

12.4. Улучшение гармонического состава кривой выходного напряжения

Согласно принципу формирования кривой выходного напряжения АИН форма напряжения на нагрузке состоит из последовательности прямоугольных импульсов различной полярности. Большинство потребителей электрической энергии переменного напряжения критичны к наличию высших гармоник в кривой питающего напряжения. Высокочастотные составляющие приводят к сбою систем управления, радиопомехам, дополнительным потерям в трансформаторах, конденсаторах, в соединительных кабелях и др., что, в свою очередь, приводит к уменьшению КПД устройства, которое питается от источника с несинусоидальной формой выходного напряжения. Обычно для источников питания коэффициент гармоник по напряжению $K_{гн}$ должен быть не выше 5 %. Требуемый $K_{гн}$ можно обеспечить несколькими способами:

- 1) использованием фильтров для подавления высших гармоник на выходе выпрямителя;
- 2) реализацией такой кривой выходного напряжения, которая позволила бы ограничить содержание высших гармоник или исключить наиболее весомые.

12.4.1. Выходные фильтры

Выходные фильтры представляют собой пассивные четырехполюсники, состоящие из реактивных (емкостных и индуктивных) элементов. Параметры элементов фильтров рассчитываются из условия максимального подавления высших гармоник и минимального влияния на первую гармонику. Известно, что реактивное сопротивление индуктивности прямо пропорционально, а емкостное — обратно пропорционально частоте. Естественно, что фильтр подключается между выходом АИН и нагрузкой (рис. 12.15).

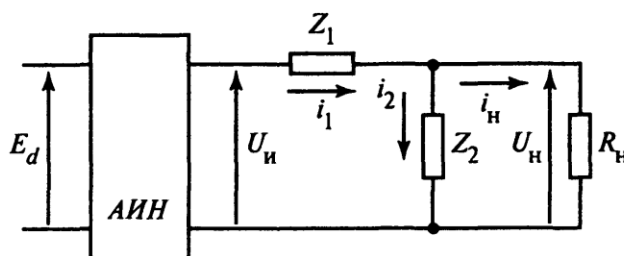


Рис. 12.15

К выходным фильтрам предъявляются следующие требования:

- 1) коэффициент передачи основной гармоники должен быть близок к единице, т.е. потери напряжения на элементах фильтра от основной гармоники должны быть минимальными;
- 2) фазовый сдвиг первой гармоники, вносимый фильтром, должен быть минимальным;
- 3) высшие гармоники должны быть ослаблены до уровня, соответствующего требованиям конкретного преобразователя. Чаще всего допустимый коэффициент гармоник лежит в пределах единиц процентов;
- 4) токи высших гармоник не должны существенно нагружать вентили преобразователя;
- 5) фильтры должны быть минимизированы по массогабаритным показателям и стоимости.

Коэффициент передачи Г-образного фильтра для определенной гармоники $K_{\Phi(n)}$ зависит от полного сопротивления поперечного звена элементов фильтра Z_2 , включенных параллельно с нагрузкой, и сопротивления звеньев фильтра Z_1 , включенных последовательно с нагрузкой. При выборе и расчете фильтра необходимо учитывать, что его элементы, включенные параллельно нагрузке, увеличивают общий ток, потребляемый от инвертора, тогда как последовательный элемент создает потери по напряжению не только от токов высших гармоник, но и от тока основной гармоники.

LC-фильтр. В простейшем случае последовательно с нагрузкой включается катушка индуктивности, а параллельно с нагрузкой — конденсатор (рис. 12.16). Коэффициент передачи фильтра $K_{\Phi(n)}$ описывается выражением

$$K_{\Phi(n)} = \frac{\frac{\dot{X}_C R_H}{\dot{X}_C + R_H}}{X_L + \frac{\dot{X}_C R_H}{\dot{X}_C + R_H}} = \frac{1}{-\omega LC + \frac{j\omega L}{R_H} + 1} = \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{\rho}{R_H}}, \quad (12.15)$$

