

Кроме того, различают резонансные инверторы с закрытым входом, у которых индуктивность резонансного контура находится в цепи постоянного тока (на входе) инвертора, и с открытым входом, у которых эта индуктивность находится на стороне переменного тока инвертора (в выходной цепи).

2.2.1. ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ И ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ С ЗАКРЫТЫМ ВХОДОМ

Схема параллельного резонансного инвертора аналогична схеме параллельного инвертора тока на рис. 2.1.2 и отличается только параметрами индуктивности реактора в звене постоянного тока. Из этой индуктивности и емкости на выходе инвертора образуется LC -контур, индуктивность и емкость которого разделены вентильным комплектом. Параметры колебательного контура и частота импульсов управления вентилями моста выбраны так, что ток во входном реакторе имеет прерывистый характер. Это обеспечивает естественное отключение тиристоров при спаде тока в них до нуля. Действительно, при включении в момент t_0 тиристоров T_1, T_4 конденсатор стремится зарядиться через индуктивность реактора до напряжения, превышающего напряжение входного источника (рис. 2.2.1).

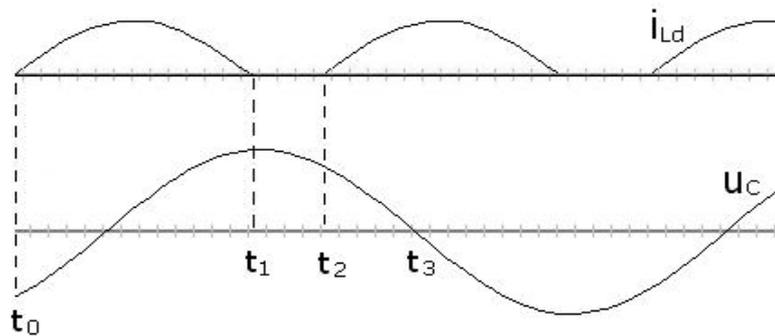


Рис. 2.2.1

В момент t_1 , когда колебательная полуволна тока реактора спадет до нуля, тиристоры T_1 и T_4 окажутся под обратным напряжением, равным разности напряжения на конденсаторе и напряжения входного источника. До момента времени t_2 конденсатор разряжается только током нагрузки. В момент времени t_2 включаются тиристоры T_2, T_3 второй диагонали моста. Если к этому моменту времени конденсатор не успел разрядиться до уровня напряжения входного источника, то тиристоры T_1, T_4 останутся под обратным напряжением до момента t_3 смены полярности напряжения на конденсаторе.

В силу очевидной зависимости в трансцендентной форме момента времени t_2 от параметров схемы расчет основных характеристик параллельного резонансного инвертора может быть сделан только численно. Анализ показывает их подобие к характеристикам параллельного инвертора тока [15]. Преимущество резонансного режима работы инвертора состоит в том, что токи тиристоров в моменты их включения и выключения равны нулю; в результате

этого существенно уменьшает потери на переключение в тиристорах. В результате параллельный резонансный инвертор может работать при больших частотах выходного напряжения, чем параллельный инвертор тока, где токи тиристоров изменяются скачком в моменты коммутации вентиляей. Прерывистый характер тока в звене постоянного тока инвертора, кроме того, обеспечивает высокую скорость регулирования амплитуды выходного напряжения за счет изменения как напряжения входного источника питания, так и величины бестоковой паузы. Правда, последний способ приводит к ухудшению формы выходного напряжения инвертора при глубоком регулировании.

Подобно тому как улучшаются характеристики последовательно-параллельного инвертора тока по сравнению с параллельным инвертором тока (см. раздел 2.1.2.1), также улучшаются характеристики последовательно-параллельного резонансного инвертора по сравнению с параллельным резонансным инвертором. Схема последовательно-параллельного резонансного инвертора идентична схеме последовательно-параллельного инвертора тока, показанной на рис. 2.1.6.

2.2.2. РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ С ОТКРЫТЫМ ВХОДОМ

2.2.2.1. КЛАССИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫХ РЕЗОНАНСНЫХ ИНВЕРТОРОВ (БЕЗ ОБРАТНЫХ ВЕНТИЛЕЙ)

Нулевая, полумостовая и мостовая схемы последовательных резонансных инверторов показаны на рис. 2.2.2. Все они работают, как и параллельные резонансные инверторы, в режиме прерывистого входного тока. Типовые диаграммы входного тока инвертора, напряжения на конденсаторе и тока нагрузки приведены на рис. 2.2.3.

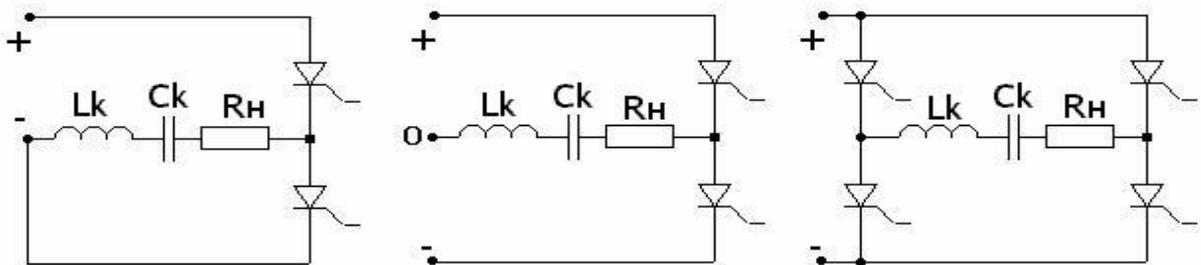


Рис. 2.2.2

В отличие от параллельных инверторов здесь напряжение на конденсаторе колебательного контура не спадает во время нулевой паузы, но ток нагрузки имеет прерывистый характер. Аналитическое исследование прерывистого режима работы последовательного резонансного инвертора осложнено теми же трудностями, что и у параллельного резонансного инвертора, и поэтому

здесь не приводится. С ним можно ознакомиться по монографиям [15] и прежним учебникам [9]. Да и сами эти схемы утрачивают свое доминирующее значение для создания преобразователей повышенной частоты из-за невозможности режима холостого хода и существенной зависимости режима работы от параметров нагрузки. Их потеснили схемы резонансных инверторов с вентилями обратного тока на тиристорах или на транзисторах, у которых нет ограничений, связанных с обеспечением времени на восстановление их управляющих свойств после интервала проводимости ими тока.

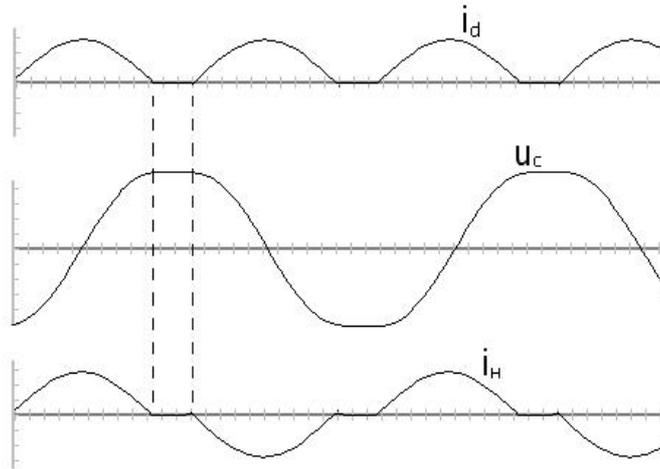


Рис. 2.2.3

2.2.2.2. РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ С ВЕНТИЛЯМИ ОБРАТНОГО ТОКА

Тиристорные инверторы. Схема полумостового последовательного резонансного инвертора на тиристорах с диодами обратного тока приведена на рис. 2.2.4,*а* для случая доступности средней точки источника входного напряжения и на рис. 2.2.4,*б* – вариант с расщепленным фильтровым (коммутирующим) конденсатором, когда средняя точка источника недоступна.

