

## 12.2. Гармонический состав кривой выходного напряжения

Известно, что токи и напряжения разной частоты активной мощности не дают. Выходное напряжение АИН может принимать значения напряжения источника питания той или иной полярности и формируется в виде последовательности разнополярных прямоугольных импульсов. Очевидно, что спектр такого напряжения богат высшими гармониками, которые необходимо отфильтровывать, приближая форму выходного напряжения к синусоидальной. Часто для оценки качества выходного напряжения АИН пользуются коэффициентом гармоник по напряжению, равным отношению действующего значения напряжения высших гармоник (квадратному корню из суммы квадратов действующих значений высших гармоник) к полному действующему значению напряжения на нагрузке:

$$K_{гн} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{н(n)}^2}}{U_{н}}. \quad (12.8)$$

Этот коэффициент позволяет судить о совокупности всех гармоник спектра, но не учитывает номера и «веса» присутствующих гармоник. Гармоники более высокого порядка легче отфильтровать, чем гармоники, частоты которых близки к основной.

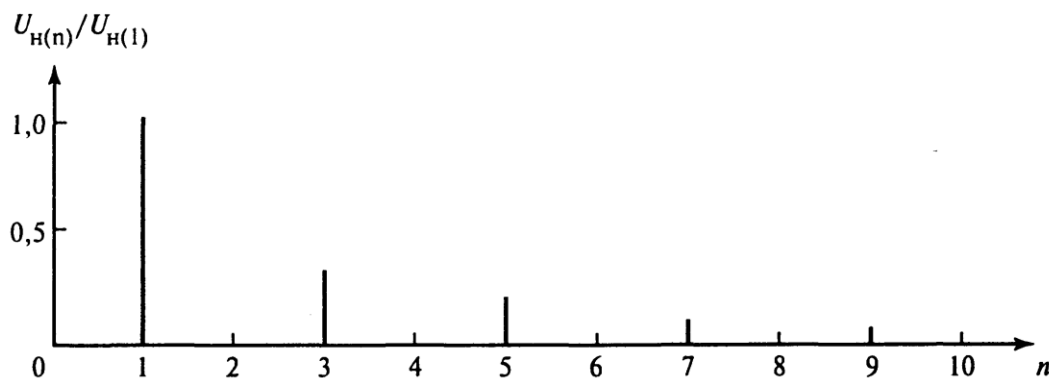


Рис. 12.5

Рассмотрим гармонический состав кривой выходного напряжения однофазного АИН, приведенной на рис. 12.3, а. Разложение этой кривой в ряд Фурье приводит к выражению

$$U_H = \frac{4E_d}{\pi} \left( \cos \omega t + \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \dots + \frac{1}{n} \cos n\omega t \right). \quad (12.9)$$

Из выражения следует, что амплитуда основной гармоники  $U_{H(1)\max} = \frac{4E_d}{\pi}$ , ее действующее значение  $U_{H(1)} = \frac{4E_d}{\pi\sqrt{2}} = 0,9E_d$ . Так как полное действующее значение кривой выходного напряжения рис. 12.3, а  $U_H = E_d$ , коэффициент гармоник такой кривой

$$K_{ги} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{H(n)}^2}}{U_H} = \frac{\sqrt{U_H^2 - U_{H(1)}^2}}{U_H} = \sqrt{1 - 0,9^2} = 0,436. \quad (12.10)$$

Из разложения в ряд Фурье видно, что в кривой напряжения на нагрузке присутствует ряд нечетных гармоник, амплитуды которых в  $n$  раз меньше амплитуды основной гармоники, где  $n$  — номер гармоники.

Так, третья гармоника составляет 33,3 %, пятая — 20 %, седьмая — 14,3 % основной гармоники и т.д. На рис. 12.5 показан спектральный состав такого напряжения.

### 12.3. Регулирование выходного напряжения АИН

Регулировать значение выходного напряжения АИН можно несколькими способами:

- 1) по цепи источника питания;
- 2) по цепи нагрузки;
- 3) внутренними средствами.

Регулирование внутренними средствами имеет несколько видов:

- а) широтно-импульсное регулирование (ШИР);
- б) метод геометрического суммирования;
- в) широтно-импульсная модуляция (ШИМ).

