u''_{\text{доп.ол}} = \frac{4\varepsilon_0 U_{1m}}{\pi} \cos(\omega t + \Theta_n + \gamma_0) \sum_{s=1}^{\infty} \frac{\sin(2s-1)\frac{\pi}{2}}{2s-1} \cos 3(2s-1) \left[ \Omega t \pm (l-1)\frac{4\pi}{3} + \Theta_y \right]. \quad (2)$$

В выражениях (1) и (2)

$$\varepsilon_0 = \frac{U_{0m}}{U_{1m}}$$

- коэффициент несимметрии по составляющим нулевой последовательности питающих напряжений;  $U_{0m}$ ,  $U_{1m}$  - амплитуды напряжений нулевой и прямой последовательности соответственно;  $\omega$  - частота питающей сети;  $\Theta_n$  - начальная фаза напряжений питающей сети;  $\gamma_0$  - фазовый угол напряжения нулевой последовательности;  $\Omega$  - частота управления;  $s = 1, 2, 3, \dots, \infty$ ;  $\Theta_y$  - начальная фаза управляющих импульсов;  $l$  - номер фазы вторичной сети.

При питании преобразователя от трехпроводной сети в трехфазных системах без нулевого провода составляющие нулевой последовательности на нагрузке отсутствуют и влияние несимметрии питающей сети определяется составляющими обратной последовательности. Дополнительное напряжение записывается следующим выражением:

$$\begin{aligned}
 u_{\text{доп.2l}} = & \frac{3b\varepsilon_2}{\pi} U_{1m} \left[ \sin \frac{\pi}{3b} \cos [(\omega \pm \Omega) t \pm (l-1) \frac{4\pi}{3} + \Theta_n \pm \Theta_y + \gamma_2 + \right. \\
 & + \sum_{s=1}^{\infty} \left( \frac{\sin(3bs+1) \frac{\pi}{3b}}{3bs+1} \cos \{ [\omega \pm (3bs+1)\Omega] t \pm (3bs+1)(l-1) \frac{4\pi}{3} + \right. \\
 & \left. \left. + \Theta_n \pm (3bs+1)\Theta_y + \gamma_2 \right\} + \right. \\
 & \left. + \frac{\sin(3bs-1) \frac{\pi}{3b}}{3bs-1} \cos \{ [\omega \mp (3bs-1)\Omega] t \mp (3bs-1)(l-1) \frac{4\pi}{3} + \right. \\
 & \left. \left. + \Theta_n \mp (3bs-1)\Theta_y + \gamma_2 \right\} \right]. \quad (3)
 \end{aligned}$$

Здесь

$$\varepsilon_2 = \frac{U_{2m}}{U_{1m}}$$

– коэффициент несимметрии по составляющим обратной последовательности питающих напряжений;  $U_{2m}$  – амплитуда напряжения обратной последовательности;  $\gamma_2$  – фазовый угол напряжения обратной последовательности;  $b = 1$  для однофазной и  $b = 2$  для двухфазной схем преобразователя.

Из (1) – (3) видно, что несимметрия питания вызывает появление на выходе преобразователя остатка второй боковой полосы частот с амплитудами гармоник, пропорциональными коэффициентам несимметрии  $\varepsilon_0$  и  $\varepsilon_2$ . Это определяет дополнительные искажения формы выходного напряжения за счет высокочастотных составляющих. Коэффициент гармоник возрастает. Так, для систем с обратной последовательностью можно записать

$$K_{\text{гн}\varepsilon_2} = \sqrt{(1 + \varepsilon_2^2)(1 + K_{\text{гн}}^2) - 1},$$

где  $K_{\text{гн}}$  – коэффициент гармоник при симметричной питающей сети.

Дополнительные составляющие вызывают в выходном напряжении паразитную амплитудно-фазовую низкочастотную модуляцию за счет совместного действия гармоник основной и второй боковой полосы частот. Общее выражение выходного напряжения преобразователя при несимметричной питающей сети может быть записано в виде

$$\begin{aligned}
 u_{\text{вых}l} = & \frac{3bU_{1m}}{\pi} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{\sin(3bs+1) \frac{\pi}{3b}}{3bs+1} \left[ \cos \{ [\omega \mp (3bs+1)\Omega] t \mp (3bs+1)(l-1) \frac{4\pi}{3} + \right. \\
 & \left. \Theta_n \mp (3bs+1)\Theta_y + \gamma_1 \right\} + \varepsilon_2 \cos \{ [\omega \pm (3bs+1)\Omega] t \pm (3bs+1)(l-1) \frac{4\pi}{3} + \\
 & \left. + \Theta_n \pm (3bs+1)\Theta_y + \gamma_2 \right\} \right].
 \end{aligned}$$

Здесь  $\gamma_1$  – фазовый угол напряжения прямой последовательности.