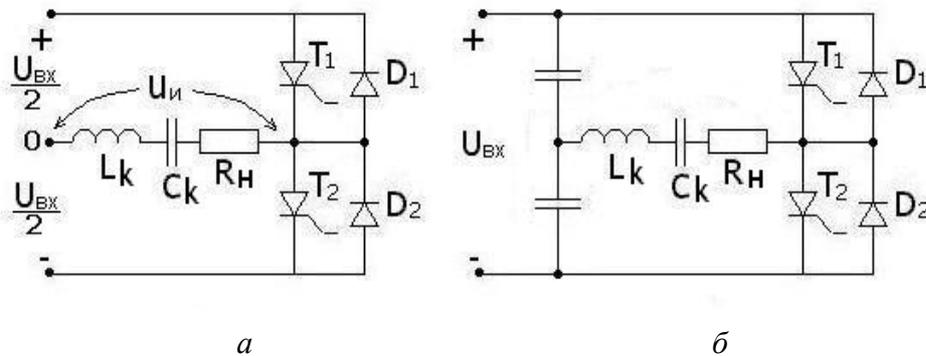


Рис. 2.2.4

Работают схемы аналогично. Сначала рассмотрим случай, когда частота импульсов управления тиристорами ниже частоты резонанса контура $L_k C_k$ и он работает в режиме прерывистого тока (рис 2.2.5).

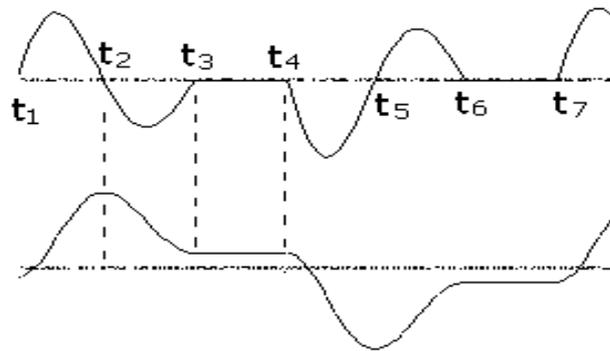


Рис. 2.2.5

В момент времени t_1 включается тиристор T_1 и конденсатор C_k заряжается в колебательном режиме до напряжения, близкого к двойному напряжению источника входного напряжения $U_{вх}/2$. В момент времени t_2 зарядная полу-волна тока через тиристор спадает до нуля и он закрывается. Конденсатор на интервале $t_2 t_3$ заряжается также в колебательном режиме через диод обратного тока D_1 на источник входного напряжения $U_{вх}$. Величина остаточного напряжения на конденсаторе в момент времени t_3 зависит от соотношения волнового сопротивления колебательного контура ρ_k с сопротивлением нагрузки и в установившемся режиме равна взятому с обратным знаком начальному напряжению на конденсаторе в момент времени t_1 .

В момент времени t_2 включается тиристор T_2 и происходят аналогичные процессы перезаряда конденсатора в отрицательную полярность через тиристор T_2 и диод D_2 до момента времени t_6 . С момента времени t_7 начинается новый период формирования напряжения на конденсаторе.

В рассмотренном режиме прерывистого тока нагрузки включение и выключение тиристоров и диодов происходит при нулевых токах в них, что снижает потери на коммутацию. Время, предоставляемое на восстановление управляющих свойств тиристоров, равно времени протекания тока через диоды обратного тока (интервалы $t_2 t_3$ и $t_5 t_6$). Действующее или среднее по модулю выходное напряжение регулируют длительностью бестоковых пауз $t_3 t_4$, $t_6 t_7$, что достигается изменением частоты импульсов управления тиристорами. Такое регулирование связано с ухудшением качества выходного напряжения и обычно приемлемо, только если выходное напряжение инвертора подвергается дальнейшему преобразованию, обычно выпрямлению и фильтрации постоянного тока.

Качество выходного напряжения можно улучшить при режиме работы с непрерывным током нагрузки, временные диаграммы для этого случая показаны на рис. 2.2.6. Здесь включение тиристора T_2 в момент t_3 происходит раньше спада тока до нуля в диоде D_1 , что возможно, так как к тиристоры T_2 при проводящем диоде D_1 приложено прямое напряжение $U_{вх}$. Уменьшение

временного интервала t_2t_3 приводит к увеличению остаточного напряжения на конденсаторе в момент его перезаряда в обратную полярность, что, естественно, вызовет рост амплитуды напряжения на конденсаторе. Значит, и в режиме непрерывного тока нагрузки регулирование частоты выходного напряжения инвертора будет регулировать величину выходного напряжения без того искажения формы, которое присуще режиму прерывистого тока. Другая возможность регулирования выходного напряжения инвертора при выполнении его по однофазной мостовой схеме, вентильный комплект которой подобен реверсивному ШИП на рис. 1.1.6,б, связана с однополярным широтно-импульсным регулированием выходного напряжения вентильного комплекта. Подробнее о широтно-импульсном регулировании см. в разделе 2.3.

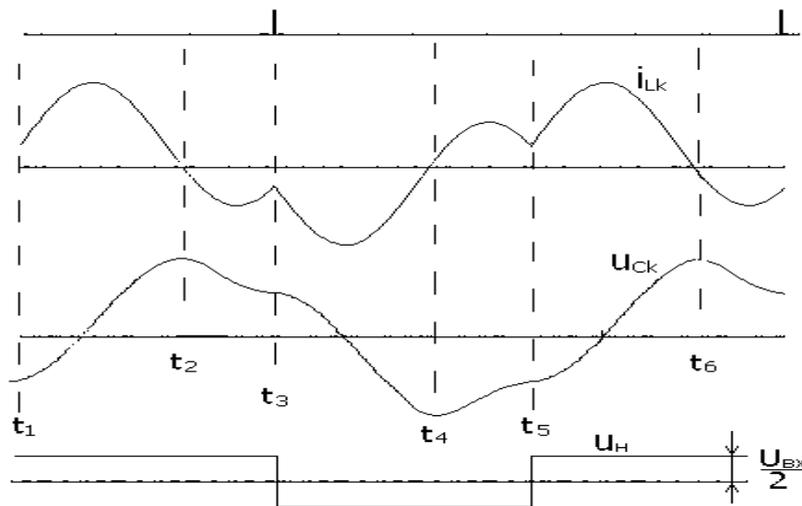


Рис. 2.2.6

В практических схемах таких инверторов нагрузка (обычно выпрямитель для получения постоянного напряжения другого уровня, чем U_{Bx}) подключается через выходной трансформатор T_p , как показано на рис. 2.2.7,а. В первом случае роль индуктивности колебательного контура будет практически выполнять суммарная индуктивность рассеивания обмоток трансформатора, если пренебречь влиянием индуктивности намагничивания трансформатора по сравнению с нагрузкой.