**Регулирование выходного напряжения по цепи источника питания.** В простейшем случае выходное напряжение АИН формируется в виде разнополярных импульсов, амплитуда которых зависит от значения напряжения источника питания. Как было показано выше, действующее значение переменного напряжения в виде меандра равно напряжению источника питания  $E_d$ . Значит, изменяя напряжение  $E_d$ , можно изменять действующее значение выходного напряжения АИН.

Напряжение источника питания можно изменять с помощью управляемого выпрямителя (УВ), если первичным источником служит сеть (рис. 12.6, а), или с помощью специального импульсного регулятора постоянного напряжения (ИРПН). Принцип работы ИРПН рассматривается в последующих главах. Недостаток регулирования напряжения на нагрузке по цепи источника питания заключается в двойном преобразовании энергии: из переменного в регулируемое постоянное (или из постоянного в регулируемое постоянное), а затем уже с использованием АИН получается необходимое значение переменного напряжения.

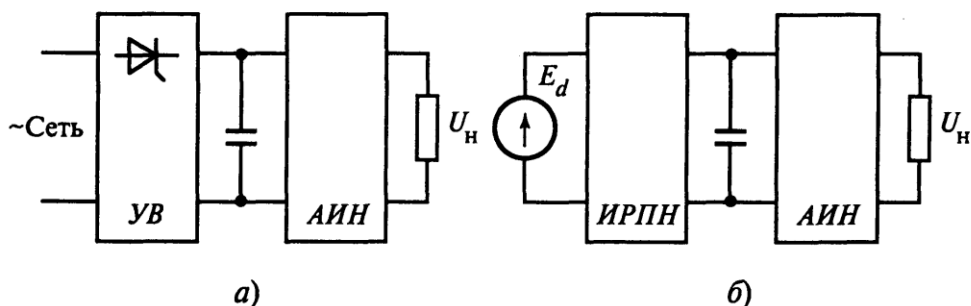


Рис. 12.6

**Регулирование выходного напряжения по цепи нагрузки.** Такое регулирование можно осуществлять с помощью трансформатора, включенного между выходом АИН и нагрузкой (рис. 12.7).

Для переключения нагрузки с одного напряжения на другое требуется время, что ухудшает динамику регулирования и связано с разрывом нагрузки на интервале переключения.

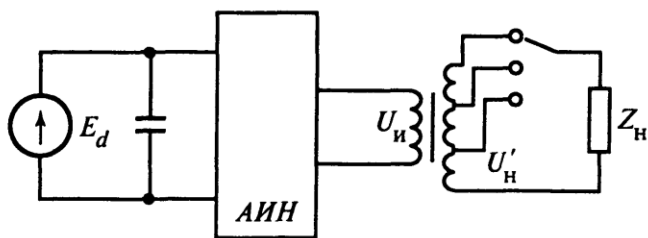


Рис. 12.7

**Регулирование кривой выходного напряжения внутренними средствами.** В этом случае регулирование осуществляют, управляя силовыми ключами таким образом, чтобы изменялась ширина импульсов, формирующих напряжение на нагрузке. Отсюда и название: широтно-импульсное регулирование.

Если передний фронт составляющих импульсов сдвигать на угол  $\alpha$  в сторону отставания, как показано на рис. 12.8 (или задний фронт в сторону опережения, или оба одновременно), то будет уменьшаться длительность составляющих импульсов  $\lambda$ , а значит, будет изменяться действующее значение напряжения на нагрузке

$$U_H = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} E_d^2 d\vartheta} = E_d \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} = E_d \sqrt{\frac{\lambda}{\pi}}. \quad (12.11)$$

Из полученного выражения и из временной диаграммы следует, что максимальное напряжение соответствует нулевому значению угла  $\alpha$ . Очевидно, что выходное напряжение равно нулю при  $\alpha = \pi$ . Регулировочная характеристика, построенная по полученной зависимости, имеет вид, показанный на рис. 12.9. Этот способ регулирования выходного напряжения предпочтителен, так как регулирование напряжения на выходе силового блока осуществляют с помощью системы управления, исключая механические переключения в схеме

