

ФОРМИРОВАНИЕ ВХОДНОГО ТОКА МНОГОУРОВНЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Петухов А.В., студент; Шавёлкин А.А., доцент, к.т.н.

(Донецкий национальный технический университет, г. Донецк, Украина)

В настоящее время для мощных приводов переменного тока среднего напряжения находят применение многоуровневые преобразователи частоты (МПЧ). Выходное напряжение МПЧ имеет ступенчатую форму, аппроксимирующую синусоиду и по качеству практически соответствует принятым стандартам. Вместе с тем, при больших мощностях первостепенное значение имеет ток, потребляемый МПЧ из сети переменного тока, который должен максимально приближаться к синусоидальному.

Улучшение формы входного тока МПЧ обычно связывают с использованием на входе многообмоточного трансформатора в качестве многофазного источника для питания цепи постоянного тока. Однако вопрос не столь однозначный, особенно для каскадных МПЧ, и нуждается в дополнительных исследованиях.

Каждая фаза каскадного МПЧ состоит из n последовательно соединенных однофазных автономных инверторов напряжения (АИН) с изолированными источниками постоянного тока, который включает в себя трехфазный мостовой выпрямитель с конденсатором на выходе.

Полагаем, что выходной ток в фазе МПЧ синусоидальный. При этом независимо от метода модуляции ток, потребляемый каждым АИН (рис.1) пульсирующий и может быть представлен как сумма постоянной и переменной составляющих.

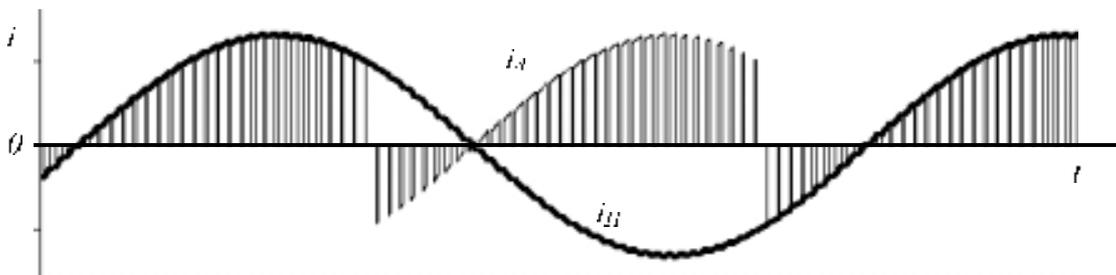


РИСУНОК 1 – ДИАГРАММА ТОКОВ НА ВХОДЕ И ВЫХОДЕ ИНВЕРТОРА

Последние определим из условия равенства мощностей на входе и выходе АИН (в фазе a МПЧ):

$$U_{iH} \cdot i_{iH} = U_{2M} \sin \omega_2 t \cdot I_{HM} \sin(\omega_2 t - \varphi) = U_2 I_H (\cos \varphi - \cos(2\omega_2 t - \varphi)), \quad (1)$$

где: ω_2 – частота выходного напряжения, φ – угол сдвига фаз основной гармоники выходного напряжения АИН (U_2) и выходного тока i_{iH} . Полагаем, что емкость конденсатора достаточно велика, чтобы считать напряжение выпрямителя (U_{iH}) идеально сглаженным. Тогда ток на входе выпрямителя:

$$i_{if} = U_{2H}(\cos\varphi - \cos(2\omega_2 t - \varphi)) / U_{if} = I_M \cos\varphi + I_M \cos(2\omega_2 t - \varphi). \quad (2)$$

Низкочастотная составляющая тока i_{if} с частотой $2\omega_2$ обуславливает появление низкочастотной (субгармонической) составляющей во входном токе выпрямителя. Частоты гармоник тока $(2\omega_2 - \omega)$ и $(2\omega_2 + \omega)$. Так, например, при $\omega_2 = 3\omega/5$ получаем частоты $\omega/5$ (10Гц при частоте сети 50 Гц) и 110 Гц. Еще хуже случай, когда $\omega_2 = 0.5\omega$ тогда имеем постоянную составляющую. Наличие субгармонических и постоянной составляющих в токе обмотки трансформатора приводит к ухудшению его использования и недопустимо. На рис.2 и рис.3 приведены диаграммы и спектр входного тока выпрямителя по результатам мо-