Во втором случае (рис. 2.2.7,б) приведенное сопротивление нагрузки оказывается включенным параллельно конденсатору. Ниже для этого случая включения нагрузки найдем внешнюю и регулировочную характеристики резонансного инвертора и качество его выходного напряжения, воспользовавшись методом АДУ. Для упрощения анализа сначала расчет сделаем по первой гармонике методом АДУ(1), а затем оценим методом АДУ2 степень искажения реальной кривой напряжения по коэффициенту гармоник напряжения.

Расчетная схема замещения параллельного резонансного инвертора рис. 2.2.7,а,б показана на рис. 2.2.8.

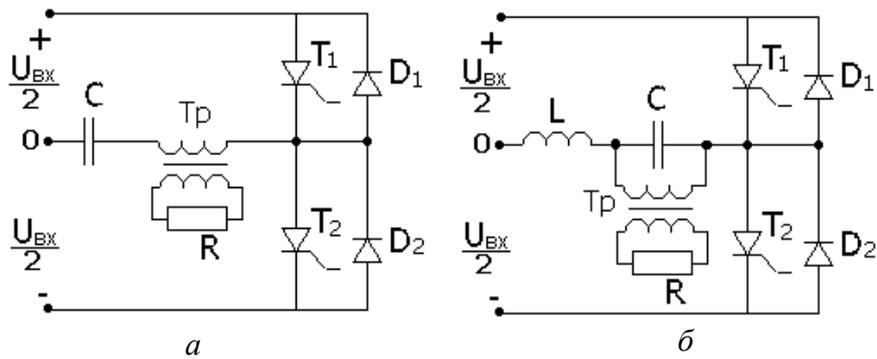


Рис. 2.2.7

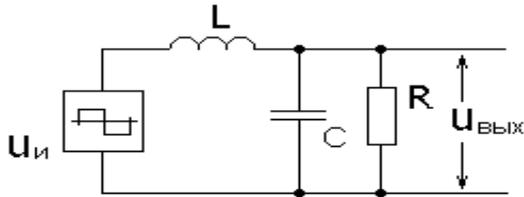


Рис. 2.2.8

Генератор прямоугольного напряжения $U_{и}$ моделирует прямоугольное выходное напряжение вентильного комплекта инвертора (см. нижнюю диаграмму рис. 2.2.6). Дифференциальное уравнение для первой гармоники напряжения на емкости C очевидным образом следует

из дифференциального уравнения для тока активного сопротивления (1.5.10) части 1:

$$\frac{d^2 u_{\text{ВЫХ}(1)}}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{du_{\text{ВЫХ}(1)}}{dt} + \frac{1}{LC} u_{\text{ВЫХ}(1)} = \frac{1}{LC} u_{и(1)}. \quad (2.2.1)$$

После его алгебраизации получаем для действующего значения первой гармоники выходного напряжения

$$U_{\text{ВЫХ}(1)} = \frac{U_{и(1)}}{\omega^2 LC \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega RC}\right)^2 - \frac{2}{LC\omega^2} + \left(\frac{1}{\omega^2 LC}\right)^2}}. \quad (2.2.2)$$

Переходя опять к относительным единицам

$$U_{\text{ВЫХ}(1)}^* = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)}}{U_{\text{вх}}}, \quad U_{и(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_{\text{ВХ}}}{2}, \quad \omega^* = \omega\sqrt{LC}, \quad R^* = \frac{R}{\rho} = \frac{R}{\sqrt{\frac{L}{C}}}$$

и исключая сопротивление R^* заменой $\frac{U_{\text{ВЫХ}(1)}^*}{I_{\text{ВЫХ}(1)}^*}$, получаем для выходного напряжения

$$(U_{\text{ВЫХ}(1)}^*)^2 = \frac{\left(\frac{\sqrt{2}}{\pi}\right)^2 - (\omega^*)^2 (I_{\text{ВЫХ}(1)}^*)^2}{1 - 2(\omega^*)^2 + (\omega^*)^4}. \quad (2.2.3)$$

По этому соотношению можно построить как внешние характеристики резонансного инвертора $U_{\text{вых}(1)}^* = f_1(I_{\text{вых}(1)}^*)$ при $\omega^* = \text{const}$, так и регулировочные характеристики. Семейства этих характеристик показаны соответственно на рис. 2.2.9 и 2.2.10.

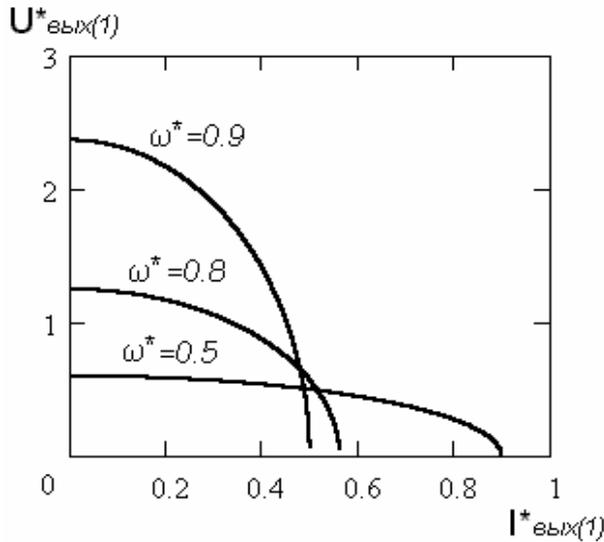


Рис. 2.2.9

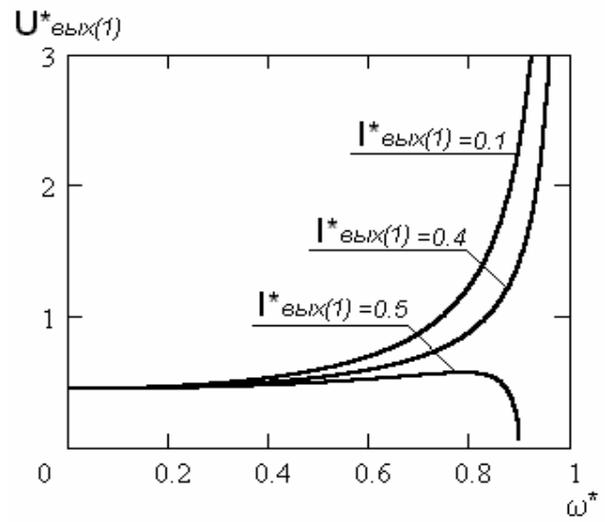


Рис. 2.2.10

Необходимо иметь в виду, что рабочие участки на этих характеристиках ограничиваются условием, чтобы время проводимости диода обратного тока (интервал t_2t_3 на рис. 2.2.6) было больше времени, требуемого на восстановление управляющих свойств тиристоров t_b , определяемого их типом и равного для высокочастотных тиристоров порядка 10...40 мкс.