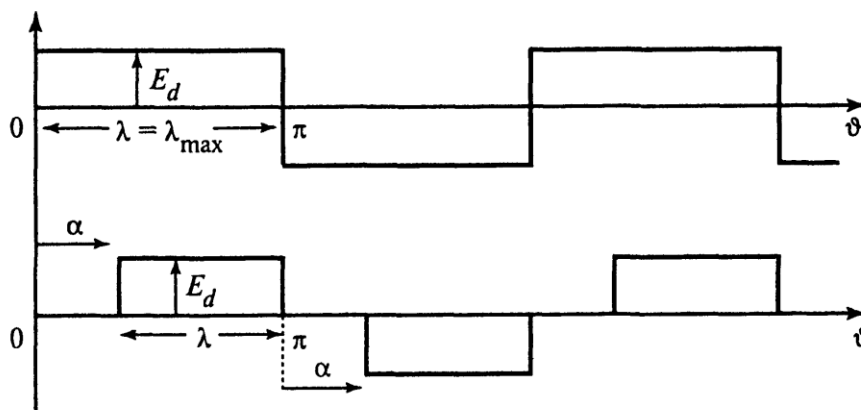


Рис. 12.8

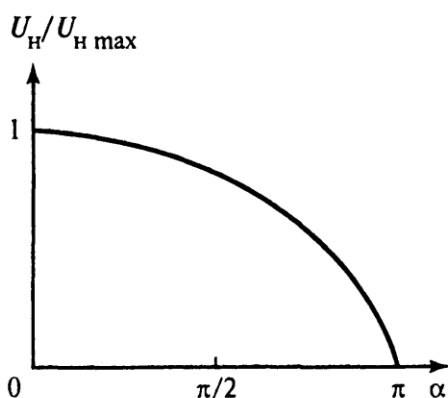


Рис. 12.9

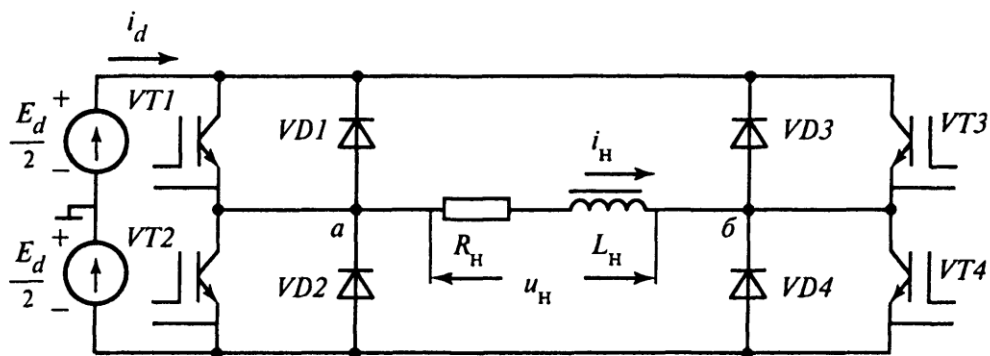


Рис. 12.10

силового блока. Кроме того, существенно повышается динамика (скорость) регулирования выходного напряжения инверторов.

Практически реализовать широтное регулирование выходного напряжения однофазного инвертора можно следующим образом: разобьем источник питания на две равные части, как показано на рис. 12.10, и среднюю точку источника питания примем за нулевой потенциал.

На рис. 12.11, а—г дан алгоритм (порядок) переключения ключей  $K$  в схеме рис. 12.10. Жирной линией показаны временные интервалы, когда система управления обеспечивает возможность открытого состояния управляемых электронных ключей  $VT$  (ключ замкнут). Однако это не значит, что на определенном интервале ток проводит управляемый прибор  $VT$ . На этом интервале ток может проводить шунтирующий его диод. Ключи каждого полумоста (например,  $VT1$  и  $VT2$ ) проводят ток попеременно в течение интервала  $\pi$  (рис. 12.11, а, б). Таков же алгоритм работы ключей  $K3$  и  $K4$  (рис. 12.11, в, г). Регулирование осуществляется путем смещения системы управляющих импульсов одного полумоста относительно другого на угол управления  $\alpha$ .