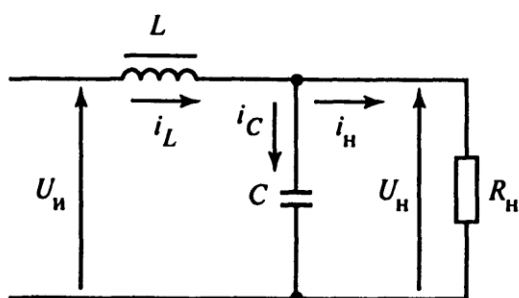
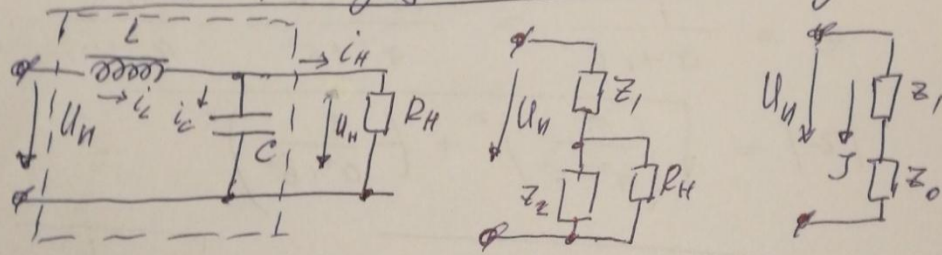


Рис. 12.16

где $X_L = j\omega L$; $X_C = \frac{1}{j\omega C}$; $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

— резонансная частота контура LC, образуемого элементами фильтра; $\rho = \sqrt{L/C}$ — характеристическое сопротивление контура; $\omega = 2\pi f_n$; f_n — частота n -й гармоники.

Схема Г-образного LC-фильтра.



$$Z_0 = \frac{Z_2 \cdot R_H}{Z_2 + R_H}, \quad U_H = I \cdot Z_0 = \frac{U_H \cdot Z_0}{Z_1 + Z_0}$$

$$I = \frac{U_H}{Z_1 + Z_0}, \quad \frac{U_H}{U_H} = K_f = \frac{U_H \cdot Z_0}{(Z_1 + Z_0) U_H} = \frac{Z_0}{Z_1 + Z_0}$$

$$Z_1 = j\omega L, \quad Z_2 = \frac{1}{j\omega C}$$

$$Z_0 = \frac{\frac{R_H}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R_H} = \frac{R_H}{1 + j\omega C R_H}$$

$$Z_1 + Z_0 = j\omega L + \frac{R_H}{1 + j\omega C R_H} = \frac{j\omega L - \omega^2 C L R_H + R_H}{1 + j\omega C R_H}$$

$$K_f(j\omega) = \frac{R_H}{j\omega L - \omega^2 C L R_H + R_H} =$$

$$= \frac{1}{1 - \omega^2 C L + \frac{j\omega L}{R_H}}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$f = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ герц.}$$

$$K_f(j\omega) = \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2 + j \frac{\omega}{\omega_0} \frac{L}{R_H}}$$

$$|K_f(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2 + \left[\frac{\omega}{\omega_0} \left(\frac{L}{R_H}\right)\right]^2}}$$

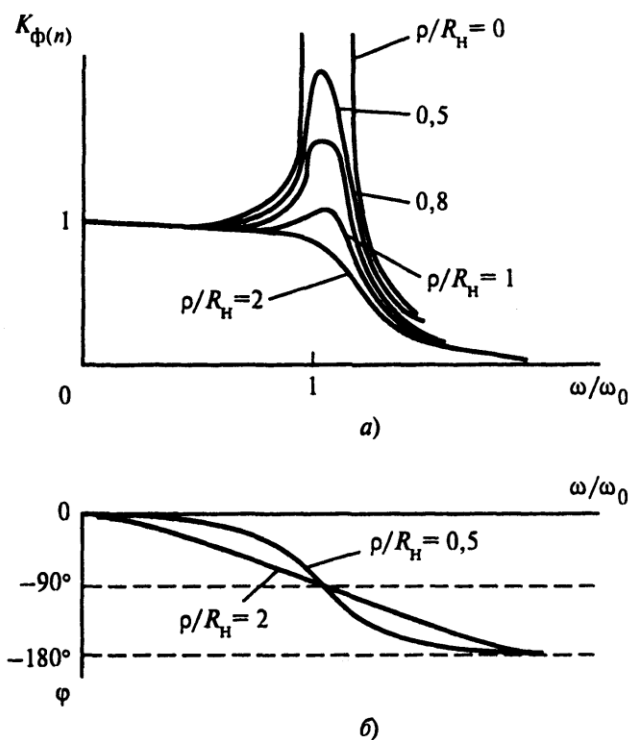


Рис. 12.17

На рис. 12.17, а, б показаны амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики LC -фильтра. Заметим, что при частотах ω меньше резонансной частоты ω_0 передаточная функция близка к единице. На резонансной частоте наблюдается подъем передаточной характеристики, а затем резкий спад. Из характеристики следует, что максимальный рост коэффициента передачи происходит при холостом ходе. По мере увеличения нагрузки (уменьшения сопротивления нагрузки) резонансный подъем уменьшается.

