

В нашем случае, переходя от интеграла к интегралу (рис. 2.28 в), имеем:

для 1-го интервала

$$\text{при } 0 \leq \vartheta \leq \gamma \quad U_1 = \frac{2}{3}U_d; \quad U_2 = U_3 = -\frac{1}{3}U_d$$

$$\text{при } \gamma \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3} \quad U_1 = -U_2 = \frac{1}{2}U_d$$

для 2-го интервала:

$$\text{при } \frac{\pi}{3} \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3} + \gamma : U_1 = U_2 = \frac{1}{3}U_d; \quad U_3 = -\frac{2}{3}U_d$$

$$\text{при } \frac{\pi}{3} + \gamma \leq \vartheta \leq \frac{2}{3}\pi : U_1 = -U_3 = \frac{1}{2}U_d \quad (2.68)$$

Для 3-го интервала:

$$\text{при } \frac{2}{3}\pi \leq \vartheta \leq \frac{2}{3}\pi + \gamma : U_2 = \frac{2}{3}U_d; \quad U_1 = U_3 = -\frac{1}{3}U_d$$

$$\text{при } \frac{2}{3}\pi + \gamma \leq \vartheta \leq \pi : U_2 = -U_3 = \frac{1}{2}U_d$$

и т.д.

На основании сказанного на рис. 2.29 а) показана диаграмма напряжений на фазах 1, 2, 3 за период 2π сетевого угла.

Фазные напряжения U_1, U_2, U_3 имеют гораздо более сложную форму по сравнению со случаем 180° -й коммутации (рис 2.27 а). Это объясняется наличием коммутационных провалов и всплесков фазных напряжений длительностью γ (рис. 2.29 а). Указанная сложность видна и из выражения для первой гармоники фазного напряжения для двух видов коммутации. Например, первая гармоника фазного напряжения для 180° -й коммутации (рис 2.27 а) имеет выражение

$$U_{180}(1) = \frac{2}{\pi}U_d,$$

а первая гармоника фазного напряжения для 120° -й коммутации (рис 2.29 а) будет равна [5]:

$$U_{120}(1) = \frac{U_d}{\pi} \sqrt{8 - 5 \cos \gamma - \sqrt{3} \sin \gamma} \quad (2.69)$$

Величина угла коммутации γ заранее неизвестна, и она, как мы увидим в дальнейшем зависит от коммутируемого тока I и электромагнитной постоянной фазы нагрузки $T_e = \frac{L}{R}$. В силу этого применение

гармонического анализа для исследования схемы инвертора со 180° -й коммутацией значительно проще чем для схемы со 120° -й коммутацией.

К достоинствам схемы 180° -й коммутации можно отнести также большую величину амплитуды первой гармоники питающего напряжения, а также более низкое значение амплитуд высших гармоник.

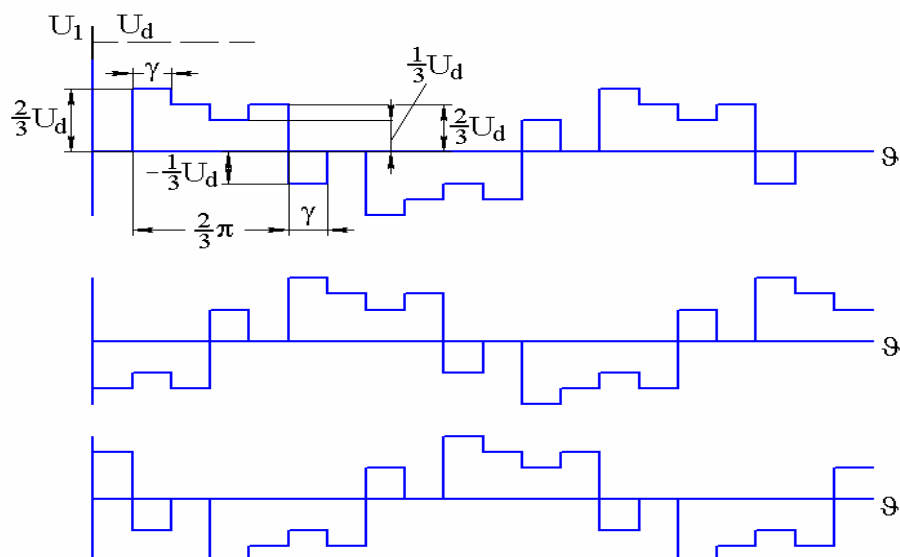


рис. 2.29 а)

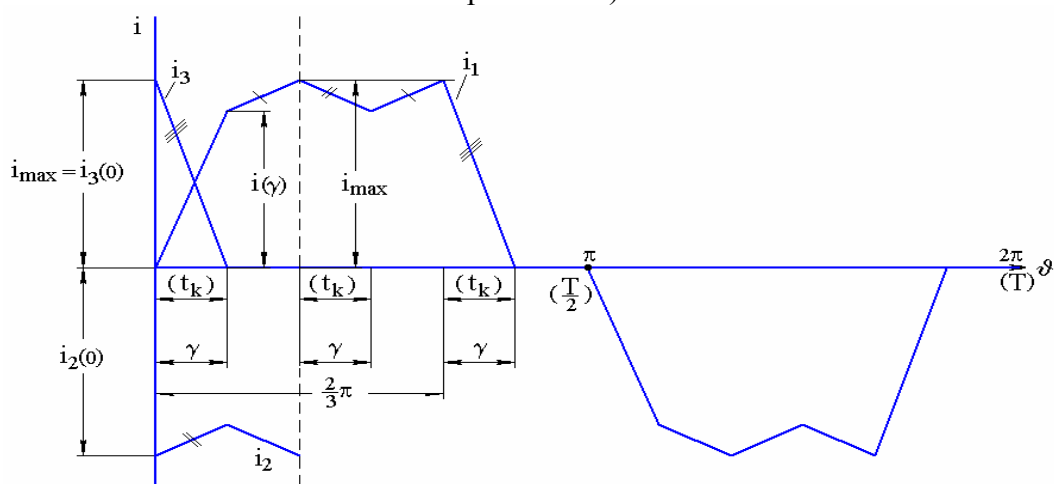


рис. 2.29 б)

Тем не менее нельзя сказать, что применение 180° -й коммутации предпочтительнее 120° -й. Дело в том, что в первом случае при одновременном включении и отключении транзисторов в одном ключе инвертора, например, на рис 2.26 а) – транзисторов $V1$ и $V1'$ возможны кратковременные сквозные короткие замыкания источника U_d , что может привести к выходу транзисторов из строя. Для исключения такого аварийного режима потребуются специальные меры (дополнительные последовательные индуктивности, задержка в переключении и т.д.). Кроме того, в цепях некоторых электрических машин (например, вентильных двигателей) схемы 180° -й коммутации показали худшие энергетические показатели по КПД и нагреву. В силу этого там нашли применение, как правило, системы 120° -й коммутации. В каждом конкретном случае применимость той или иной схемы должна быть проанализирована отдельно.

2.2.6. б) Определение параметров периодического режима.

Также как мы поступали при анализе инвертора со 180°-й коммутацией, исследуем процессы внутри одного из межкоммутационных периодов, равных $\frac{\pi}{3}$ сетевого угла или $\frac{T}{6}$ по времени периода T . Возьмем, в частности, первый интервал рис. 2.28 б) и в), на котором выделим два участка: коммутационный и внекоммутационный. Руководствуясь эквивалентными схемами рис. 2.28 в) и линейными диаграммами фазных напряжений рис. 2.29 а), можем записать уравнение равновесия напряжений на фазах 1,2 и 3

$$0 \leq \vartheta \leq \gamma \quad (0 \leq t \leq t_k), \quad \gamma = \omega \cdot t_k$$

$$T_e \frac{di_1}{dt} + i_1 = \frac{2}{3},$$

$$T_e \frac{di_2}{dt} + i_2 = -\frac{1}{3}, \quad (2.70)$$

$$T_e \frac{di_3}{dt} + i_3 = -\frac{1}{3}$$

Уравнения записаны для безразмерных токов и напряжений, также как и (2.54)