На рис. 12.11, а—г проиллюстрирован этот сдвиг. Потенциал  $\phi_a$  точки  $a$  (см. рис. 12.10) в схеме принимает положительные и отрицательные значения, равные  $\pm E_d/2$  (рис. 12.11, д). Такие же значения (согласно алгоритму переключения ключей  $K3$  и  $K4$ ), но сдвинутые на угол  $\alpha$ , принимает потенциал  $\phi_b$  точки  $b$  (см. рис. 12.10 и 12.11, е). Напряжение на нагрузке  $u_H = \phi_a - \phi_b$ , построенное как разность временных диаграмм рис. 12.11, д, е, приведено на рис. 12.11, ж.

На приведенных диаграммах видно, что с изменением угла управления  $\alpha$  сдвигаются передние фронты составляющих импульсов, что приводит к изменению длительности этих импульсов,

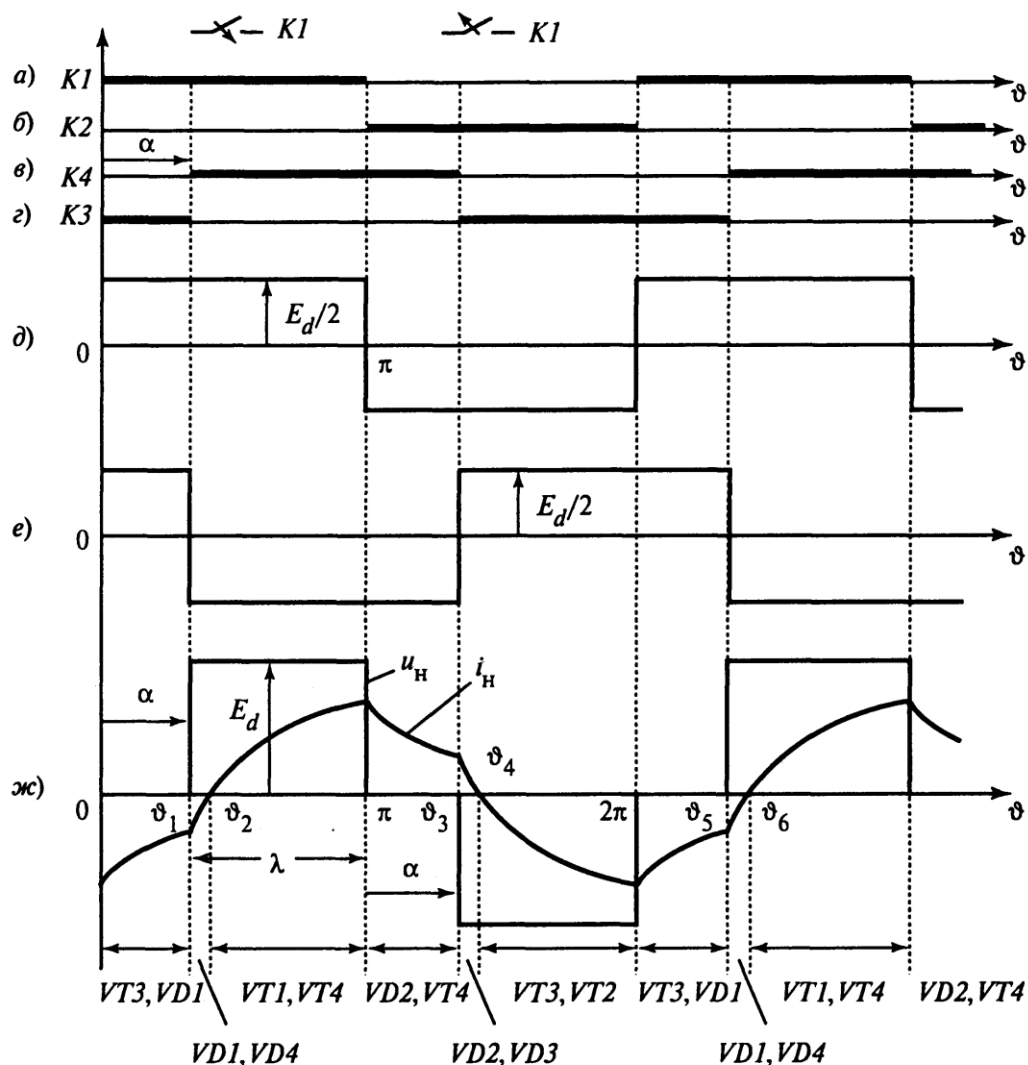


Рис. 12.11

а значит, и к изменению действующего значения напряжения на нагрузке.