Для оценки качества формы выходного напряжения резонансного инвертора рассчитаем его коэффициент гармоник методом АДУ2. Дифференциальное уравнение для выходного напряжения высших гармоник находим аналогично (2.2.1):

$$\frac{d^2 u_{\text{вых.вг}}}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{du_{\text{вых.вг}}}{dt} + \frac{1}{LC} u_{\text{вых.вг}} = \frac{1}{LC} u_{\text{и.вг}} \quad (2.2.4)$$

Преобразовав его в интегральное уравнение

$$u_{\text{вых.вг}} + \frac{1}{RC} \bar{u}_{\text{вых.вг}} + \frac{1}{LC} \bar{u}_{\text{вых.вг}}^{(2)} = \frac{1}{LC} \bar{u}_{\text{и.вг}}^{(2)} \quad (2.2.5)$$

и выполнив алгебраизацию в рамках АДУ2, получим для действующего значения высших гармоник выходного напряжения следующее алгебраическое уравнение:

$$U_{\text{вых.вг}}^2 + \left[\left(\frac{1}{RC} \right)^2 - \frac{2}{LC} \right] (\bar{U}_{\text{вых.вг}})^2 + \left(\frac{1}{LC} \right)^2 (\bar{U}_{\text{вых.вг}}^{(2)})^2 = \left(\frac{1}{LC} \right)^2 (\bar{U}_{\text{и.вг}}^{(2)})^2 \quad (2.2.6)$$

Решение этого уравнения в рамках первого уровня допущения метода АДУ2, т.е. при $\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}} = 0$, $\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(2)} = 0$, дает априорно недостаточную точность результата, так как в решении будет отсутствовать параметр нагрузки R . Поэтому строим решение для второго уровня приближения метода АДУ2 [14]. Для этого еще раз интегрируем уравнение (2.2.5), что дает

$$\bar{u}_{\text{ВЫХ.ВГ}} + \frac{1}{RC} \bar{u}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(2)} + \frac{1}{LC} \bar{u}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(3)} = \frac{1}{LC} \bar{u}_{\text{И.ВГ}}^{(3)}, \quad (2.2.7)$$

и затем выполняем алгебраизацию этого интегрального уравнения, приводящую к следующему уравнению:

$$\begin{aligned} (\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}})^2 + \left[\left(\frac{1}{RC} \right)^2 - \frac{2}{LC} \right] (\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(2)})^2 + \left(\frac{1}{LC} \right)^2 (\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(3)})^2 = \\ = \left(\frac{1}{LC} \right)^2 (\bar{U}_{\text{И.ВГ}}^{(3)})^2. \end{aligned} \quad (2.2.8)$$

В рамках второго уровня допущения считаем, что $\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(2)} = 0$, $\bar{U}_{\text{ВЫХ.ВГ}}^{(3)} = 0$, так как двойное и тройное интегрирование несинусоидальных кривых ослабляет в них высшие k -е гармоники по отношению к первой соответственно в $\frac{1}{k^2}$ и $\frac{1}{k^3}$ раз и ими уже можно пренебречь.

Тогда из совместного решения (2.2.6) и (2.2.7) получаем для искомого действующего значения высших гармоник выходного напряжения

$$U_{\text{ВЫХ.ВГ}}^2 = \left(\frac{1}{LC} \bar{U}_{\text{И.ВГ}}^{(3)} \right)^2 - \left[\left(\frac{1}{RC} \right)^2 - \frac{2}{LC} \right] \left(\frac{1}{LC} \bar{U}_{\text{И.ВГ}}^{(3)} \right)^2.$$

С учетом тех же относительных единиц, которые использованы при выводе (2.2.3), получаем

$$U_{\text{ВЫХ.ВГ}}^* = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\left(\frac{\bar{K}_{\Gamma}^{(2)}}{(\omega^*)^2} \right)^2 - \left[\left(\frac{1}{R^* (\omega^*)^3} \right)^2 - \frac{2}{(\omega^*)^6} \right] (\bar{K}_{\Gamma}^{(3)})^2}. \quad (2.2.9)$$

Здесь $\bar{K}_{\Gamma}^{(2)}$, $\bar{K}_{\Gamma}^{(3)}$ – интегральные коэффициенты гармоник напряжения вентильного комплекта инвертора второго и третьего порядка, равные при его прямоугольной форме $\bar{K}_{\Gamma}^{(2)} = 0.038$, $\bar{K}_{\Gamma}^{(3)} = 0.0121$.

Выражение для коэффициента гармоник выходного напряжения инвертора

$$K_{\Gamma} = \frac{U_{\text{ВЫХ.ВГ}}^*}{U_{\text{ВЫХ(1)}}^*} \quad (2.2.10)$$

получаем при делении соотношение (2.2.9) на соотношение (2.2.3).

Графики зависимости коэффициента гармоник от относительной частоты управления ω^* при $I_{\text{вых}(1)}^* = \text{const}$ показаны на рис. 2.2.11.

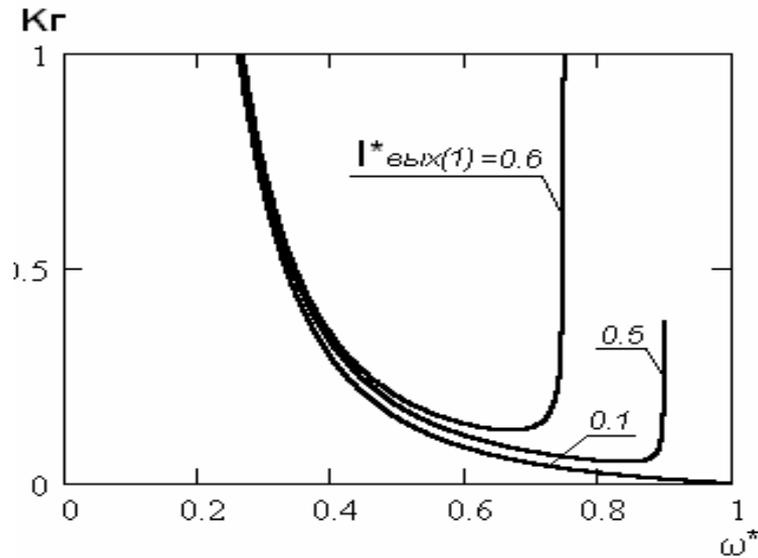


Рис. 2.2.11

Параллельный резонансный инвертор критичен к максимальной нагрузке, но работоспособен на холостом ходу. Последовательный резонансный инвертор критичен к минимальной нагрузке, но сохраняет работоспособность при коротком замыкании нагрузки. Поэтому наилучшими свойствами в допустимом диапазоне изменения нагрузки априори должен обладать последовательно-параллельный резонансный инвертор, полумостовой вариант которого показан на рис. 2.2.12.