Для внекоммутационного участка $\gamma \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}$ ($t_k \leq t \leq \frac{T}{6}$)

$$T_e \frac{di_1}{dt} + i_1 = \frac{1}{2}, \quad (2.71)$$

$$i_3 = 0, \quad i_1 = -i_2$$

Решение уравнений для $0 \leq \vartheta \leq \gamma$ ($0 \leq t \leq t_k$) будет:

$$i_1 = i_1(0)e^{-\frac{t}{T_e}} + \frac{2}{3}(1 - e^{-\frac{t}{T_e}}),$$

$$i_2 = i_2(0)e^{-\frac{t}{T_e}} - \frac{1}{3}(1 - e^{-\frac{t}{T_e}}), \quad (2.72)$$

$$i_3 = i_3(0)e^{-\frac{t}{T_e}} - \frac{1}{3}(1 - e^{-\frac{t}{T_e}})$$

здесь известно, что $i_1(0) = 0$

Для $\gamma \leq \vartheta \leq \frac{\pi}{3}$ ($t_k \leq t \leq \frac{T}{6}$):

$$i_1 = i_1(t_k)e^{-\frac{t-t_k}{T_e}} + \frac{1}{2}(1 - e^{-\frac{t-t_k}{T_e}}), \quad (2.73)$$

$$i_2 = -i_1$$

Из (2.72), полагая $i_3 = 0$, $t = t_k$ найдем время коммутации t_k и угол

$$\text{коммутации } \gamma = 2\pi \cdot f \cdot t_k = \frac{2\pi}{T} t_k$$

$$\begin{aligned} t_k &= T_e \ln(1 + 3i_3(0)), \\ \gamma &= 2\pi\zeta \ln(1 + 3i_3(0)) \end{aligned} \quad (2.74)$$

Теперь определим токи $i_3(0), i_1(t_k)$. Этого достаточно для определения токов i_1, i_2, i_3 в любой момент времени, поскольку в силу периодичности (см. рис. 2.29 б)

$$\begin{aligned} i_3(0) &= -i_2(0) \\ i_1\left(\frac{T}{6}\right) &= i_3(0), \text{ или } i_1\left(\frac{\pi}{3}\right) = i_3(0) \end{aligned} \quad (2.75)$$

$$i_2(t_k) = -i_1(t_k), \text{ или } i_2(\gamma) = -i_1(\gamma)$$

Подставим в (2.73) $t = \frac{T}{6}$ и учтем согласно (2.75), что $i_1\left(\frac{T}{6}\right) = i_3(0)$,

Подставим также в (2.72) $t = t_k$ и примем во внимание, используя (2.75), что $i_2(t_k) = -i_1(t_k) = i_1(\gamma)$

Таким образом, получаем систему уравнений относительно токов $i_3(0), i_1(\gamma)$

$$\begin{aligned} i_3(0) &= i_1(t_k) e^{-\frac{\frac{T}{6}-t_k}{T_e}} + \frac{1}{2} \left(1 - e^{-\frac{\frac{T}{6}-t_k}{T_e}}\right), \\ -i_1(t_k) &= -i_3(0) e^{-\frac{t_k}{T_e}} - \frac{1}{3} \left(1 - e^{-\frac{t_k}{T_e}}\right), \end{aligned} \quad (2.75)$$

$$i_1(t_k) = \frac{2}{3} \left(1 - e^{-\frac{t_k}{T_e}}\right)$$

Вычитая из третьего уравнения второе, получим

$$2i_1(t_k) = i_3(0) e^{-\frac{t_k}{T_e}} + \left(1 - e^{-\frac{t_k}{T_e}}\right) \quad (2.75^*)$$

Теперь умножим первое уравнение на 2, а уравнение (2.75^{*}) на $e^{-\frac{\frac{T}{6}-t_k}{T_e}}$ и сложим их.

В результате находим

$$i_3(0) = i_{\max} = \frac{1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}}}{2 - e^{-\frac{1}{6\zeta}}} \quad (2.76)$$

i_{\max} - амплитудное значение тока фазы.

Далее умножим второе уравнение (2.75) на 2 и сложим с третьим. В итоге получим:

$$i_1(t_k) = 2i_3(0) e^{-\frac{t_k}{T_e}},$$

Подставим сюда $e^{-\frac{t_k}{T_e}}$ из (2.74): $e^{-\frac{t_k}{T_e}} = \frac{1}{(1 + 3i_3(0))}$

Отсюда следует, что

$$i_1(\gamma) = i_1(t_k) = \frac{2i_{\max}}{1 + 3i_{\max}} = \frac{2(1 - e^{-\frac{1}{6\zeta}})}{5 - 4e^{-\frac{1}{6\zeta}}} \quad (2.77)$$

Все основные точки кривой фазного тока (рис. 2.29 б) найдены. Далее, пользуясь изложенным ранее методом нахождения средних и действующих величин токов приступим к их определению.

Средний ток фазы нагрузки (рис.2.29 б)

$$\langle i_1 \rangle = \frac{2}{T} \left[\int_0^{t_k} i_1 dt + \int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_1 dt + \int_{\frac{T}{6}}^{\frac{T}{6}+t_k} i_1 dt + \int_{\frac{T}{6}+t_k}^{\frac{T}{3}} i_1 dt + \int_{\frac{T}{3}}^{\frac{T}{3}+t_k} i_1 dt \right]$$

Руководствуясь соотношениями (2.75), а также картиной тока на полупериоде $\frac{T}{2}$, изображенной на рис. 2.29 б), мы видим, что

$$i_1\left(\frac{T}{6} \leq t \leq \frac{T}{6} + t_k\right) = -i_2(0 \leq t \leq t_k),$$

$$i_1\left(\frac{T}{6} + t_k \leq t \leq \frac{T}{3}\right) = i_1(t_k \leq t \leq \frac{T}{6}),$$

$$i_1\left(\frac{T}{3} \leq t \leq \frac{T}{3} + t_k\right) = i_3(0 \leq t \leq t_k)$$

Отсюда следует, что средний ток

$$\langle i_1 \rangle = \frac{2}{T} \left[\int_0^{t_k} i_1 dt + \int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_1 dt - \int_0^{t_k} i_2 dt + \int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_1 dt + \int_0^{t_k} i_3 dt \right]$$

Поскольку для соединения звездой $i_1 + i_2 + i_3 = 0$, то сумма интегралов может быть представлена в виде

$$\langle i_1 \rangle = \frac{4}{T} \left[\int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_1 dt - \int_0^{t_k} i_2 dt \right] \quad (2.78)$$

Проинтегрируем почленно второе уравнение (2.70) и уравнение (2.71)

$$-\int_0^{t_k} i_2 dt = \frac{1}{3} t_k + T_e (i_2(t_k) - i_2(0)) = \frac{1}{3} t_k + T_e (i_3(0) - i_3(t_k))$$

$$\int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_2 dt = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{6} - t_k \right) - T_e (i_1\left(\frac{T}{6}\right) - i_1(t_k)) = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{6} - t_k \right) - T_e (i_3(0) - i_1(t_k))$$

Сложив оба выражения и подставив эту сумму в (2.78), получаем средний ток фазы

$$\langle i_1 \rangle = \frac{1}{3} - \frac{2}{3} \frac{t_k}{T},$$

Время коммутации t_k подставим из (2.74):

$$\langle i_1 \rangle = \frac{1}{3} - \frac{2}{3} \zeta \ln(1 + 3i_{\max}) \quad (2.79)$$

или, с учетом (2.76):

$$\langle i_1 \rangle = \frac{1}{3} - \frac{2}{3} \zeta \ln\left(\frac{5 - 4e^{-\frac{1}{6\zeta}}}{2 - e^{-\frac{1}{6\zeta}}}\right) \quad (2.80)$$

Определим теперь действующее значение тока фазы (рис.2.29 б)

$$\begin{aligned} (i_1)_e &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi+\gamma} i_1^2 d\vartheta} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}+t_k} i_1^2 dt} \\ &= \sqrt{\int_0^{\frac{T}{2}+t_k} i_1^2 dt} = \int_0^{t_k} i_1^2 dt + \int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_1^2 dt + \int_{\frac{T}{6}}^{\frac{T}{6}+t_k} i_1^2 dt + \int_{\frac{T}{3}}^{\frac{T}{3}+t_k} i_1^2 dt + \int_{\frac{T}{3}+t_k}^{t_k} i_1^2 dt = \int_0^{t_k} i_1^2 dt + \int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_1^2 dt + \int_0^{t_k} i_1^2 dt + \int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_1^2 dt + \int_0^{t_k} i_3^2 dt = \\ &= \int_0^{t_k} (i_1^2 + i_2^2 + i_3^2) dt + 2 \int_{t_k}^{\frac{T}{6}} i_1^2 dt \end{aligned}$$

Для вычисления этих интегралов воспользуемся приемом, который мы применяли при анализе однофазного и трехфазного инвертора со 180°-й коммутацией. Умножим уравнения (2.70) на токи i_1, i_2, i_3 , соответственно, а уравнение (2.71) на ток i_1 и проведем почленное интегрирование. После этого можно получить действительное значение тока фазы

$$(i_1)_e = \sqrt{\frac{1}{6} + \frac{1}{3} \zeta \ln(1 + 3i_{\max}) - \zeta i_{\max}} \quad (2.81)$$

где i_{\max} определяется формулой (2.76)