На рис. 12.17, б видно, что такой фильтр вносит фазовый сдвиг выходного напряжения инвертора, значение которого зависит от частоты и значения нагрузки. Это обстоятельство необходимо учитывать при фильтрации выходного напряжения трехфазных инверторов, особенно при работе инвертора при переменной выходной частоте и несимметричной нагрузке. Очевидно, что при работе инвертора на постоянной частоте резонансную частоту фильтра необходимо выбирать несколько меньшей, чем рабочая частота инвертора. В этом случае высшие гармоники выходного напряжения инвертора (особенно близкие к основной) будут надежно подавляться. При переменной частоте выходного напряжения инвертора LC -фильтр работает неэффективно, так как при понижении частоты инвертора высшие гармоники попадают в область частот, где коэффициент передачи фильтра близок к единице или много больше для гармоник, попавших в область резонанса.

Резонансные фильтры. Как отмечалось выше, основным недостатком простых LC -фильтров является дополнительное падение напряжения в последовательном с нагрузкой элементе фильтра (катушке индуктивности) и в дополнительной нагрузке инвертора из-за параллельного с нагрузкой элемента (конденсатора).

Резонансные контуры фильтра, включенные последовательно или параллельно нагрузке, могут частично компенсировать эти недостатки. Например, последовательная резонансная цепь, пока-

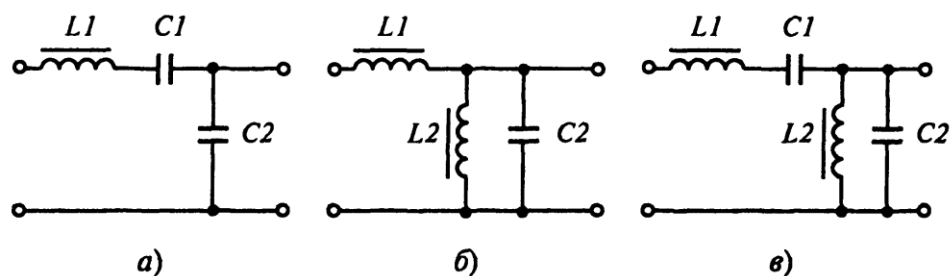


Рис. 12.18

занная на рис. 12.18, а и настроенная в резонанс $[\omega_1 L_1 = 1/(\omega_1 C_1)]$ с основной гармоникой напряжения на нагрузке, сводит к минимуму падение напряжения от тока основной гармоники. В свою очередь, для высших гармоник индуктивное сопротивление контура будет весьма велико.

На рис. 12.18, б параллельно нагрузке включен параллельный резонансный контур. Такой контур, настроенный на частоту основной гармоники $[\omega_2 L_2 = 1/(\omega_2 C_2)]$, имеет большое емкостное сопротивление для основной гармоники и малое для высших гармоник.

Комбинация обеих резонансных цепей (рис. 12.18, в) объединяет преимущества схем рис. 12.18, а, б.

Резонансные фильтры целесообразно использовать при работе инвертора на фиксированной или ограниченно изменяемой частоте.

12.4.2. Амплитудная модуляция

Кривая выходного напряжения АИН в виде меандра, как было показано выше, содержит нечетный ряд высших гармоник. Наиболее весомая третья гармоника составляет 30 % основной гармоники. При фильтрации такого напряжения выходные фильтры получаются довольно громоздкими с плохими динамическими характеристиками. При изменении нагрузки или частоты выходного напряжения АИН переходный процесс занимает достаточно большое время. Для облегчения фильтров и улучшения динамических характеристик АИН схема силового блока и системы управления строятся таким образом, чтобы в кривой выходного напряжения уменьшить долю высших гармоник, близких к основной, или вообще исключить некоторые из них.