Теперь рассмотрим подробнее, какие приборы на различных временных интервалах будут пропускать токи при активно-индуктивной нагрузке и при анализируемом алгоритме переключения вентилей. На рис. 12.11, ж показана форма тока нагрузки при прямоугольном напряжении, у которого длительность составляющих импульсов не равна  $\pi$ . Анализ начнем с момента, соответствующего  $\vartheta_2$ , когда токи и напряжение имеют одинаковые знаки. Согласно алгоритму переключения вентилей (рис. 12.11, а—г) на интервале  $\vartheta_2—\pi$  ток проводят транзисторы  $VT1, VT4$  по контуру: источник питания—транзистор  $VT1$ —нагрузка—транзистор  $VT4$ —источник питания. Ток нарастает по экспоненциальному закону с постоянной времени  $\tau = L_H/R_H$ . На интервале  $\pi—\vartheta_3$  согласно алгоритму ток проводят ключи  $K2$  и  $K4$ . Ток не может скачком изменить свое значение и знак в момент  $\pi$ . Поэтому он продолжает протекать через нагрузку в том

же направлении по контуру: нагрузка— $VT4$ —диод  $VD2$ . Так как транзистор  $VT4$  и диод  $VD2$  подсоединяют нагрузку к одной из шин источника питания, то нагрузка оказывается короткозамкнутой. Ток в нагрузке протекает за счет энергии, запасенной в индуктивности цепи нагрузки, рассеивая энергию в сопротивлении нагрузки, и меняется на этом интервале по закону

$$i_n = i_n(\vartheta = \pi) e^{-\vartheta/\omega\tau}. \quad (12.12)$$

В момент  $\vartheta_3$  создаются условия для пропускания тока ключами  $VT2$  и  $VT3$ , но ток еще не снизился до нуля. Поэтому открываются диоды  $VD2$  и  $VD3$ , ток течет по контуру: нагрузка—диод  $VD3$ , через источник в обратную сторону—диод  $VD2$ . На этапе  $\vartheta_3$ — $\vartheta_4$  энергия, накопленная в индуктивности, возвращается в источник питания, а напряжение на нагрузке меняет знак, так как нагрузка подключена к соответствующим зажимам источника питания через проводящие диоды. В момент времени  $\vartheta_4$  ток нагрузки изменяет свой знак, открываются транзисторы  $VT2$  и  $VT3$ , ток течет по контуру: источник питания—транзистор  $VT3$ —нагрузка—транзистор  $VT2$ —источник питания.

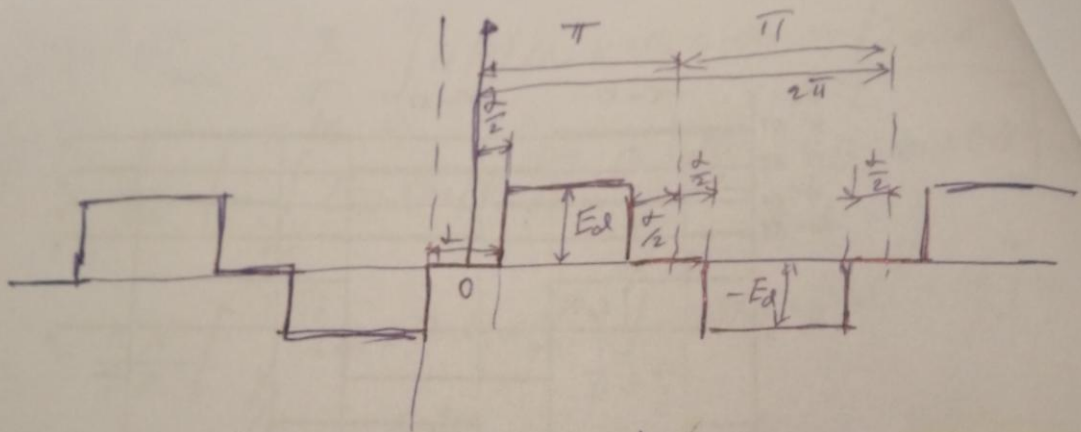
Аналогичным образом на интервале  $2\pi$ — $\vartheta_5$  ток протекает по контуру: нагрузка—транзистор  $VT3$ —диод  $VD1$ . Нагрузка замкнута накоротко, напряжение на нагрузке равно нулю. На интервале  $\vartheta_5$ — $\vartheta_6$ , пока ток нагрузки не снизится до нуля, открываются диоды  $VD1$  и  $VD4$ , напряжение на нагрузке меняет знак, источник питания опять становится приемником электрической энергии. В момент времени  $\vartheta_6$  открываются транзисторы  $VT1$ ,  $VT4$  и процессы повторяются.