Средний ток обратного диода определим как

$$\langle i_{VD} \rangle = \frac{2}{T} \int_0^{t_k} i_3 dt$$

из (2.70) находим, что

$$\int_0^{t_k} i_3 dt = -\frac{1}{3} t_k + T_e i_3(0) = -\frac{1}{3} t_k + T_e i_{\max}$$

Используя (2.74), получим

$$\langle i_{VD} \rangle = 2\zeta \left(i_{\max} - \frac{1}{3} \ln(1 + 3i_{\max}) \right) \quad (2.82)$$

Средний ток через транзистор будет равен

$$\begin{aligned} \langle i_V \rangle &= \langle i_1 \rangle - \langle i_{VD} \rangle, \text{ или же с учетом (2.79)} \\ \langle i_V \rangle &= \frac{1}{3} - 2\zeta i_{\max} \end{aligned} \quad (2.83)$$

Действующий ток через диод

$$(i_{VD})_e = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{t_k} i_3^2 dt}$$

$$\begin{aligned}
\int_0^{t_k} i_3^2 dt &= -\frac{1}{3} \int_0^{t_k} i_3 dt - \frac{1}{2} T_e (i_3^2(t_k) - i_3^2(0)) = \frac{1}{9} t_k - \frac{1}{3} T_e i_{\max} + \frac{1}{2} T_e i_{\max}^2 = \\
&= \frac{1}{9} T_e \ln(1 + 3i_{\max}) - \frac{1}{3} T_e i_{\max} + \frac{1}{2} T_e i_{\max}^2 \\
(i_{VD})_e &= \sqrt{\frac{2}{9} \zeta \ln(1 + 3i_{\max}) - \frac{2}{3} \zeta i_{\max} + \zeta i_{\max}^2} \quad (2.84)
\end{aligned}$$

Действующий ток через транзистор

$$(i_V)_e = (i_1)_e - (i_{VD})_e \quad (2.85)$$

Средний ток источника за полупериод

$$\langle i_d \rangle = \langle i_v \rangle \quad (2.86)$$

Действующее значение фазного напряжения (рис. 2.29 а)

$$(U_1)_e = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U_1^2 dt}$$

Из рисунка 2.29 а) можно видеть, что

$$\int_0^{\frac{T}{2}} U_1^2 dt = U_d^2 \left(\frac{1}{9} t_k + \frac{4}{9} t_k + \frac{1}{4} \left(\frac{T}{6} - t_k \right) + \frac{1}{9} t_k + \frac{1}{4} \left(\frac{T}{6} - t_k \right) \right) = \frac{1}{6} U_d^2 \left(\frac{T}{2} + t_k \right), \text{ откуда следует,}$$

что

$$(U_1)_e = U_d \sqrt{\frac{1}{9} (1 + 2\zeta \ln(1 + 3i_{\max}))} \quad (2.87)$$

Действующее значение фазного напряжения на нагрузке зависит от параметров нагрузки (ζ) и от величины амплитуды тока i_{\max} . Это объясняется тем, что действующее напряжение зависит от времени коммутации фазы t_k или от угла коммутации $\gamma = \omega t_k$

Для определения коэффициента мощности χ рассматриваемого инвертора можно воспользоваться формулами

$$\chi = \frac{U_d \langle I_d \rangle}{3(U_\phi)_e (I_\phi)_e} = \frac{\langle i_d \rangle}{3(u_\phi)_e (i_\phi)_e} \quad (2.88)$$

Здесь безразмерное действующее фазное напряжение $(u_\phi)_e = \frac{U_{1e}}{U_{de}}$; $\langle i_d \rangle$ и $\langle i_\phi \rangle_e$ следует взять из (2.86), (2.83) и (2.81), соответственно.

2.2.6. в) Пример расчета.

Трехфазный инвертор со 120° -й коммутацией работает при входном напряжении $U_d = 50 \text{ В}$ и при частоте $f = 150 \text{ Гц}$ на нагрузку, соединенную звездой. Активное сопротивление фазы нагрузки $R = 0,5 \text{ Ом}$, индуктивность фазы $0,45 \cdot 10^{-3} \text{ Г}$.

Определить токи и напряжения в нагрузке, транзисторах и диодах инвертора.*

1. Электроромангнитная постоянная и параметр ζ

$$T_e = \frac{L}{R} = \frac{0,45 \cdot 10^{-3}}{0,5} = 1,4 \cdot 10^{-3} \text{ с}, \quad \zeta = T_e \cdot f = 1,4 \cdot 10^{-3} \cdot 150 = 0,135$$

2. Базовый ток

$$I_{\sigma} = \frac{U_d}{R} = \frac{50}{0,5} = 100 \text{ А}$$

Далее все реальные токи выражаются как $I = I_{\sigma} \cdot i$, i - безразмерный ток

3. Амплитуда тока нагрузки (2.76)

$$i_3(0) = i_{\max} = \frac{1 - e^{-\frac{1}{6 \cdot 0,135}}}{2 - e^{-\frac{1}{6 \cdot 0,135}}} = 0,41, \quad I_{\max} = 100 \cdot 0,41 = 41 \text{ А}$$

4. Угол коммутации (2.74)

$$\gamma = 2\pi \cdot 0,135 \cdot \ln(1 + 3 \cdot 0,41) = 0,68; \quad \gamma = 39^\circ, \quad \gamma < 60^\circ,$$

поэтому расчетный метод применен правильно

5. Средний ток нагрузки (2.79)

$$\langle i_1 \rangle = \frac{1}{3} - \frac{2}{3} \cdot 0,135 \cdot \ln(1 + 3 \cdot 0,41) = 0,261, \quad \langle I \rangle = 0,261 \text{ А}$$

6. Действующий ток нагрузки (2.81)

$$(i_1)_e = \sqrt{\frac{1}{6} + \frac{1}{3} \cdot 0,135 \cdot \ln(1 + 3 \cdot 0,41) - 0,135 \cdot 0,41} = 0,384 \quad (I_1)_e = 38,4 \text{ А}$$

7. Средний ток через обратный диод (2.82)

$$\langle i_{VD} \rangle = 2 \cdot 0,135 \cdot (0,41 - \frac{1}{3} \ln(1 + 3 \cdot 0,41)) = 0,0385 \quad \langle I_{VD} \rangle = 3,85 \text{ А}$$

8. Средний ток через транзистор (2.83)

$$\langle i_V \rangle = \frac{1}{3} - 2 \cdot 0,135 \cdot 0,41 = 0,222 \quad \langle I_V \rangle = 22,2 \text{ А}$$

9. Действующий ток через диод (2.84)

$$(i_{VD})_e = \sqrt{\frac{2}{9} \cdot 0,135 \cdot \ln(1 + 3 \cdot 0,41) - \frac{2}{3} \cdot 0,135 \cdot 0,41 + 0,135 \cdot 0,41^2} = 0,099$$

$$(I_{VD})_e = 9,9 \text{ А}$$

10. Действующий ток через транзистор (2.85)

$$(i_V)_e = 0,384 - 0,099 = 0,285 \quad (I_V)_e = 28,5 \text{ А}$$

11. Средний ток, потребляемый от источника (2.86)

$$\langle i_d \rangle = 0,222 \quad \langle I_d \rangle = 22,2 \text{ А}$$

* Данный метод применим только в случае, когда угол коммутации $\gamma < \frac{\pi}{3}$ (см. п.4 расчета)

12. Действующее значение фазного напряжения (2.87)

$$(u_1)_e = U_d \sqrt{\frac{1}{9}(1 + 2 \cdot 0,135 \cdot \ln(1 + 3 \cdot 0,41))} = 0,45$$

$$(U_1)_e = U_d \cdot (u_1)_e = 22,5 \text{ В}$$

13. Коэффициент мощности нагрузки (2.88)

$$\chi = \frac{0,222}{3 \cdot 0,45 \cdot 0,384} = 0,428$$

14. Максимальное напряжение на транзисторе и диоде (рис. 2.28 а)

1) При открытом нижнем диоде (например $VD3'$) напряжение на закрытом верхнем транзисторе (например $V3$) равно $(U_V)_{\max} = U_d$. То же самое относится ко всем транзисторам. Учитывая немгновенность открытия обратного диода, выбирать транзистор по напряжению следует с некоторым запасом, в частности $(U_V) \cong (2,0 \dots 2,5)U_d$

2) При открытом верхнем транзисторе (например $V3$) напряжение на нижнем диоде (например $VD3'$) равно $(U_{VD})_{\max} = U_d$. То же самое относится к любым обратным диодам схемы. Учитывая некоторый запас, можно выбирать обратный диод на напряжение $(U_{VD}) \approx 2U_d$. Быстродействие диода для исключения коммутационных перенапряжений на транзисторах должно быть достаточным.

2.3. Преобразователи частоты.