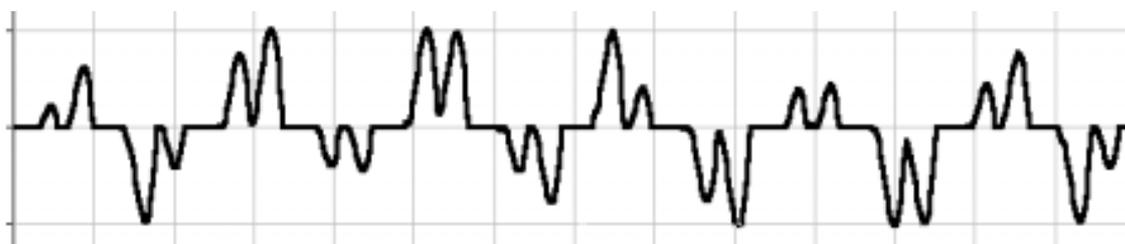


Рисунок 2 – Диаграммы тока на входе выпрямителя и тока нагрузки

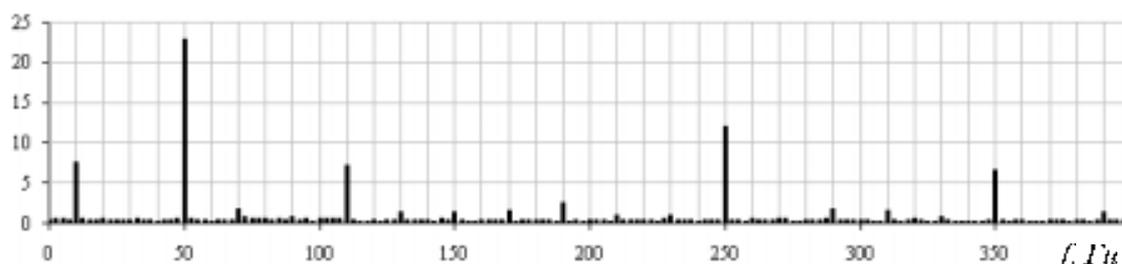


РИСУНОК 3 – СПЕКТР ВХОДНОГО ТОКА ФАЗЫ ВЫПРЯМИТЕЛЯ

делирования схемы, подтверждающий наличие упомянутых гармоник.

В схеме МПЧ несколько АИН и, соответственно, источников постоянного тока, трансформатор многообмоточный (рис.4). Питание выпрямителей (1,2,3) осуществляется от трех комплектов изолированных обмоток, фазные напряжения которых имеют сдвиг по фазе $\theta = 2\pi/18 = 20^\circ$. Рассмотрим возможность подавления субгармонических составляющих в результирующем токе фазы. Формирование напряжений с соответствующим сдвигом достигается суммированием напряжений обмоток разных фаз (рис.5):

$$\underline{U}_{2A} = \kappa_2 \underline{U}_A - \kappa_1 \underline{U}_B, \quad \underline{U}_{3A} = \kappa_1 \underline{U}_A - \kappa_2 \underline{U}_B,$$

где: $\kappa_1 = 0.742$, $\kappa_2 = 0.395$.

Полагаем, что магнитная цепь трансформатора симметричная. В соответствии с рис.4 для магнитодвижущих сил обмоток фазы A трансформатора имеем выражение (током холостого хода пренебрегаем):

$$F_{A1} = i_{A1} w_1 = i_{A1} w_2 + (i_{A2} w_{22} - i_{A2} w_{21}) + (i_{A3} w_{31} - i_{A3} w_{32}),$$

где: w_1 , w_2 - количество витков соответственно первичной и вторичной обмоток. Отсюда ток фазы первичной обмотки:

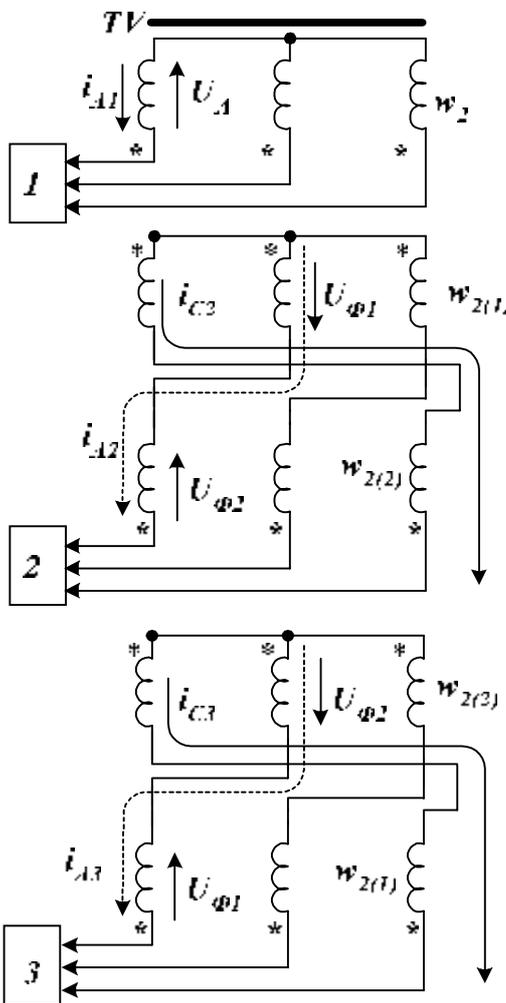


Рисунок 4 – Схема соединения вторичных обмоток трансформатора

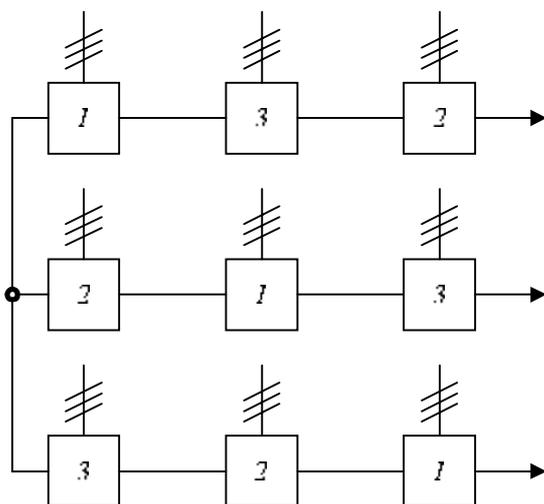


Рисунок 6 – Структура силовых цепей МПЧ

$$i_A = i_{A1}K + (i_{A2}K_2 - i_{A3}K_1) + (i_{A1}K_1 - i_{A2}K_2), \quad (7)$$

где: $K = w_2/w_1$, $K_1 = w_{2(1)}/w_1$, $K_2 = w_{2(2)}/w_1$.

Компенсация гармоник вызываемых основной гармоникой выходного напряжения во входном токе возможна, исходя из того, что эти гармоники в одноименных входах выпрямителей 1,2,3 (рис.4) образуют симметричную трехфазную систему (инверторы, питаемые от выпрямителей 1,2,3, принадлежат разным фазам МПЧ и их выходные токи основной гармоники также образуют симметричную трехфазную систему).

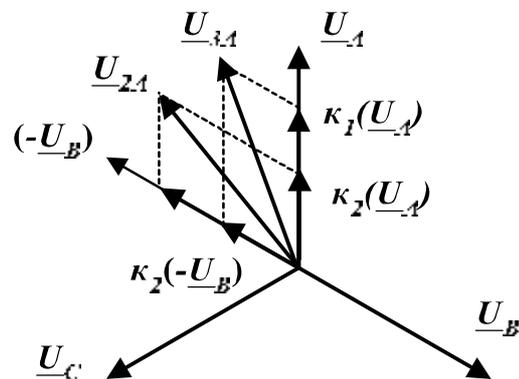


Рисунок 5 – Векторная диаграмма фазных напряжений вторичной обмотки трансформатора

При этом их сумма равна нулю. Однако поскольку токи во входных фазах выпрямителей (рис.2) имеют импульсный характер и прерывистые то компенсации неполная.

Как показал анализ, практически полная компенсация при форме входного тока близкой к синусоидальной (коэффициент гармоник $THD \leq 5\%$) достигается при соответствующей организации силовых цепей МПЧ (рис.6).