Таким образом, изменяя фазовый сдвиг между системами управляющих импульсов двух полумостов однофазной мостовой схемы, можно с помощью системы управления (внутренними средствами) регулировать значение выходного напряжения в АИН.

Очевидно, что изменяя форму (длительность) составляющих импульсов, мы будем изменять и гармонический состав выходного напряжения. При разложении в ряд Фурье кривой напряжения на рис. 12.11, ж приходим к выражению

$$U_n = \frac{4E_d}{n\pi} \sin\left(n\frac{\lambda}{2}\right) (\cos\omega t + \cos 3\omega t - \cos 5\omega t + \dots + \cos n\omega t). \quad (12.13)$$

Из (12.13) следует, что, как и при форме напряжения в виде меандра, в выходном напряжении отсутствуют четные гармоники, а амплитуда нечетных гармоник зависит от длительности составляющего импульса  $\lambda$ . Изменение спектрального состава выходного напряжения АИН при ШИР-регулировании приведено на рис. 12.12.



$$u_H = \sum_{k=1, k\pi}^{\infty} \frac{4Ed}{k\pi} \sin \frac{k\pi}{2} \cdot \sin \frac{k\lambda}{2} \left( \sin k\omega_1 t \right) = \dots$$

$$= \frac{4Ed}{k\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \sin \frac{k\pi}{2} \cdot \sin \frac{k\lambda}{2} \cdot \sin k\omega_1 t =$$

$$= \frac{4Ed}{k\pi} \sin \frac{k\lambda}{2} \left( \sin \omega_1 t - \sin 3\omega_1 t + \sin 5\omega_1 t - \dots \right)$$

---


$$u(t) = u_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \left( u'_{mk} \cos k\omega_1 t + u''_{mk} \sin k\omega_1 t \right)$$


---



$$\begin{aligned}
 \omega_1 = \frac{2\pi}{T} & \Rightarrow \frac{2\pi}{2\pi} = 1 \\
 u''_{unc} &= \frac{2}{T} \int_0^T u(t) \sin k\omega_1 t dt = \left( T=2\pi \right) \\
 &= \frac{2}{2\pi} \left[ \int_{\pi-\frac{\pi}{2}}^{\pi-\frac{\pi}{2}} E_d \sin \left( k \frac{2\pi}{2\pi} \cdot 0 \right) d\theta - \int_{\pi+\frac{\pi}{2}}^{\pi+\frac{\pi}{2}} E_d \sin k\theta d\theta \right] = \\
 &= \frac{E_d}{k\pi} \left[ \int_{\pi-\frac{\pi}{2}}^{\pi-\frac{\pi}{2}} \sin k\theta d(k\theta) - \int_{\pi+\frac{\pi}{2}}^{\pi+\frac{\pi}{2}} \sin k\theta d(k\theta) \right] = \\
 &= \frac{E_d}{k\pi} \left[ \left( -\cos k\theta \right) \Big|_{\pi-\frac{\pi}{2}}^{\pi-\frac{\pi}{2}} - \left( -\cos k\theta \right) \Big|_{\pi+\frac{\pi}{2}}^{\pi+\frac{\pi}{2}} \right] = \\
 &= \frac{E_d}{k\pi} \left\{ -\cos \left[ k \left( \pi - \frac{\pi}{2} \right) \right] + \cos k \cdot \frac{\pi}{2} + \cos \left[ k \left( \pi + \frac{\pi}{2} \right) \right] - \right. \\
 &\quad \left. - \cos \left[ k \left( \pi + \frac{\pi}{2} \right) \right] \right\} = \frac{E_d}{k\pi} \left[ -\cos k\pi \cdot \cos k \frac{\pi}{2} + \right. \\
 &\quad \left. + \cos k \frac{\pi}{2} + \cos 2k\pi \cdot \cos k \frac{\pi}{2} - \cos k\pi \cdot \cos k \frac{\pi}{2} \right] = \\
 &= \frac{E_d}{k\pi} \left( 2 \cos k \frac{\pi}{2} - 2 \cos k\pi \cdot \cos k \frac{\pi}{2} \right) = \\
 &= \frac{2E_d}{k\pi} \cos k \frac{\pi}{2} (1 - \cos k\pi)
 \end{aligned}$$