Преобразователи частоты – полупроводниковые устройства, служащие для преобразования переменного тока заданной частоты f_1 в переменный ток требуемой частоты f_2 . Существует два основных типа преобразователей частоты: преобразователь со звеном постоянного тока (рис. 2.30 а) и непосредственный преобразователь частоты (НПЧ), называемый иногда циклоинвертором (рис. 2.30 б).

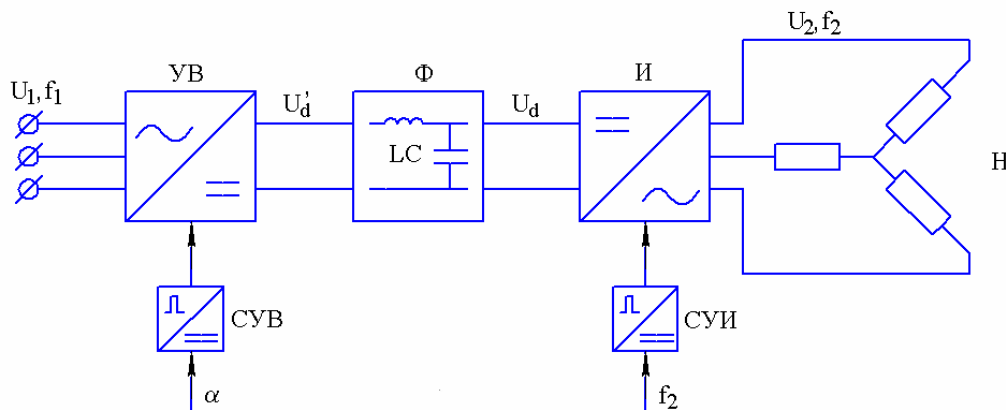


рис. 2.30 а)

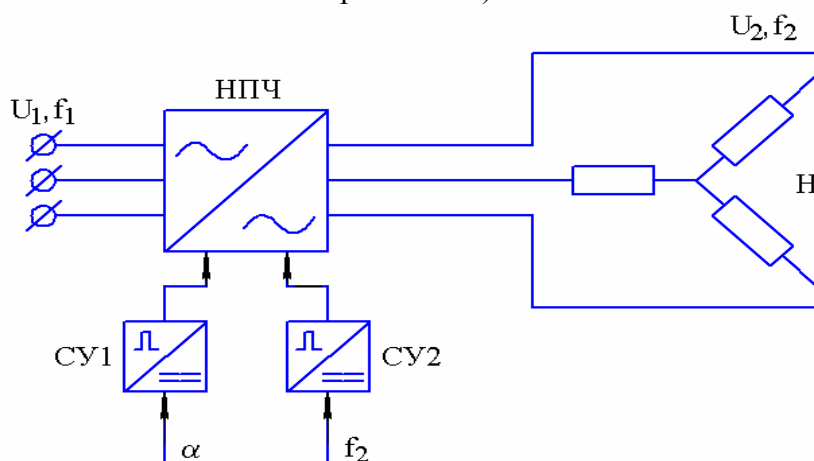


рис. 2.30 б)

2.3.1 Преобразователи со звеном постоянного тока.

Этот тип преобразователя может быть представлен блок-схемой изображенной на рис. 2.30а). На этой схеме УВ – управляемый выпрямитель, осуществляющий регулирование напряжения в звене постоянного тока U_d и, соответственно, в нагрузке Н. В частном случае в схеме преобразователя может быть использован неуправляемый выпрямитель. Система управления выпрямителем СУВ преобразует сигнал управления α в последовательность импульсов отпираания тиристоры выпрямителя сдвинутых на угол регулирования по отношению к точкам пересечения фазных напряжений, за счет чего происходит регулирование выпрямленного напряжения U_d' . Выпрямленное напряжение U_d после

фильтрации в фильтре Φ поступает на инвертор И, который преобразует его в переменное напряжение U_2 частоты f_2 . Система управления инвертором СУИ преобразует сигнал по управлению частотой f_2 в последовательность импульсов (если инвертор И выполнен на тиристорах) или последовательных сигналов определенной длительности (если инвертор выполнен на транзисторах), частота которых и будет определять выходную частоту инвертора f_2 .

В звене постоянного тока обычно устанавливается фильтр Φ того или иного типа, содержащий индуктивность L или емкость C . Если инвертор И является инвертором тока, то в качестве фильтра используется дроссель L (реактор), сглаживающий входной ток I_d . Если же инвертор И является инвертором напряжения, то в фильтре Φ используются емкость C индуктивность L , а в некоторых случаях – только емкость C , сглаживающая пульсации напряжения на выходе выпрямителя УВ. Роль емкости состоит также в обмене реактивной энергией с индуктивностью нагрузки на коммутационных интервалах инвертора.

Принцип работы выпрямителей и инверторов, входящих в рассматриваемый тип преобразователей частоты, а также их характеристики были проанализированы нами ранее. На этой основе мы можем отметить особенности функционирования и основные черты данного преобразователя:

2.3.1 а) Достоинства и недостатки преобразователя со звеном постоянного тока.

Основные достоинства преобразователя частоты состоят в следующем:

1. Независимость выходной частоты f_2 (инвертор) от входной частоты f_1 (сеть). Теоретически можно обеспечить любую по величине частоту f_2 . Частота f_2 ограничивается свойствами ключей инвертора И по быстродействию (предельные частоты переключений)
2. Простота обеспечения регулирования напряжения (выпрямитель) и выходной частоты (инвертор). Особенно удобным оказывается регулирование выходной частоты при применении полностью управляемых полупроводниковых ключей в инверторе.
3. Возможность построения преобразователей на очень большие мощности (до 30-40 МВт и более), если в инверторе используются мощные высоковольтные тиристоры. В этом случае в качестве нагрузки должна быть использована синхронная машина, обеспечивающая естественную коммутацию тиристоров за счет ЭДС вращения. Здесь ЭДС вращения синхронной машины (двигателя)

играет ту же роль, что и ЭДС сети при рассмотрении работы тиристорного инвертора на сеть переменного тока.

4. Возможность рекуперации энергии, когда в качестве нагрузки N используется синхронный двигатель (рис. 2.30 а). В этом случае синхронный двигатель переводится в режим генератора, а инвертор I в режим выпрямителя, посредством изменения угла регулирования β . В то же время выпрямитель $УВ$ переводится в режим инвертирования за счет увеличения угла регулирования $\alpha > 90^\circ$. Поток мощности от синхронного двигателя, работающего в генераторном режиме, поступает через инвертор I (выпрямитель) и выпрямитель $УВ$ (инвертор) в питающую сеть U_1, f_1 . Двигатель при этом тормозится.

В то же время преобразователь со звеном постоянного тока имеет и ряд недостатков:

1. Двойное преобразование энергии в преобразователе, связанное: 1) с процессом выпрямления и 2) с процессом инвертирования. Каждый из этих процессов сопряжен с потерями энергии в отдельных преобразователях (выпрямителе и инверторе). Дополнительные потери имеют место и в фильтре Φ .
2. В случае глубокого регулирования напряжения выпрямителем возможно существенное снижение коэффициента мощности установки.
3. Большая установленная мощность оборудования, включающая выпрямитель, инвертор, фильтр и, как правило, входной трансформатор. Все это увеличивает габариты и массу всей системы, а также повышает ее стоимость.
4. Качество выходного напряжения инвертора без принятия специальных мер не слишком высоко. Выходное напряжение может заметно отличаться от синусоидального, а амплитуды высших гармоник, начиная с 3-й, могут иметь достаточно большую величину.