Существует два принципиальных способа улучшения спектрального состава кривой выходного напряжения АИН схемным путем:

- 1) амплитудная модуляция кривой выходного напряжения;
- 2) широтно-импульсная модуляция кривой выходного напряжения.

При амплитудной модуляции кривая выходного напряжения реализуется в виде набора прямоугольных импульсов, образующих сту-

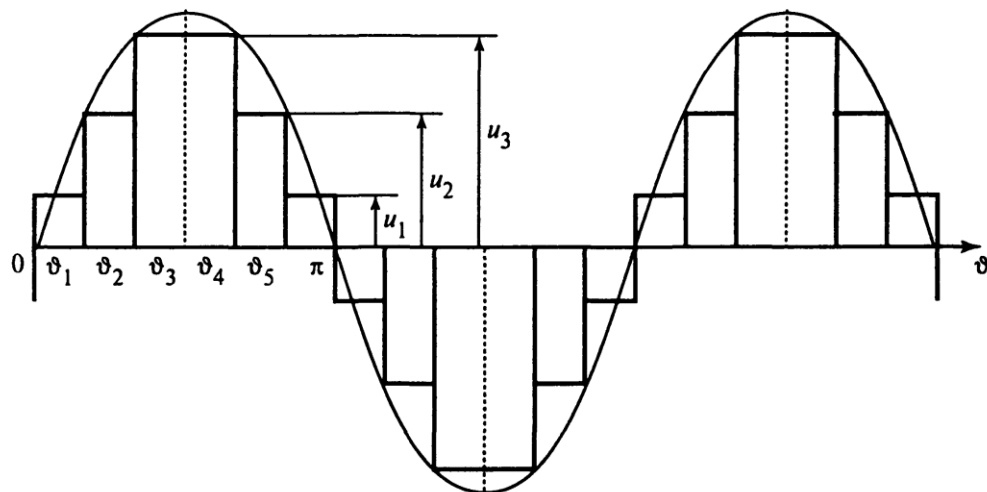


Рис. 12.19

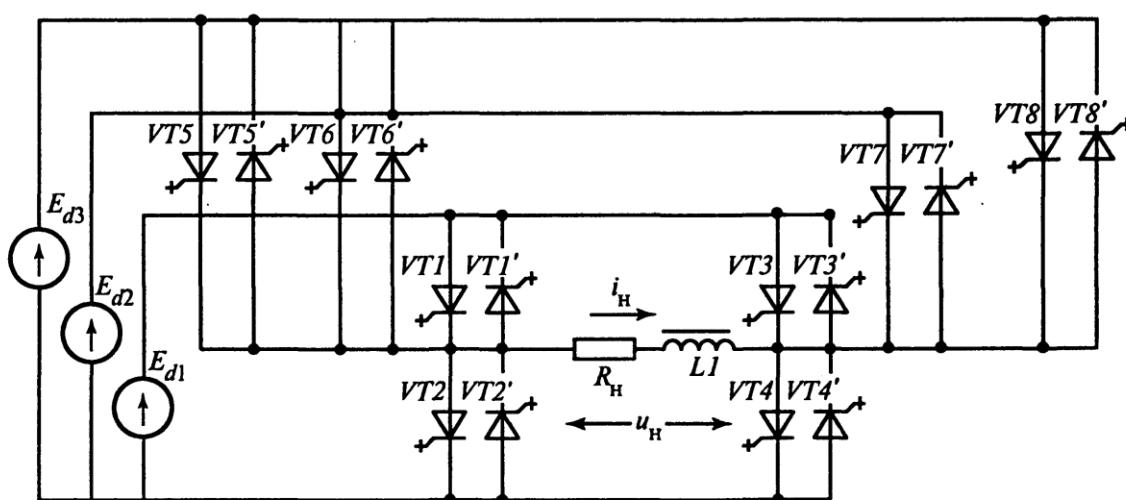


Рис. 12.20

пенчатую форму, огибающая которых близка к синусоиде (рис. 12.19). Такую кривую на базе однофазных инверторов можно построить несколькими способами. Основные из них следующие:

- 1) использование нескольких источников питания;
- 2) применение выходного трансформатора с отпайками;
- 3) геометрическое суммирование напряжений прямоугольной формы нескольких АИН, сдвинутых по фазе;
- 4) сложение нескольких напряжений прямоугольной формы разных частот.