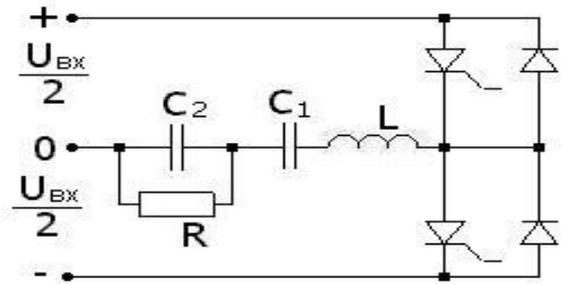


Рис. 2.2.12

В отличие от LC колебательной цепи в ранее рассмотренных резонансных инверторах, здесь LCC колебательная цепь дает одну дополнительную степень свободы для формирования характеристик инвертора помимо обеспечения требуемых значений собственной частоты колебательного контура и его волнового сопротивления. Но опять остается проблема обеспечения времени, предоставляемого схемой на восстановление управляющих свойств тиристоров, анализ которого может быть сделан в общем случае только численно.

Транзисторные инверторы. Из временных диаграмм рис. 2.2.6 видно, что при частоте управления вентилями инвертора, равной собственной резонансной частоте контура, интервал t_2t_3 , в течение которого вентили (тиристоры) восстанавливали свои управляющие свойства, исчезает. Значит, работа резонансного инвертора при частотах управления вентилями, больших собственной резонансной частоты LC -контура, возможна только в случае использо-

вания в качестве их вентилей с полным управлением (транзисторов, GTO-тиристоров), для которых нет проблем восстановления управляющих свойств.

Схема транзисторного последовательно-параллельного резонансного инвертора показана на рис. 2.2.13а, а диаграммы ее работы – на рис. 2.2.13б.

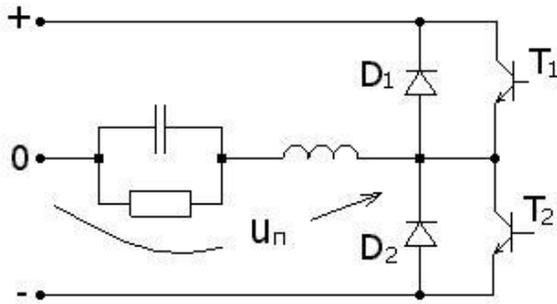


Рис. 2.2.13а

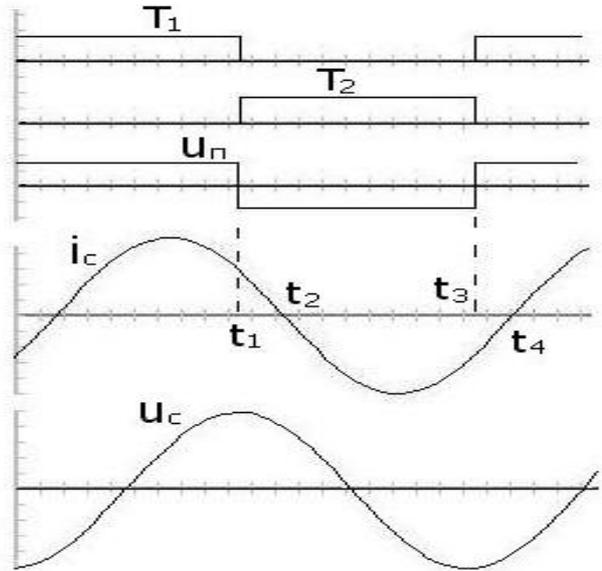


Рис. 2.2.13б

При снятии сигнала управления с транзистора T_1 он выключается и ток из него коммутирует в диод D_2 , который проводит до момента времени t_2 . Зарядившийся в колебательном режиме конденсатор C с этого момента начинает разряжаться. В момент времени t_2 ток резонансного контура начинает протекать через транзистор T_2 и на интервале t_2t_3 конденсатор перезаряжается в обратную полярность напряжения. В момент времени t_3 транзистор T_2 выключается и ток контура переходит в диод обратного тока D_1 , который проводит спадающий к нулю ток до момента t_4 . Затем включается транзистор T_1 и все процессы в схеме повторяются.

Внешние и регулировочные характеристики транзисторного резонансного инвертора могут быть получены из выражения (2.2.3) для случая $\omega^* > 1$. Они приведены на рис. 2.2.14 и 2.2.15 соответственно.

Дальнейшего улучшения качества рассмотренных характеристик в случае транзисторного инвертора можно достигнуть, как и в случае тиристорного инвертора, переходом к варианту последовательно-параллельного инвертора. Схема такого инвертора получается из схемы тиристорного инвертора на рис. 2.2.12 заменой тиристоров на транзисторы. Получим внешние и регулировочные характеристики по первой гармонике выходного напряжения транзисторного LCC-инвертора методом АДУ(1).

Дифференциальное уравнение для напряжения U_2 конденсатора C_2 инвертора на рис. 2.2.12 имеет вид

$$\frac{d^3 u_2}{dt^3} + \frac{1}{C_2 R} \frac{d^2 u_2}{dt^2} + \frac{C_1 + C_2}{LC_1 C_2} \frac{du_2}{dt} + \frac{1}{LC_1 C_2 R} u_2 = \frac{1}{LC_2} \frac{du_n}{dt}. \quad (2.2.11)$$