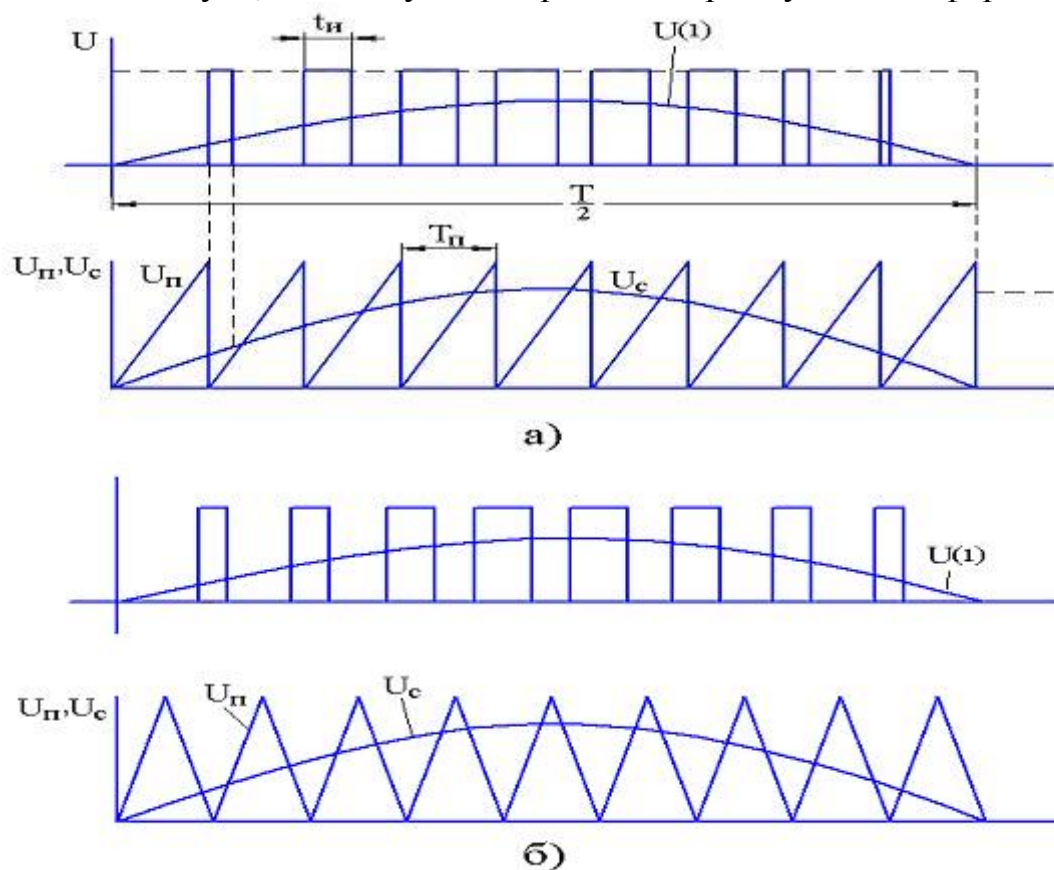
2.3.1 б) Способ улучшения гармонического состава выходного напряжения преобразователя.

Одним из методов улучшения гармонического состава выходного напряжения на выходе инвертора преобразователя частоты является метод широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Например, если без принятия специальных мер выходное напряжение имеет прямоугольную форму (рис. 2.25 б), то прерывая это напряжение и превращая его в последовательность импульсов, длительность которых изменяется по синусоидальному закону, можно ослабить высшие гармоники в кривой напряжения по сравнению с основной (первой)

гармоникой. На рис. 2.31 а) показан механизм такого преобразования выходного напряжения. Напряжение маломощного пилообразного напряжения U_n сравнивается с аналогичным сигнальным напряжением, имеющим форму синусоиды, U_c . Период синусоиды T совпадает с периодом выходного напряжения инвертора, а период пилообразного сигнала T_n много меньше T . На тех участках периода T , где $U_c > U_n$, возникает импульс, означающий включение инвертора преобразователя, а на участках, где $U_c < U_n$ - отключение инвертора. В результате вместо прямоугольного выходного напряжения мы получаем последовательность импульсов, длительность которых расширяется к середине полувольты выходного напряжения ($t = \frac{T}{4}$) и сужается на краях полувольты ($t = 0, \frac{T}{2}$)

Если разложить полученную последовательность в ряд Фурье, то можно обнаружить, что высшие гармоники выходного напряжения будут меньше по амплитуде, чем в случае напряжения прямоугольной формы.



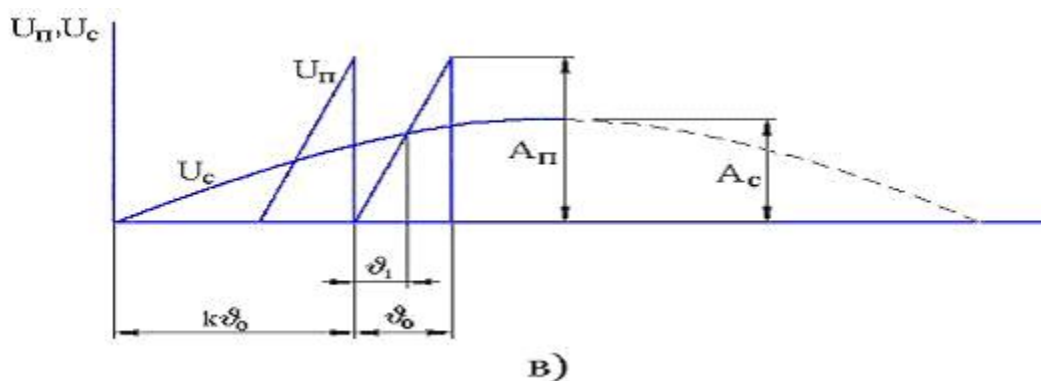


Рис. 2.31

На рис.2.31б) показан аналогичный способ формирования последовательности импульсов выходного напряжения, модулированных по ширине. Второй способ даёт несколько лучшую симметрию распределения импульсов на полупериоде $\frac{T}{2}$ за счёт симметрии пилообразного сигнала напряжения U_n .

Определим закономерность изменения угловой длительности импульсов выходного напряжения ϑ_i и гармонический состав выходного напряжения. В качестве примера возьмём способ, относящийся к рис.31а). Найдём длительность k -го импульса на участке, где $U_c > U_n$ (рис. 2.31в).

Для участия $k+1$ -го периода пилы к $\vartheta_0 \leq \vartheta \leq (k+1)\vartheta_0$ или $0 \leq \vartheta' \leq \vartheta_0$.

Уравнение синусоиды: $U_c = A_c \sin(k\vartheta_0 + \vartheta_i)$. Уравнение пилы: $U_n = A_П \frac{\vartheta}{\vartheta_0}$.

Приравняв оба напряжения, найдём координату ϑ_i точки пересечения синусоиды и пилы, определяющую длительность $k+1$ -го импульса выходного напряжения:

$$A_c \sin(k\vartheta_0 + \vartheta_i) = A_П \frac{\vartheta_i}{\vartheta_0} \quad \text{или} \quad \vartheta_0 \sin(k\vartheta_0 + \vartheta_i) = \bar{A}\vartheta_i \quad (2.89).$$

$\bar{A} = \frac{A_П}{A_c}$ - отношение амплитуд пилы и синусоиды.

Решение трансцендентного уравнения (2.89) позволяет определить угловую длительность импульса ϑ_i для $k+1$ импульса (зубца) пилы.

Если n – число периодов пилы в одном периоде синусоиды

$(n = \frac{T}{T_П})$, то

$$\vartheta_0 = \frac{2\pi}{n} = \frac{2\pi}{T} T_П, \quad \vartheta_i = 2\pi \frac{t_i}{T}, \quad t_i - \text{временная длительность импульса.}$$

$$g_i \approx \frac{\sin(k g_0)}{A - g_0 \cos(k g_0)} \quad (2.90)$$

Длительность модулированных импульсов выходного напряжения инвертора изменяется приблизительно по синусоидальному закону в зависимости от порядкового номера импульса k .

Определим гармонический состав выходного напряжения инвертора, представляющего собой последовательность импульсов, длительность которых изменяется по гармоническому закону. Гармонический состав выходного напряжения инвертора для пилообразного напряжения, модулирующего длительность импульсов для рис.2.31а), может быть оценен после разложения в ряд Фурье последовательности импульсов. Ряд содержит только нечётные гармоники порядка $2m+1$, $m=0,1,2,\dots$, причём амплитуды гармоник могут быть вычислены по формуле:

$$b_{2m+1} = \frac{8}{\pi} \frac{U_d}{(2m+1)} \sum_{k=1}^{\frac{n-1}{4}} \sin(2m+1)(k g_0 + \frac{g_i}{2}) \sin(2m+1) \frac{g_i}{2} \quad (2.91)$$

При расчёте по этой формуле фактическое число импульсов n пины, входящее в период синусоиды T , следует округлить до ближайшего n , кратного 4. Обозначим амплитуды гармоник переменного напряжения прямоугольной формы высоты U_d как b'_{2m+1} . Как известно,

$$b'_{2m+1} = \frac{4}{\pi} U_d \frac{1}{2m+1}.$$

Для сравнения в таблице 2 представлены отношения амплитуд гармоник модулированного и немодулированного напряжений $\frac{(b_{2m+1})}{(b'_{2m+1})} = \overline{\quad}$. Величина b'_{2m+1} рассчитана с использованием (2.91) и уравнения (2.89) для случая $n = 16$ $\overline{A} = 1$.