Использование нескольких источников питания. При использовании нескольких источников питания высоту каждой ступеньки u_n определяет значение напряжения E_{dn} , которое подключается к нагрузке через ключевые элементы (рис. 12.20).

В приведенной схеме в качестве управляемых вентилях выбраны двухоперационные тиристоры, но можно использовать и любые электронные вентили, работающие в ключевом режиме. Фактически имеют место три инверторных блока, работающие на общую нагрузку, которые питаются от трех различных источников питания $E_{dн}$. Отличительная особенность данной схемы по сравнению с рассмотренной ранее схемой АИН заключается в том, что при наличии нескольких разных источников питания обратные вентили должны быть управляемыми. Это объясняется тем, что при активно-индуктивной нагрузке и смене полярности выходного напряжения открываются обратные диоды, которые проводят ток до тех пор, пока ток и напряжение на нагрузке не станут одной полярности.

При использовании неуправляемых обратных диодов, естественно, будет открываться тот диод, который соединен с источником питания, имеющим меньшее напряжение. Импульсы управления необходимо подавать на управляющие электроды тех обратных вентилях, которые соединяют нагрузку с тем источником питания, который определяет высоту ступеньки выходного напряжения. Так, на интервале $0—\vartheta_1$ сигналы управления необходимо подавать на вентили $VT1$, $VT1'$ и $VT4$, $VT4'$. Ток будут проводить те вентили, для которых направление тока нагрузки будет совпадать с направлением включения вентилях. На интервале $\vartheta_1—\vartheta_2$ сигналы управления должны подаваться на вентили $VT6$, $VT6'$ и $VT4$, $VT4'$.

На интервале $\vartheta_2—\vartheta_3$ сигналы управления подаются на вентили $VT5$, $VT5'$ и $VT4$, $VT4'$. Нагрузка от интервала к интервалу подключается к источнику питания, имеющему большее напряжение. На интервалах, формирующих спадающую часть положительной полуволны, эти же вентили включаются в обратном порядке. Для формирования отрицательной полуволны выходного напряжения сигналы управления необходимо подавать на диагонально расположенные вентили, поочередно подключая нагрузку к тому или иному источнику питания. Если, используя данный способ формирования выходного напряжения, выбрать высоту ступенек в соотношении $u_1 = E_{d1} = 0,265E_{d3}$, $u_2 = E_{d2} = 0,735E_{d3}$, $u_3 = E_{d3}$, то коэффициент гармоник по напряжению будет не выше 15 %. Очевидно, что чем из большего числа ступенек состоит кривая выходного напряжения, тем меньше высших гармоник будет присутствовать в кривой выходного напряжения. Данный способ формирования кривой выходного напряжения имеет и недостатки:

- 1) наличие нескольких источников постоянного напряжения;
- 2) сложность схемы силового блока (большое число вентилей);
- 3) необходимость использования управляемых обратных вентилей;
- 4) сложность системы управления;
- 5) сложность регулирования выходного напряжения.

Регулирование можно осуществлять путем пропорционального изменения значений напряжений источников питания или изменения длительности импульсов составляющих ступенек (ШИР).

Использование выходного трансформатора с отпайками. Схема силового блока (рис. 12.21) питается от одного источника питания E_d . Разная высота ступенек, составляющих кривую выходного напряжения (см. рис. 12.19), получается из-за изменяемого коэффициента трансформации трансформатора, к отпайкам которого подключены управляемые электронные ключи, обеспечивающие двустороннюю проводимость.

Так, если один из двухоперационных тиристоров $VT1$, $VT1'$ находится в проводящем состоянии, то напряжение питания E_d прикладывается к полной полуобмотке (на рисунке к левой) трансформатора $w_1 + w_2 + w_3$. Тогда к нагрузке [с учетом коэффициента трансформации трансформатора $K_{T1} = w_4/(w_1 + w_2 + w_3)$] прикладывается напряжение $u_{н1} = K_{T1}E_d$ и формируется ступенька напряжения положительной полярности на интервале $0—\vartheta_1$ (см. рис. 12.19). При включенном состоянии одного из двухоперационных тиристоров $VT2$, $VT2'$ напряжение источника питания E_d прикладывается к части полуобмотки трансформатора, в нагрузку трансформируется напряжение $u_{н2} = K_{T2}E_d$, где $K_{T2} = w_4/(w_2 + w_3)$. Очевидно, что $K_{T2} > K_{T1}$, поэтому на интервале $\vartheta_1—\vartheta_2$ (см. рис. 12.14) $u_{н2} > u_{н1}$. Для формирования максимальной ступеньки напряжения на нагрузке на интервале $\vartheta_2—\vartheta_3$ необходимо обеспечить открытое состояние одного из вентилях $VT3$, $VT3'$. В этом случае $u_{н3} = K_{T3}E_d$, где $K_{T3} = w_4/w_3$.