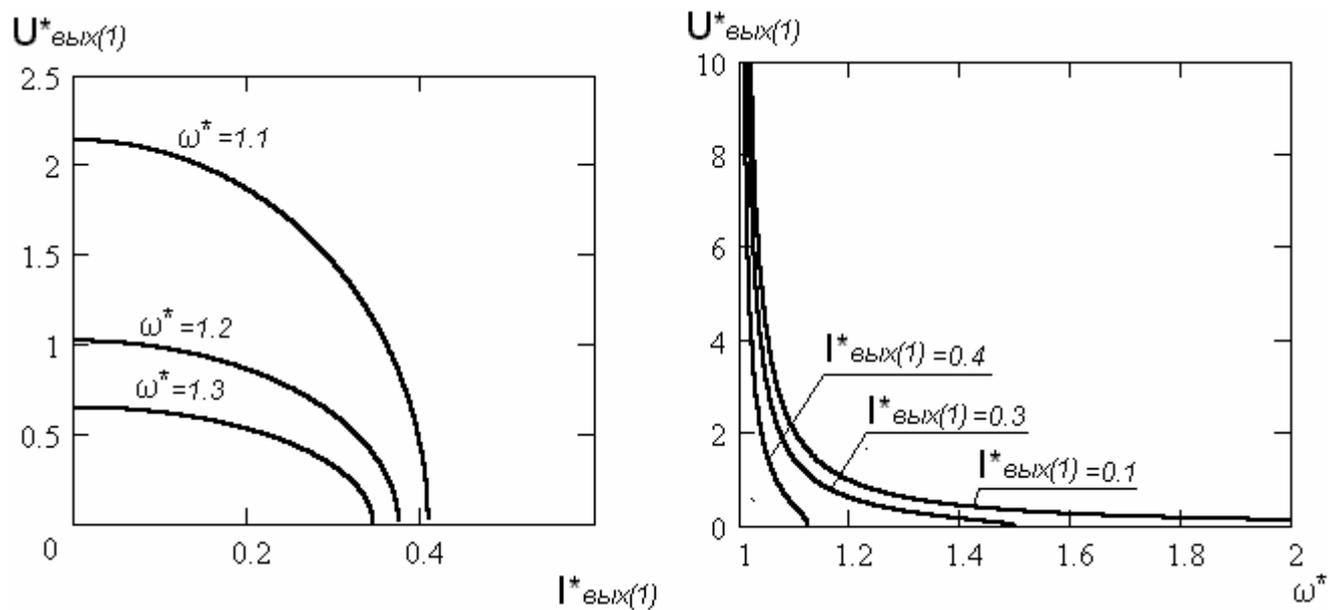


Рис. 2.2.14

б

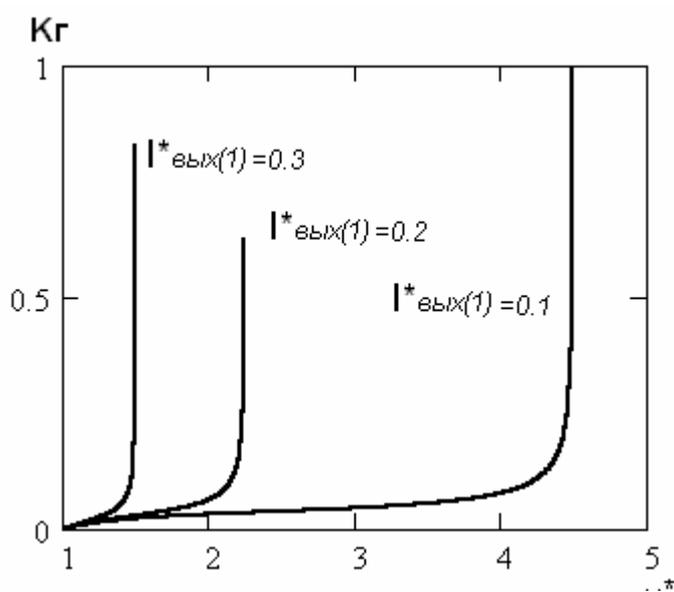


Рис. 2.2.15

После его алгебраизации по методу АДУ(1) получаем для действующего значения первой гармоники выходного напряжения, равного напряжению на конденсаторе C_2 (с учетом коэффициента K_c , равного отношению емкости параллельного конденсатора C_2 к емкости последовательного конденсатора C_1 :

$$K_c = \frac{C_2}{C_1}).$$

$$U_{\text{ВЫХ}(1)}^2 = \frac{\left(\frac{\omega}{K_c LC_1}\right)^2 U_{\text{И}(1)}^2}{(\omega^3)^2 + \left(\frac{\omega^2}{K_c C_1 R}\right)^2 + \left(\frac{(1+K_c)}{K_c LC_1}\right)^2 + \left(\frac{1}{K_c LC_1^2 R}\right)^2 - \frac{2(1+K_c)}{K_c LC_1} \omega^4 - \frac{2\omega^2}{K_c^2 C_1^3 LR^2}}$$

Переходя к относительным единицам по аналогии (2.2.3), получаем

$$U_{\text{ВЫХ}(1)}^* = \frac{\sqrt{2}}{K_c \pi \sqrt{\left(\frac{1+K_c}{K_c}\right)^2 - \frac{2(1+K_c)}{K_c} (\omega^*)^2 + \frac{1}{(R^*)^2} \left[\left(\frac{\omega^*}{K_c R^*}\right)^2 + \left(\frac{1}{K_c \omega^* R^*}\right)^2 - \frac{2\omega^*}{K_c}\right]}}. \quad (2.2.12)$$

Для исключения сопротивления нагрузки R^* и получения в явной форме уравнения внешней характеристики инвертора заменим $R^* = \frac{U_{\text{ВЫХ}(1)}^*}{I_{\text{ВЫХ}(1)}^*}$ и введем обозначения соответствующих коэффициентов K_1, K_2, K_3 , не зависящих от R^* , после чего уравнение (2.2.12) примет вид

$$U_{\text{ВЫХ}(1)}^* = \frac{K_1}{\sqrt{K_2 + \left(\frac{I_{\text{ВЫХ}(1)}^*}{U_{\text{ВЫХ}(1)}^*}\right)^2 K_3}}.$$

Из его решения найдем уравнение внешней характеристики инвертора

$$U_{\text{ВЫХ}(1)}^* = \sqrt{\frac{K_1^2}{K_2} - \frac{K_3}{K_2} \left(I_{\text{ВЫХ}(1)}^*\right)^2}. \quad (2.2.13)$$

Графики внешних характеристик приведены на рис. 2.2.14 для разных значений параметров ω^* и K_c .

Соотношение (2.2.13) определяет и регулировочные характеристики резонансного инвертора $U_{\text{ВЫХ}(1)}^* = f(\omega^*)$ при $\omega^* = \text{const}$, $K_c = \text{const}$. Графики этих зависимостей показаны на рис. 2.2.15.

2.2.3. РЕЗОНАНСНЫЕ ИНВЕРТОРЫ С УМНОЖЕНИЕМ ЧАСТОТЫ

2.2.3.1. ИНВЕРТОР С УДВОЕНИЕМ ЧАСТОТЫ

Увеличение частоты выходного напряжения инверторов сопровождается ростом потерь мощности при переключении тиристоров, в результате загрузка тиристоров по току должна снижаться. Практически это приводит к снижению выходной активной мощности инвертора почти обратно пропорционально квадрату увеличения частоты. Так по данным работы [16] мощность инвертора на тиристорах ТБ-400 при увеличении частоты с 2 до 12 кГц (в 6 раз) снижается с 85 до 2 кВт (в 42 раза), а на тиристорах ТЧ-125 при увеличении частоты с 4 до 25 кГц (в 6 раз) мощность уменьшается с 13 до 0,8 кВт (в 16 раз). Поэтому ограничение частотных возможностей тиристоров для получения высоких частот выходного напряжения приходится обходить путем применения специальных схемотехнических решений инверторов. В таких схемах частоты коммутаций тиристоров в целое число фаз меньше частоты выходного напряжения *инвертора*, т.е. достигается схемотехническое *умножение частоты выходного напряжения*.

Наиболее просто, без больших дополнительных усложнений схемы инвертора, удваивается частота выходного напряжения инвертора. При этом используется то обстоятельство в работе резонансных инверторов (как без обратных диодов – рис. 2.2.3, так и с обратными диодами – рис. 2.2), что частота полуволн тока в звене постоянного тока инвертора равна удвоенной частоте выходного напряжения однофазного инвертора. Формально объяснить этот факт, даже без рассмотрения схем конкретных инверторов, можно тем, что вентильный комплект инвертора, представляемый в модели коммутационной функцией, связывает не только выходные переменные инвертора с входными (т.е. сторону переменного тока со стороной постоянного тока), но и, наоборот, входные переменные инвертора с выходными переменными в звене переменного тока, как это видно из уравнений модели инвертора (2.1.1б) и (2.1.1а). В этом случае выходное напряжение и ток инвертора как бы выпрямляются по отношению ко входу инвертора, при этом, как известно из теории выпрямления, частота выпрямленного напряжения и тока возрастает в qm_2 раз, или в 2 раза применительно к рассматриваемым однофазным мостовым схемам инверторов.