При  $\Theta_n = \Theta_y = \gamma_1 = 0$  и  $\gamma_2 = \gamma$ , пренебрегая малыми величинами второго порядка, получим при  $\omega \ll \Omega$ :

$$u_{\text{ВЫХЛ}} = \frac{3bU_{1m}}{\pi} \sum_{s=-\infty}^{\infty} \frac{\sin(3bs+1)\frac{\pi}{3b}}{3bs+1} [1 + \varepsilon_2 \cos(2\omega t + \gamma)] \times \\ \times \cos\left\{ [\omega \mp (3bs+1)\Omega] t - \arctg \frac{\varepsilon_2 \sin(2\omega t + \gamma)}{1 + \varepsilon_2 \cos(2\omega t + \gamma)} \right\} \quad (4)$$

Из выражения (4) видно, что при несимметрии питающих напряжений на выходе преобразователя имеет место амплитудно-фазовая низкочастотная модуляция с частотой, равной разности частот  $\omega + (bs+1)\Omega$  и  $\omega - (bs-1)\Omega$ , и коэффициенте глубины модуляции  $\varepsilon_2$ . При  $\omega < \Omega$  эта разность частот равна

$$(3bs+1)\Omega + \omega - [(3bs+1)\Omega - \omega] = 2\omega,$$

то есть частота низкочастотной модуляции равна удвоенной частоте сети.

Низкочастотную модуляцию вызывают все гармоники спектра выходного напряжения. Так, при преобразовании частоты сети 50 Гц в частоту 400 Гц, используемую в бортовых системах электропитания самолетов и вертолетов, при частоте управления  $f_y = 450$  Гц низкочастотная модуляция появляется за счет биений между основной частотой  $\Omega - \omega = 400$  1/с и второй боковой частотой  $\Omega + \omega = 500$  1/с, между высшими гармониками  $5\Omega + \omega = 2300$  1/с и  $5\Omega - \omega = 2200$  1/с и так далее с частотой 100 Гц.

Рассмотрим влияние несимметрии на частный случай непосредственного преобразователя частоты – выпрямитель. Для трехфазной сети без нулевого провода выражения для постоянной составляющей  $U_0$  и гармоник пульсаций выпрямленного напряжения  $U_d$  при мостовой схеме выпрямления имеют вид

$$U_0 = \frac{2U_m}{\pi} \frac{\sqrt{12-3\varepsilon_2^2} + \sqrt{3+6\varepsilon_2^2}}{\sqrt{12-3\varepsilon_2^2} + 3\varepsilon_2} \cos\alpha, \quad (5)$$

$$U_d = \frac{2U_m \sqrt{8d^2 + 2 - 2(4d^2 - 1)\cos 2\alpha}}{(4d^2 - 1)\pi(\sqrt{12-3\varepsilon_2^2} + 3\varepsilon_2)} \sqrt{9(1+\varepsilon_2^2) + 6(1-\varepsilon_2^2)\cos(d\frac{2\pi}{3})} + \\ + 6\sqrt{4+7\varepsilon_2^2 - 2\varepsilon_2^4} \cos(d\frac{4\pi}{3}) \cos(d \arccos \frac{2-5\varepsilon_2^2}{2+4\varepsilon_2^2}) - 6\varepsilon_2 \sqrt{3+6\varepsilon_2^2} \sin(d\frac{4\pi}{3}) \sin(d \arccos \frac{2-5\varepsilon_2^2}{2+4\varepsilon_2^2}) \quad (6)$$

где  $U_m$  – амплитуда линейного напряжения опорного вектора трехфазной системы;  $\gamma$  – угол регулирования выпрямителя;  $d$  – номер гармоники пульсаций выпрямленного напряжения.

Из выражений (5), (6) можно получить постоянную составляющую и гармоники пульсаций для частных случаев:

- 1) для нерегулируемого выпрямителя при симметричной сети ( $\varepsilon_2 = 0$ ,  $\alpha = 0$ )

$$U_0 = \frac{3U_m}{\pi},$$

$$U_d = \frac{2U_m}{(4d^2 - 1)\pi} \sqrt{3 + 6\cos(d\frac{2\pi}{3})};$$

- 2) для регулируемого выпрямителя при симметричной сети ( $\varepsilon_2 = 0$ ,  $\alpha \neq 0$ )

$$U_0 = \frac{3U_m}{\pi} \cos \alpha,$$

$$U_d = \frac{U_m \sqrt{8d^2 + 2 - 2(4d^2 - 1) \cos 2\alpha}}{(4d^2 - 1)\pi} \sqrt{3 + 6 \cos(d \frac{2\pi}{3})};$$