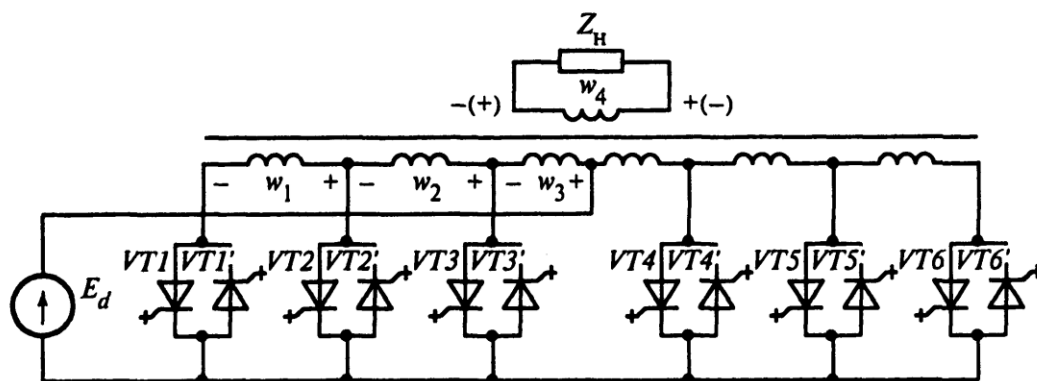


Рис. 12.21

Для уменьшения высоты ступенек, формируя спадающую часть положительной полуволны выходного напряжения, необходимо обеспечивать проводящее состояние клапанов в обратном порядке.

Чтобы сформировать отрицательную полуволну выходного напряжения, необходимо поочередно подключать секции правой полуобмотки трансформатора с помощью электронных ключей $VT_4, VT_4'; VT_5, VT_5'; VT_6, VT_6'$. Увеличить количество составляющих ступенек можно путем увеличения числа отпаек трансформатора, а значит, и увеличения числа управляемых клапанов.

Данный способ формирования кривой выходного напряжения АИН имеет следующие недостатки:

- 1) сложный трансформатор;
- 2) большое число управляемых клапанов;
- 3) необходимость использования управляемых приборов в качестве обратных клапанов.

Геометрическое суммирование напряжений прямоугольной формы нескольких АИН, сдвинутых по фазе. Если по гармоническому составу допустимо синтезировать выходное напряжение по трапецеидальному или треугольному закону, коэффициент гармоник которого не превышает 10 %, то можно использовать выше-названный метод. Кривая выходного напряжения формируется путем суммирования выходных напряжений нескольких одинаковых однофазных АИН, реализованных по схеме рис. 12.22 с выходным напряжением каждого инвертора в виде меандров, сдвинутых один относительно другого на некоторый одинаковый угол. Каждый инвертор имеет трансформаторный выход, вторичные обмотки которых включаются последовательно.

На рис. 12.23 приведены временные диаграммы выходных напряжений каждого из пяти инверторных блоков, сдвинутых на угол $\pi/6$, а также форма суммарного выходного напряжения при $K_T = 1$. В ре-