Первая схема резонансного инвертора с вентилями обратного тока и с удвоением частоты показана на рис. 2.2.16,а. В этой схеме нагрузка через разделительный конденсатор C_p (или последовательный $C_p L_p$ контур) подключена параллельно входу вентильного комплекта инвертора, при этом в нагрузке выделяется гармоника напряжения, имеющая двойную частоту по отношению к частоте выходного напряжения инвертора. Диаграммы напряжений и токов элементов инвертора приведены на рис. 2.2.16,б.

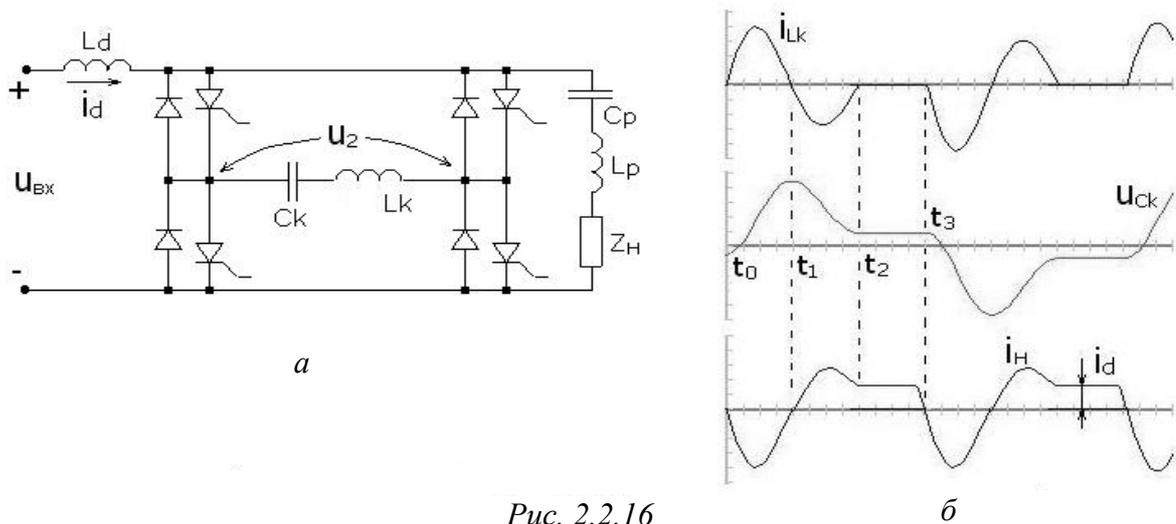


Рис. 2.2.16

На интервале $t_0 t_1$ открыты два тиристора диагонали вентильного моста и конденсатор C_k контура коммутации заряжается в колебательном режиме от источника входного напряжения. На интервале $t_1 t_2$ идет колебательный разряд конденсатора на звено постоянного тока через вентили обратного тока той же диагонали вентильного моста, при этом тиристоры восстанавливают свои управляющие свойства. На интервале $t_2 t_3$ все вентили моста закрыты и постоянный ток i_d звена постоянного тока течет только в цепь нагрузки Z_H . В момент времени t_3 включаются тиристоры второй диагонали моста и происходят аналогичные процессы перезаряда коммутирующего конденсатора C_k в противоположном направлении. Ток нагрузки i_H определяется как разность тока i_d в звене постоянного тока и тока i_k коммутирующего контура $L_k C_k$ и имеет двойную частоту по отношению к частоте выходного напряжения инвертора.

Во второй схеме резонансного инвертора с удвоением частоты на рис. 2.2.17 [17] нагрузка R_H включена последовательно (совместно с разделительными элементами $C_p L_p$) в цепи входного тока инвертора.

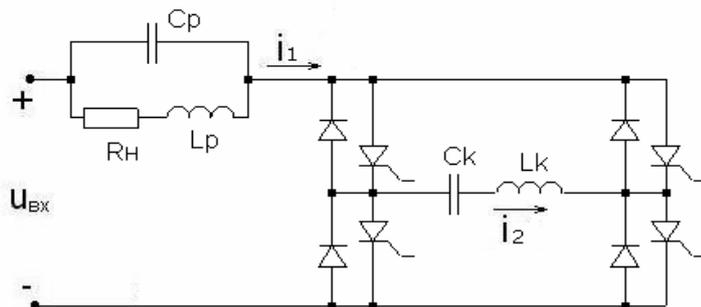


Рис. 2.2.17

Гармоника входного тока, имеющая двойную частоту по отношению к частоте выходного напряжения инвертора, как это видно из диаграммы тока i_d на рис. 2.2.16,б, выделяется в нагрузке.

2.2.3.2. МНОГОЯЧЕЙКОВЫЕ ИНВЕРТОРЫ

Блок-схемы трехъячейковых инверторов показаны на рис. 2.2.18, а, б с параллельным включением ячеек по входу “а” и с последовательным включением по входу и параллельным включением ячеек по выходу “б”. Диаграммы работы такой композиции ячеек приведены на рис. 2.2.19. Упрощенные диаграммы построены при условии, что ячейки резонансных инверторов выполнены по схемам с вентилями обратного тока, режим работы которых был пояснен на рис. 2.2.3.

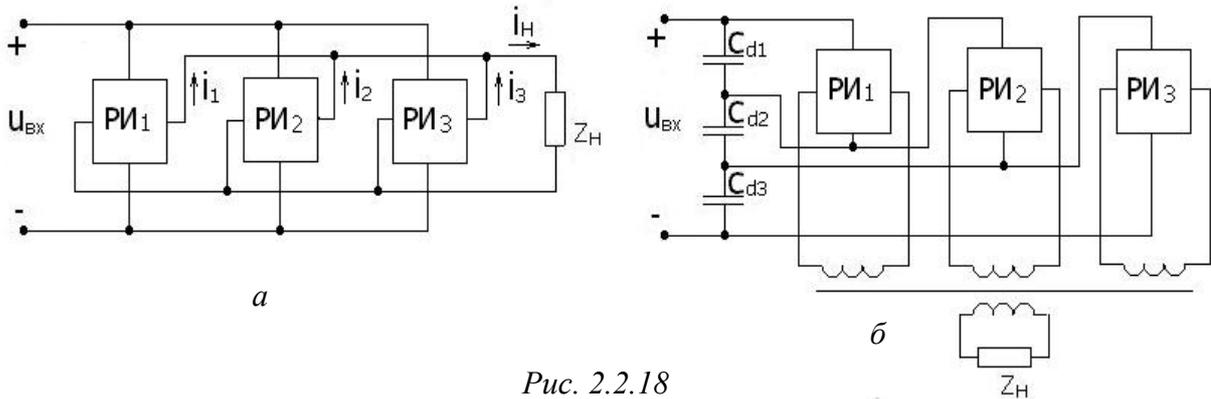


Рис. 2.2.18

Уменьшая в соответствующее число раз (здесь в 3 раза) частоту работы каждой ячейки и вводя требуемый сдвиг по фазе между ними (первые три диаграммы на рис. 2.2.19), получаем в нагрузке увеличенную (здесь в 3 раза) частоту выходного напряжения, как показано на нижней диаграмме рис. 2.2.19.