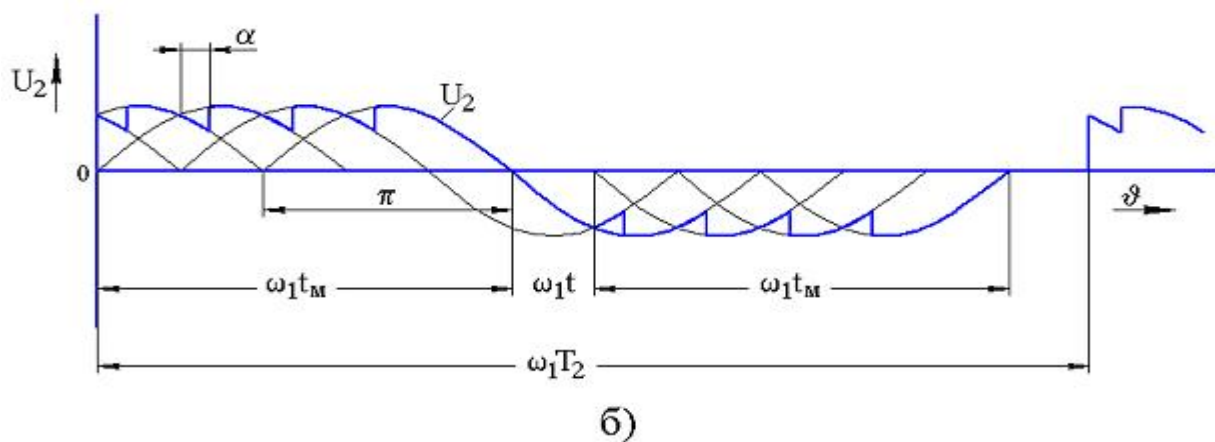
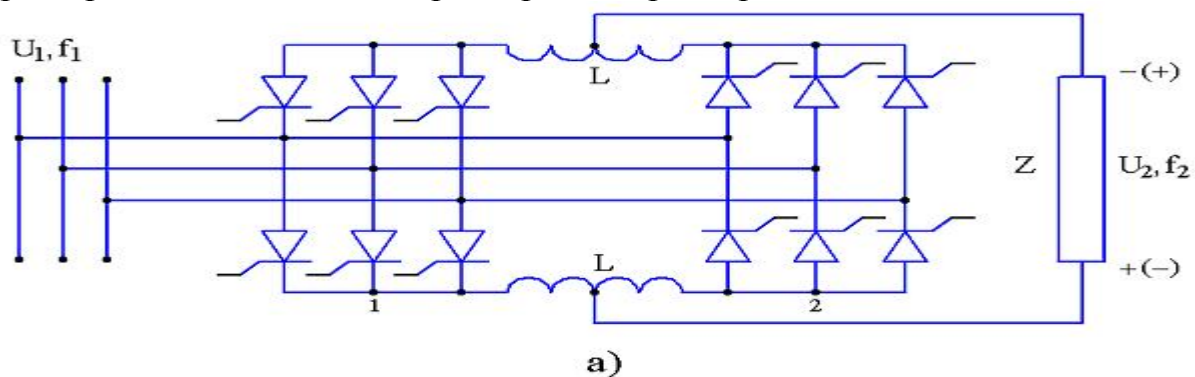
Из таблицы можно видеть, что в данном примере мы получим некоторое ослабление первой гармоники, более сильное ослабление 3-й и 7-й гармоник и усиление 5-й гармоники. Знаки минус означают, что соответствующая гармоника входит в ряд Фурье с отрицательным знаком. На степень ослабления амплитуд высших гармоник, в том числе и 5-й, можно влиять подбором числа импульсов n в периоде T (или величины периода пины g_0), а также отношением амплитуд \overline{A} .

2.3.2 Непосредственные преобразователи частоты (циклоконвертеры).

2.3.2 а) Принцип работы преобразователя.

На рис 2.32а) представлена широкоприменяемая схема преобразователя частоты непосредственного типа. На этой схеме трёхфазное напряжение сети U_1 частоты f_1 преобразуется непосредственно в однофазное напряжение U_2 частоты f_2 . Схема состоит из двух тиристорных мостовых выпрямителей 1 и 2. Тиристорные мосты включаются в работу попеременно, так, что ток, проходящий через нагрузку Z , меняет своё направление. Устанавливая частоту переключения выпрямителей 1 и 2 f_2 , мы обеспечиваем преобразование частоты сети f_1 в частоту тока нагрузки f_2 .

Принцип функционирования преобразователя частоты поясняется рисунком 2.32б). Если включён мост 1, то к нагрузке Z приложено положительное напряжение U_2 (полярность без скобок). При включении моста 2 и выключении моста 1 к нагрузке прикладывается отрицательное напряжение U_2 (полярность в скобках). Здесь в интересах наглядности мы будем пренебрегать длительностью угла коммутации γ при переключении тока с тиристора на тиристор каждого моста.



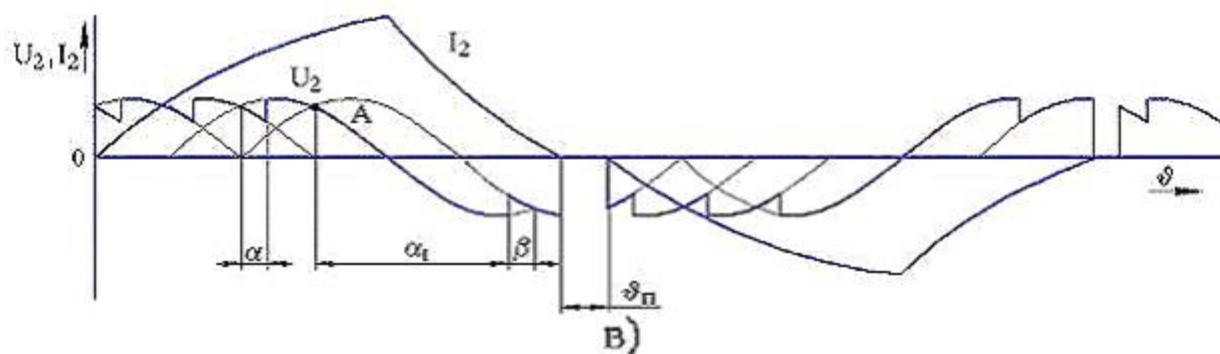


Рис. 2.32

Тиристор каждого из мостов 1 и 2 может управляться за счёт введения угла регулирования α так же, как это было рассмотрено нами ранее в разделе выпрямителей и инверторов. За счёт регулирования α уровень выходного напряжения U_2 на нагрузке может изменяться. Изменяя также продолжительность состояния подключения моста 1 и, соответственно, моста 2 к сети U_1, f_1 , мы можем изменять выходную частоту f_2 напряжения на нагрузке Z . Рисунок б) иллюстрирует характер изменения напряжения U_2 при чистоактивной нагрузке. Форма тока I_2 (на рисунке не показана) повторяет форму напряжения U_2 . Отключение моста 1 от сети происходит после посылки последнего отпирающего импульса на любой тиристор моста 1 при прохождении через нуль фазного напряжения сети, подключаемого этим тиристором. На практике, прежде чем включить мост 2 после отключения моста 1 необходимо выдержать некоторую паузу, в угловом измерении представленную на рисунке как $\omega_1 t_{\text{п}}$ ($t_{\text{п}}$ - время паузы). В течение этой паузы последний из включённых тиристоров моста 1 должен восстановить свои запирающие свойства.

Таким образом, период переменного выходного напряжения преобразователя будет представлен суммой: $\frac{1}{f_2} = T_2 = 2t_M + 2t_{\text{п}}$.

t_M - продолжительность включённого состояния каждого тиристорного моста.

$t_{\text{п}}$ - продолжительность паузы.

Из рисунка 2.32 б) видно, что период T_2 выходного напряжения U_2 всегда больше, а частота f_2 всегда меньше, чем, соответственно период T_1 и частота f_1 напряжения сети U_1 .

Однако, с точки зрения сохранения симметрии выходного напряжения, отсутствия постоянной составляющей, приемлемого гармонического состава делать f_1 и f_2 достаточно близкими по величине не следует.

На основании исследований и практического опыта принято, что f_1 и f_2 должны удовлетворять неравенству: $f_2 \leq (0.3...0.4)f_1$.

В случае активно-индуктивной нагрузки (рис.2.32в) ток нагрузки, поддерживаемый её ЭДС самоиндукции не может проходить через нуль одновременно с напряжением преобразователя. Для отключения тиристорного моста 1 в случае активно-индуктивной нагрузки следует обеспечить форсированное уменьшение тока до нуля в последних из включённых тиристорных анодной и катодной групп. Для этого следует изменить полярность на нагрузке Z путём переключения моста 1 в инверторный режим, увеличив угол регулирования α_1 в точке А на величину 90° . Под действием отрицательного напряжения, приложенного к нагрузке ток I_2 в ней падает до нуля и тиристорная группа моста 1 отключается. После паузы ϑ_n включается мост 2, и в нагрузке Z формируется отрицательная волна напряжения U_2 . Отключение группы тиристорных моста 2 осуществляется переводом её в инверторный режим также, как это было сделано для отключения моста 1.