3) для нерегулируемого выпрямителя при несимметричной сети ( $\varepsilon_2 \neq 0, \alpha = 0$ )

$$U_0 = \frac{2U_m}{\pi} \frac{\sqrt{12 - 3\varepsilon_2^2} + \sqrt{3 + 6\varepsilon_2^2}}{\sqrt{12 - 3\varepsilon_2^2} + 3\varepsilon_2}$$

$$U_d = \frac{4U_m}{(4d^2 - 1)\pi(\sqrt{12 - 3\varepsilon_2^2} + 3\varepsilon_2)} \sqrt{9(1 + \varepsilon_2^2) + 6(1 - \varepsilon_2^2) \cos(d \frac{2\pi}{3})} +$$

$$\rightarrow + 6\sqrt{4 + 7\varepsilon_2^2 - 2\varepsilon_2^4} \cos(d \frac{4\pi}{3}) \cos(d \arccos \frac{2 - 5\varepsilon_2^2}{2 + 4\varepsilon_2^2}) -$$

$$\rightarrow - 6\varepsilon_2 \sqrt{3 + 6\varepsilon_2^2} \sin(d \frac{4\pi}{3}) \sin(d \arccos \frac{2 - 5\varepsilon_2^2}{2 + 4\varepsilon_2^2})$$

Из анализа полученных выражений следует, что при возрастании коэффициента несимметрии  $\varepsilon_2$  примерно пропорционально снижается выпрямленное напряжение. Причем эта зависимость имеет место при любой глубине регулирования.

Пульсации на шестикратной частоте сети с ростом  $\varepsilon_2$  снижаются так же пропорционально  $\varepsilon_2$ .

При несимметричной сети появляются гармоники неканонических порядков, наинизшей из которых является составляющая удвоенной частоты сети. Эта гармоника растет пропорционально  $\varepsilon_2$  и несколько снижает скорость роста при больших несимметриях. Она является причиной основных трудностей при построении сглаживающих фильтров, вызывая значительный рост массогабаритных показателей последних. Особенно существенным оказывается ее влияние в глубокорегулируемых выпрямителях.

Амплитуды гармоник канонических порядков остаются практически неизменными в широком диапазоне изменения  $\varepsilon_2$ . Это позволяет сделать вывод, что рост массогабаритных характеристик сглаживающих фильтров выпрямителей, работающих в несимметричных режимах, определяется в основном гармониками, некратными числу фаз выпрямителя.

Рассмотрим влияние несимметрии на преобразователь частоты с промежуточным звеном постоянного тока. Выходное напряжение для такого преобразователя может быть записано в виде

$$u_{\text{вых}l} = \frac{2n}{\pi} \sum_{d=0}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} U_{md} \frac{\sin(2in+1) \frac{\pi}{2n}}{2in+1} \cos\{[d\omega \mp (2in+1)\Omega]t \mp (2in+1)(l-1) \frac{2\pi}{n} +$$

$$+ \Theta_d \mp (2in+1)\Theta_y\}$$

где  $n$  – число фаз преобразователя по выходу;  $i$  – номер гармоники на выходе инвертора;  $U_{md}$  – амплитуда гармоники выпрямителя;  $\omega$  – частота на первичной стороне преобразователя;  $\Omega$  – частота на вторичной стороне преобразователя;  $\Theta_d$  – фазовый угол гармоник выпрямителя.

При питании инвертора от выпрямителя с идеальным фильтром можно записать

$$u_{\text{вых.}0l} = \frac{12U_m}{\pi^2} \frac{\sqrt{12-3\epsilon_2^2} + \sqrt{3+6\epsilon_2^2}}{\sqrt{12-3\epsilon_2^2} + 3\epsilon_2} \cos\alpha \sum_{i=-\infty}^{\infty} \frac{\sin(6i+1)\frac{\pi}{6}}{6i+1} \times \\ \times \cos \left[ (6i+1)\Omega t \pm (6i+1)(l-1)\frac{2\pi}{n} + \Theta_0 \pm (6i+1)\Theta_y \right]$$

где  $u_{\text{вых.}0l}$  – выходное напряжение преобразователя с учетом только постоянной составляющей выпрямителя.