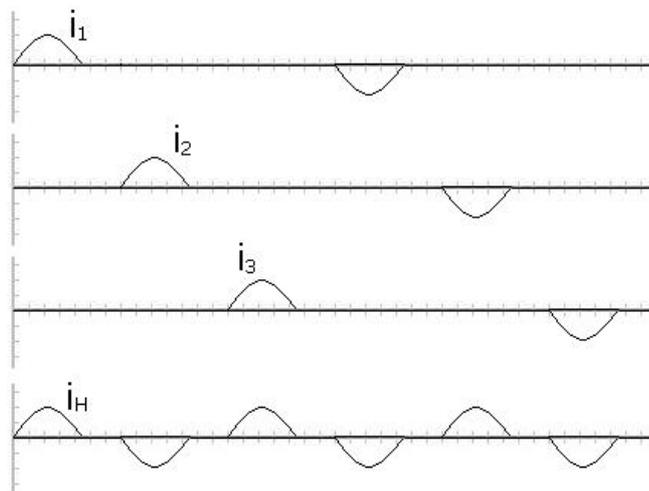


Рис. 2.2.19

Необходимо заметить, что, хотя частота коммутации тиристоров в каждой ячейке в соответствующее число раз (здесь три) ниже частоты выходного напряжения, тиристоры инвертора загружены импульсами тока с длительностью, соответствующей полупериоду частоты выходного напряжения. Это уменьшает потери на коммутацию в тиристорах, но увеличивает потери от прохождения прямого тока в них.

2.2.4. РЕЗОНАНСНЫЙ ИНВЕРТОР КЛАССА E

Простейшим типом резонансного инвертора является одностранзисторный резонансный инвертор класса E, схема которого показана на рис. 2.2.20.

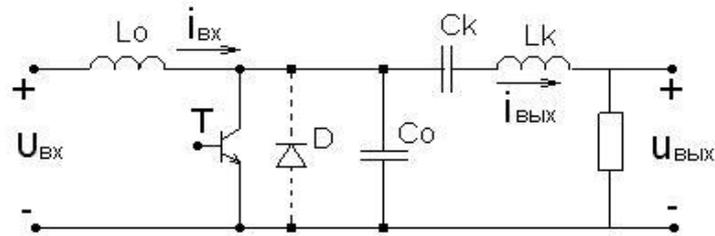


Рис. 2.2.20

Период синусоидального выходного напряжения, создаваемого протеканием тока последовательного $L_k C_k$ -контура по сопротивлению нагрузки R , складывается из двух интервалов постоянства структуры схемы. На первом интервале $t_1 t_2$ включен транзистор T и в индуктивности входного реактора L_0 запасается энергия, отбираемая входным током I_0 от источника входного сигнала $U_{ВХ}$. В выходной цепи при этом протекает синусоидальный ток от колебательного перезаряда конденсатора C_k последовательного $L_k C_k$ -контура (рис.2.2.21).

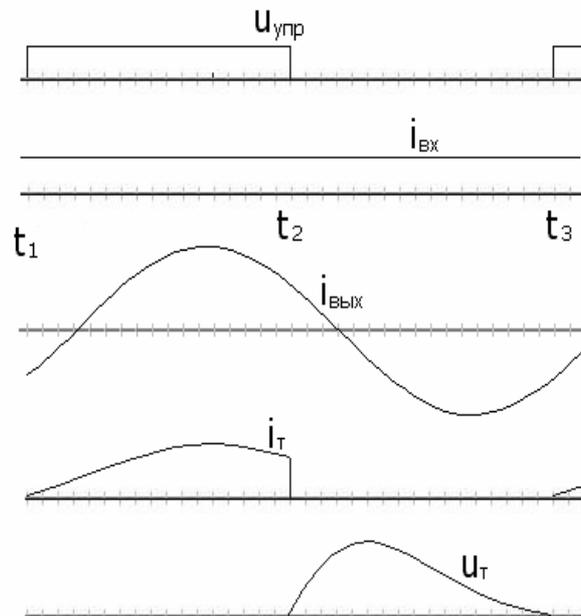


Рис. 2.2.21

На втором интервале $t_2 t_3$ транзистор T закрыт и ток I_0 входного реактора протекает через цепь, образованную параллельным соединением конденсатора C_0 с цепью, состоящей из последовательного $L_k C_k$ -контура с сопротивлением нагрузки R . Этим обеспечивается восполнение потерь энергии в $L_k C_k$ -контуре, израсходованной в нем на первом интервале. Для предотвращения смены напряжения на транзисторе T он шунтирован диодом D , показанным на рисунке пунктиром.

Обычно схема применяется при малых мощностях нагрузки (менее 100 Вт) в случае фиксированного выходного напряжения. Однако выходное напряжение можно регулировать изменением частоты управляющих импульсов трансформатора Т. В связи с переключением транзистора при нулевом напряжении в нем будут малые потери, что позволяет поднять частоту переключения и тем самым уменьшить массо-габаритные показатели инвертора.

2.2.5. ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ ПО РЕЗОНАНСНЫМ ИНВЕРТОРАМ

Класс резонансных инверторов характеризуется большим разнообразием схемотехнических решений. Это связано с тем, что, хотя базовые схемы вентиляльных комплектов остались прежними (нулевая, полумостовая, мостовая), имеется еще известное множество схем резонансных цепей второго, третьего, четвертого порядка и множество вариантов их подключения к вентиляльному комплекту.

Простейшим типом резонансного инвертора является инвертор класса *E*, содержащий всего один управляющий вентиль (транзистор). Но низкая энергетическая эффективность преобразования энергии при этом ограничивает область его применения мощностями до 100 Вт (источники питания). Тиристорные резонансные инверторы без обратных диодов более эффективно преобразуют постоянный ток в переменный и предназначены для питания постоянной или мало меняющейся нагрузки в единицы или десятки киловатт. Тиристорные резонансные инверторы с обратными диодами сложнее схем без обратных диодов, но позволяют питать нагрузку, меняющуюся в широком диапазоне, начиная от холостого хода. Предельная частота выходного напряжения в таких инверторах обычно не превышает порядка десяти килогерц для современных типов высокочастотных тиристоров.

При необходимости получения более высоких частот выходного напряжения с мощностями в десятки и сотни киловатт используют схемы резонансных инверторов с удвоением или учетверением частоты либо реже многоячейковые инверторы.

Еще большие возможности открываются у резонансных инверторов (с обратными диодами), выполненными на силовых транзисторах. Введение частотного и широтно-импульсного регулирования режима работы резонансного контура позволяет формировать требуемые внешние характеристики, обеспечивает электронную защиту, но стоимость таких инверторов – наивысшая среди всех остальных типов резонансных инверторов.

Близкая к синусоидальной форма выходного напряжения инвертора при работе в режиме непрерывного выходного тока позволяет для расчета внешних и регулировочных характеристик использовать расчет по первой гармонике (как это сделано в этом разделе методом АДУ(1)). При необходимости оценки качества выходного напряжения, характеризуемого степенью отклонения его от синусоиды (коэффициентом гармоник), расчет с учетом реальной формы напряжения здесь также удобно сделать прямым методом АДУ2.