2.3.2 б) Способ улучшения формы выходного напряжения.

Для улучшения формы тока I_2 и напряжения U_2 на нагрузке и приближения их к синусоиде обычно применяют управление углом α в соответствии с определённым законом на протяжении каждого полупериода положительной и отрицательной волн напряжения U_2 . На рис. 2.33 показан наиболее распространённый способ модуляции угла α , позволяющий приблизить выходное напряжение U_2 и ток I_2 к синусоидальной форме (рис. а). Рассмотрим принцип формирования выходного напряжения U_2 . Синхронизатор системы управления мостами генерирует импульсы в точках пересечения фазных напряжений e_A, e_B, e_C (рис. в). Эти импульсы запускают генератор пилообразного напряжения, генерирующий с началом прихода каждого импульса линейно возрастающее напряжение с периодом π по частоте сети f_1 : опорные напряжения U_0 пилообразной формы обозначены на рисунке как А,В,С в соответствии с обозначением фазных напряжений e_A, e_B, e_C . В рассматриваемом случае управляющее напряжение треугольной формы U_y имеет период T_2 , определяющий требуемую частоту выходного напряжения $f_2 = \frac{1}{T_2}$. Для отпириания тиристорных моста 1 (рис.2.32) используется треугольное напряжение U_y , обозначенное сплошной линией, а для отпириания тиристорных моста 2 – находящееся в противофазе напряжение U_y , обозначенное пунктирной линией. При достижении напряжения U_0 величины U_y : $U_0 = U_y$, то есть в точке пересечения, например, пилообразного напряжения А и управляющего U_y (точка a_1)

схема сравнения генерирует управляющий импульс, открывающий соответствующий тиристор моста 1.

Начнём рассмотрение формирования кривой выходного напряжения путём модуляции угла регулирования α с некоторой точки, характеризующей окончание первой паузы на рис. 2.33а), когда первая гармоника тока $I_2(1)$ проходит через нуль. Первый управляющий импульс генерируется в точке a_1 , и начинается выпрямительный режим работы группы тиристор моста 1. Эта зона на рис. а обозначена как зона В. Мгновенное значение напряжения U_2 представляется участком огибающей линейного напряжения сети e_{AB} . Следующий управляющий импульс появляется в точке c_1 , где опорное напряжение пилообразной формы c пересекается с управляющим напряжением U_y . Этот импульс включает тиристор, переключающий напряжение с фазы В на фазу С, и т.д. В точке c_2 тиристоры моста 1 переводятся в инверторный режим (зона И), продолжающийся пока ток нагрузки I_2 не упадёт до нуля. Затем следует пауза, необходимая для восстановления запирающих свойств последних из отключенных тиристор моста 1. После паузы первый импульс, включающий тиристоры моста 2 появляется в точке a_3 .

Отрицательная полуволна напряжения формируется далее на нагрузке.

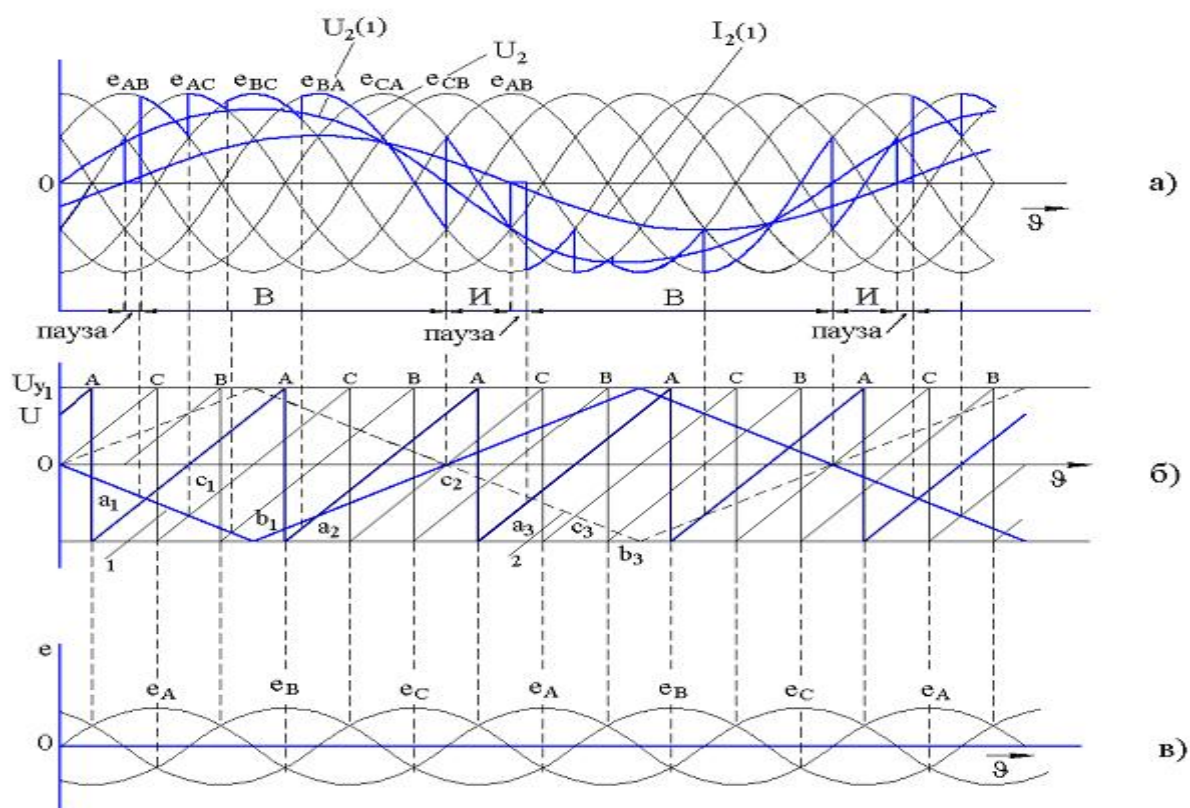


Рис 2.33

Из рисунка 2.33а) можно видеть, что благодаря модуляции угла α (изменение α по линейному закону) первая гармоническая напряжения

$U_2(1)$ и тока $I_2(1)$ выражена более отчётливо, а содержание высших гармоник много меньше, чем формирование U_2 и I_2 при постоянном угле α (рис.2.32в). Кроме поочерёдного управления тиристорами мостов 1 и 2 рассмотренного нами, возможно и одновременное управление. Этот метод состоит в том, что одновременно с работающей в выпрямительном режиме группой тиристорov моста 1, группа тиристорov моста 2 работает в инверторном режиме. В следующий полупериод группы тиристорov меняются ролями. Чтобы исключить сквозные токи при возможных коротких замыканиях тиристорных групп мостов 1 и 2, между мостами устанавливаются индуктивности (дроссели) L .

Заметим также, что если величина напряжения на нагрузке U_2 должна регулироваться, то для обеспечения формы напряжения и тока близкой к синусоиде необходимо изменять напряжение U_y не по линейному закону, показанному на рис.2.33б). В этом случае закон регулирования для группы тиристорov 1 будет:

$$\alpha_1 = \arccos(\bar{u}_2 \sin \omega_2 t),$$

а для группы 2 будет:

$$\alpha_2 = \arccos(-u_2 \sin \omega_2 t).$$

Здесь $u_2 = \frac{U_2}{(U_2)_{\max}}$ - относительное напряжение.

$(U_2)_{\max}$ - максимально возможное (номинальное) напряжение на нагрузке.

2.3.2. в) Трёхфазные схемы НПЧ.

Многофазные системы непосредственных преобразователей частоты могут создаваться на основе трёхфазно-однофазных преобразователей, работу которых мы только что проанализировали.

На рис.2.34а) изображена широко распространённая в мощном низкооборотном электроприводе схема трёхфазного непосредственного преобразователя частоты, питающего три фазы нагрузки Z , которая может представлять обмотку трёхфазного многополюсного двигателя. Преобразователь питается от специального трансформатора Tr , имеющего на выходной стороне 3 трёхфазных обмотки, каждая из которых соединена с трёхфазно-однофазным НПЧ, показанным на рис.2.32а). Преобразователи 1,2 и 3 управляются тремя напряжениями, сдвинутыми между собой на угол 120 градусов. Благодаря этому на фазах нагрузки Z формируются симметричные напряжения с таким же угловым сдвигом. Такая система имеет гальваническую развязку преобразователей 1,2,3 и фаз нагрузки, что способствует повышению её надёжности и простоте настройки. Однако, она требует применения специального дорогостоящего трансформатора и повышенного суммарного количества тиристорov преобразователей. Для систем средней мощности аналогичная задача

решается с помощью более простой схемы трёхфазного преобразователя, показанного на рис.2.34б).