Дополнительные гармоники в выходном напряжении инвертора, обусловленные пульсациями выпрямителя, определяются выражением

$$u_{\text{вых.}} = \frac{6}{\pi} \sum_{d=1}^{\infty} \sum_{i=-\infty}^{\infty} U_{md} \frac{\sin(6i+1)\frac{\pi}{6}}{6i+1} \cos \left\{ d\omega \mp (6i+1)\Omega \right\} t \mp \\ \mp (6i+1)(l-1)\frac{2\pi}{n} \mp (6i+1)\Theta_y \}$$

Коэффициент гармоник выходного напряжения инвертора определится не только постоянной составляющей, но и пульсациями выпрямителя

$$K_{r\sim} = \sqrt{K_{r0} + \sum_{d=1}^{\infty} \left( \frac{U_d}{U_0} K_{r0} \right)^2 + \sum_{d=1}^{\infty} \left( \frac{U_d}{U_0} \right)^2},$$

где  $K_{r0} = \sqrt{\sum_{i=-\infty}^{\infty} \frac{1}{(6i+1)^2}}$

Так как коэффициент пульсаций выпрямителя

$$K_{\Pi} = \frac{\sqrt{\sum_{d=1}^{\infty} U_d^2}}{U_0},$$

то

$$K_{r\sim} = \sqrt{(1+K_{\Pi}^2)(1+K_{r0}^2)} - 1.$$

Анализ спектра выходного напряжения преобразователя частоты 50 Гц в 400 Гц при различных коэффициентах несимметрии трехфазной питающей сети и переменных углах регулирования управляемого звена постоянного тока без выходного сглаживающего фильтра показывает, что даже при  $\epsilon_2 = 0$  в выходном спектре имеют место все гармоники, кратные удвоенной частоте

сети, кроме кратных трем. С ростом  $\varepsilon_2$  и  $\alpha$  их амплитуды возрастают и появляются гармоники с частотами 300, 600 Гц. Форма выходного напряжения преобразователя ухудшается не только вследствие наличия гармоник низких порядков (100, 200 Гц), но и появления низкочастотной модуляции, возникающей вследствие биений основной частоты и близких к ней (500 и 300 Гц), причем модуляция наблюдается даже при отсутствии несимметрии в трехфазной сети и имеет частоту 100 Гц. Низкочастотная модуляция вызывается также гармониками высоких порядков, но она менее существенна вследствие малых амплитуд этих гармоник.

Наряду с питающими напряжениями, важнейшим источником искажений формы кривой выходного напряжения преобразователей является схема управления, формирующая в общем случае многофазную систему коммутационных функций, определяющих закон управления вентилями силовой схемы. Как и при симметричной системе питающих напряжений, при симметричной системе коммутационных функций дополнительных гармоник на выходе преобразователя не возникает.

При этом, например, спектральный состав коммутационной функции для двухтактной схемы преобразователя

$$\Phi(t)_{kl} = \frac{4}{\pi} \sum_{s=1}^{\infty} \frac{\sin(2s-1)\frac{\pi}{6}}{2s-1} \cos(2s-1) \left[ \Omega t \pm (k-1) \frac{4\pi}{3} \pm (l-1) \frac{4\pi}{3} + \Theta_y \right],$$

где  $k$  – номер фазы на выходе преобразователя, в симметричном режиме включает гармоники, представляющие собой при  $s = 1$  векторы прямой последовательности основной частоты, при  $s = 2$  – векторы тройной частоты образуют систему нулевой последовательности и при  $s = 3$  векторы пятикратной частоты – систему обратной последовательности.

Появление фазовой несимметрии коммутационных функций соответствует появлению амплитудной и фазовой несимметрии для систем векторов отдельных гармоник, что приводит к возникновению при  $s = 1$ , кроме прямой последовательности, еще и векторов нулевой и обратной, для  $s = 2$ , кроме нулевой, еще и прямой и обратной и при  $s = 3$ , кроме обратной еще и векторов прямой и нулевой последовательностей. Таким образом, для каждого  $s$  в системе коммутационных функций в общем случае имеют место составляющие всех трех последовательностей, которые даже при симметричной питающей сети вызывают появление в спектре выходного напряжения гармонических составляющих второй боковой полосы частот, ухудшающих форму выходного напряжения и вызывающих низкочастотную модуляцию.

При наличии одновременно несимметрии по питающим напряжениям и управляющим импульсам трехфазное выходное напряжение становится по основной частоте несимметричным с коэффициентом несимметрии, равным произведению коэффициентов несимметрии по питающим напряжениям и коммутационным функциям. Несимметрия появляется и по высшим гармоникам выходного напряжения. Можно, однако, отметить, что несимметрия составляющих основной частоты невелика и поэтому во многих практических случаях может не учитываться. В выходном напряжении преобразователя возникает низкочастотная модуляция, подавление которой представляет собой отдельную сложную техническую задачу.