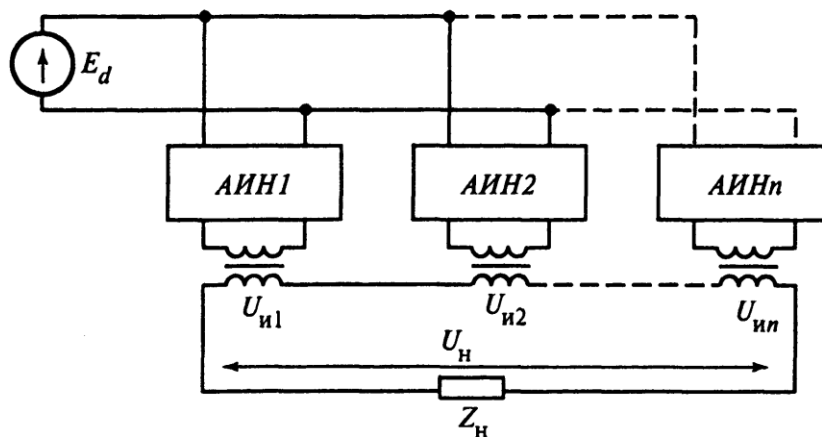


Рис. 12.22

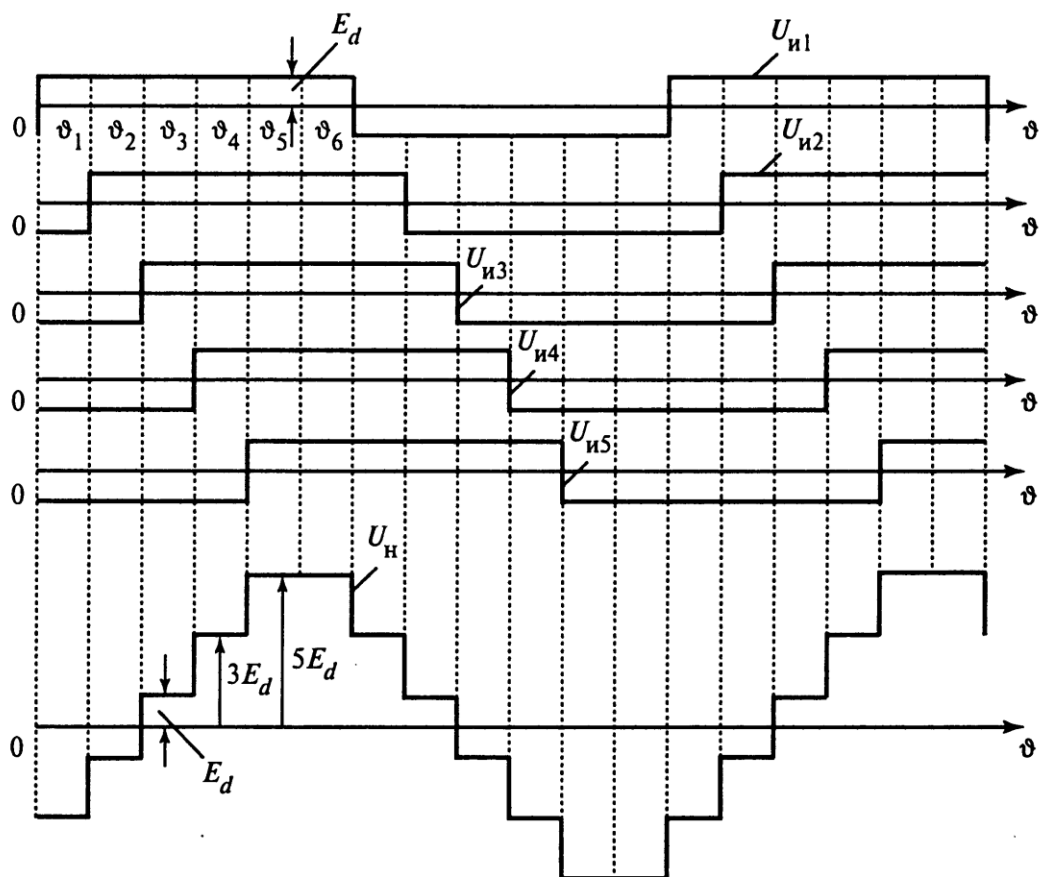


Рис. 12.23

зультате суммирования выходных напряжений АИН получается многоступенчатая кривая напряжения на нагрузке, число ступенек которой от $-U_{н\max}$ до $+U_{н\max}$ определяется числом составляющих инверторных блоков.

Достоинства такого способа формирования ступенчатой кривой выходного напряжения (амплитудной модуляции) следующие:

- 1) все инверторные блоки питаются от одного источника постоянного напряжения;
- 2) используются простые одинаковые однофазные АИН;
- 3) в качестве обратных клапанов применяются неуправляемые диоды;
- 4) с увеличением числа составляющих инверторных блоков уменьшаются пульсации общего тока, потребляемого от источника питания;
- 5) максимальное напряжение, прикладываемое к вентилям, определяется напряжением источника питания;
- 6) относительная простота системы управления.