Схема преобразователя имеет вдвое меньшее количество тиристоров по сравнению с преобразователями, входящих в систему рис.2.34а).

Схема на рис.2.34б) состоит из трёх тиристорных мостов, соединённых с основной сетью U_1, f_1 . Выходные зажимы трёх мостов соединены дросселями L . Трёхфазная нагрузка Z соединена звездой и подключена к средним токам дросселей L . Схема работает таким образом, чтобы исключить одновременное включение анодной и катодной групп тиристоров одного и того же моста. Это привело бы к короткому замыканию. Чтобы в случае такого аварийного режима исключить резкое и чрезмерное нарастание тока короткого замыкания, в системе предусмотрены упомянутые индуктивности L , которые снижают ток короткого замыкания до срабатывания защиты.

В нормальном режиме работы поочередно включаются анодные и катодные группы тиристоров, принадлежащих разным мостам 1,2,3. Например, при включении катодной группы, принадлежащей мосту 1 (рис.2.34б) и анодной группы моста 3 (обе группы обведены пунктирным контуром), ток I протекает в направлении стрелки, запитывая две фазы нагрузки. Такой способ поочередного включения, аналогичный рассмотренному нами для автономных инверторов и преобразователей частоты со звеном постоянного тока, обеспечивает трёхфазное переменное напряжение на нагрузке с частотой $f_2 < f_1$. Надо отметить, что приближение к симметричной синусоидальной форме напряжения для схемы б) более затруднено по сравнению со схемой а) рис.2.34. В схеме б) фазы нагрузки не имеют гальванической развязки и для обеспечения качества фазного напряжения должны управляться группы, принадлежащие разным мостам, что может вызвать определённое усложнение системы.

2.3.2 г) Достоинства и недостатки непосредственных преобразователей частоты.

Можно указать следующие преимущества непосредственных преобразователей частоты по сравнению с преобразователями со звеном постоянного тока.

1) Отсутствует двойное преобразование энергии в преобразователе. Процессы выпрямления и инвертирования тока объединены в одном устройстве. В цепи преобразователя со звеном постоянного тока (ПЗПТ) содержится 4 последовательно соединённых полупроводниковых прибора: 2 тиристора (выпрямитель) и 2 транзистора или тиристора (инвертор). Непосредственный преобразователь в активном режиме имеет только 2 последовательно соединённых тиристора. КПД

непосредственного преобразователя в принципе может быть выше КПД преобразователя со звеном постоянного тока.

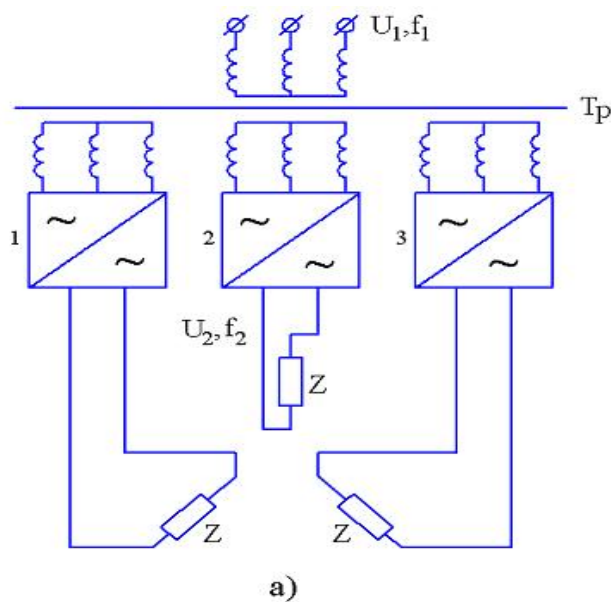
2) В большинстве областей применения НПЧ имеет форму выходного напряжения, более приближённую к синусоиде по сравнению с ПЗПТ, инвертор каждого построен на полностью управляемых полупроводниковых приборах. Это справедливо в случае, когда выходная частота f_2 НПЧ много меньше частоты сети f_1 . Улучшение гармонического состава в ПЗПТ путём повышения частоты модулированных по определённому закону импульсов в полуволне выходного напряжения приводит к дополнительным динамическим потерям.

3) НПЧ обеспечивает естественную коммутацию тиристоров за счёт напряжения сети. Это важно, когда преобразователь работает совместно с электрической машиной, не имеющей в своей электрической цепи источников ЭДС, которые могут быть использованы для коммутации тиристоров (асинхронные двигатели). Зачастую это создаёт преимущество перед преобразователями, построенными с использованием более дорогих GTO – тиристоров или IGBT – транзисторов.

4) НПЧ может обеспечить передачу энергии не только от сети потребителю, но также энергии рекуперации от нагрузки к источнику. Это оказывается весьма удобным в системах регулируемого электропривода с машинами переменного тока, где рабочий процесс сопровождается пусками, торможениями и изменением направления вращения.

5) НПЧ могут создаваться на очень большие мощности, имеющие порядок 10^4 кВт и более, а их силовая часть состоит из обычных и сравнительно недорогих тиристоров.

6) НПЧ, создаваемый по схеме, изображённой на рис.2.34б), может быть сделан достаточно компактным, поскольку функции выпрямления и инвертирования выполняются в нём одними и теми же мостами.



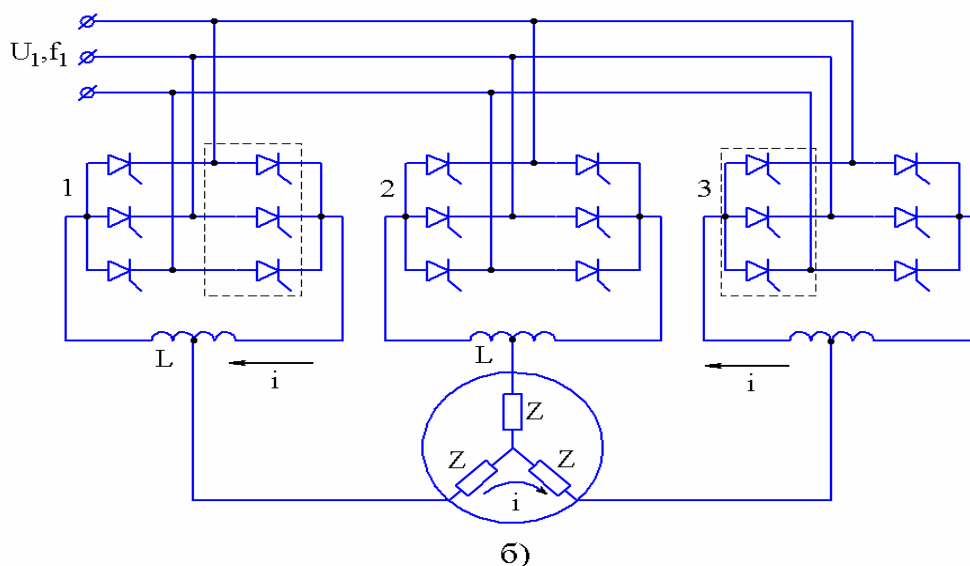


Рис 2.34

В то же время следует отметить и недостатки непосредственных преобразователей частоты, во многих случаях ограничивающие их применение или делающие это применение вообще невозможным.

1) Выходная частота f_2 должна быть значительно меньше частоты сети f_1 $f_2 < (0.3...0.4)f_1$. Если НПЧ используется в цепи питания электрического двигателя переменного тока с числом полюсов $2p$, то предельная скорость последнего будет ограничена величиной:

$$n_{\max} \approx (0.3...0.4) \frac{60f_1}{p}, \text{ об/мин.}$$

Уменьшение числа пар полюсов двигателя для увеличения n_{\max} , как правило, нецелесообразно с точки зрения его массогабаритных показателей и удорожания привода в целом.

2) Система управления НПЧ более сложна с аналогичной системой ПЗПТ, где управление напряжением и частотой осуществляются отдельно для выпрямителя и инвертора.

3) Количество силовых тиристоров в НПЧ больше чем в ПЗПТ. Например, в схеме рис.2.34б) тиристоров 18 шт., а в схеме рис.2.30а) – 12 шт. При использовании преобразователей частоты со звеном постоянного тока и непосредственных преобразователей частоты в сочетании с электрическими двигателями переменного тока на практике принято, что ПЗПТ применяется в случае, когда скорости двигателей превышают величину 900-1200 об/мин. Диапазон скоростей, при которых предпочтение следует отдать НПЧ, лежит ниже 600-900 об/мин. Исключение из этой рекомендации относится к регулируемым двигателям малой и средней мощности, где часто применяется ПЗПТ, построенный на неуправляемом диодном выпрямителе и транзисторном инверторе.