К числу недостатков можно отнести:

- а) увеличение числа инверторных блоков приводит к увеличению числа управляемых и неуправляемых клапанов;

б) максимальное значение тока, протекающего через клапан, не зависит от числа инверторных блоков и определяется максимальным током нагрузки (с учетом K_T);

в) сложность осуществления регулирования выходного напряжения внутренними средствами (ШИР).

Суммирование нескольких выходных напряжений АИН разных частот. При этом способе синтеза многоступенчатой кривой напряжения на нагрузке схема силового блока такая же, как и в предыдущем случае (см. рис. 12.22). Отличие заключается в том, что каждый инверторный блок формирует прямоугольное напряжение разных частот: $f_1 = f_n$, $f_2 = 3f_1$, $f_3 = 5f_1$, $f_n = nf_1$. Чем больше инверторных блоков, тем выше синусоидальность кривой напряжения на нагрузке. Коэффициент трансформации выходного трансформатора каждого инверторного блока также должен подчиняться определенной закономерности. Так, если АИН1 будет иметь K_{T1} , то K_T второго инверторного блока, работающего на частоте $f_2 = 3f_1$, должен иметь: $K_{T2} = K_{T1}/3$. Третий блок, работающий на частоте $f_3 = 5f_1$, должен иметь $K_{T2} = K_{T1}/5$, $K_{Tn} = K_{T1}/n$. Пример построения временных диаграмм выходного напряжения для трех инверторных блоков, работающих на частотах f_1 , $f_2 = 3f_1$, $f_3 = 5f_1$ с учетом необходимого K_{Tn} , показан на рис. 12.24.

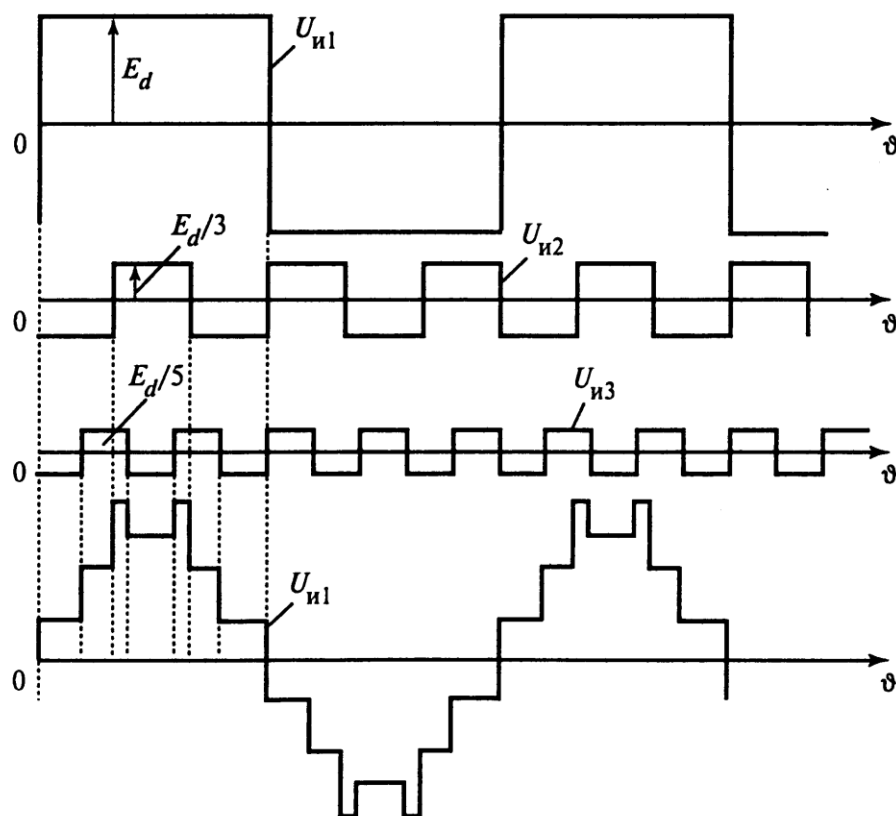


Рис. 12.24