у нас  $k$  - целое,  $u''_{unc} = 0$

у нас  $k$  - нечетное  $\cos k\pi = -1$

$$u''_{unc} = \frac{4E_d}{k\pi} \cdot \cos k \frac{\pi}{2}$$

$$\lambda = \pi - \alpha \Rightarrow \alpha = \pi - \lambda$$

$$\begin{aligned}
 \cos x \frac{\pi}{2} &= \cos \left( \frac{k\pi}{2} - \frac{k\lambda}{2} \right) = \cos \frac{k\pi}{2} \cdot \cos \frac{k\lambda}{2} + \\
 &+ \sin \frac{k\pi}{2} \cdot \sin \frac{k\lambda}{2} = \sin \frac{k\pi}{2} \cdot \sin \frac{k\lambda}{2}
 \end{aligned}$$

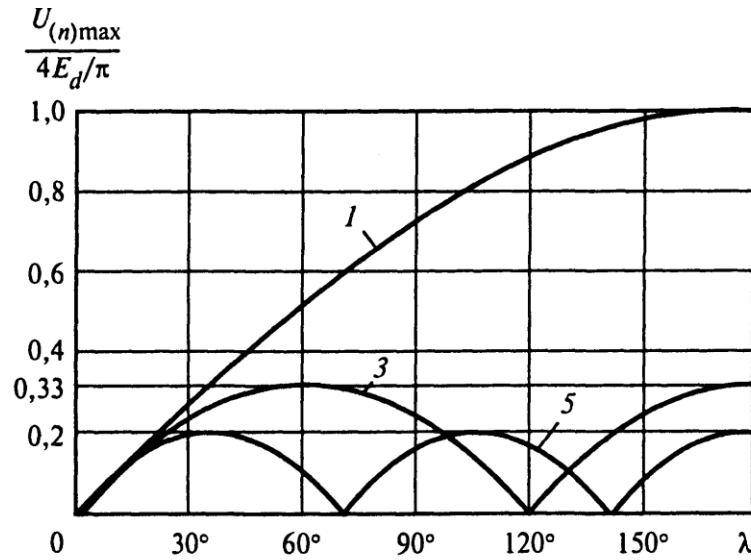


Рис. 12.12

Наиболее сложно отфильтровать третью гармонику, так как она составляет 33 % амплитуды основной гармоники. Однако если выбрать длительность импульса  $\lambda = 120^\circ$ , а напряжение на нагрузке регулировать внешними средствами, то в кривой выходного напряжения будет отсутствовать наиболее весома третья гармоника и выходные фильтры инвертора будут легче. Это один из способов улучшения спектрального состава выходного напряжения.

**Метод геометрического суммирования.** Метод геометрического суммирования очень схож с ШИР-регулированием выходного напряжения АИН. Сущность метода заключается в том, что выходные напряжения двух идентичных инверторных блоков суммируются с помощью двух выходных трансформаторов (или одного общего выходного трансформатора) (рис. 12.13, а).

Инверторные блоки управляются таким образом, что между управляющими импульсами составляющих инверторных блоков создается регулируемый фазовый сдвиг на угол  $\alpha$ , позволяющий изменять амплитуду основной гармоники напряжения на нагрузке. Действительно, напряжение на нагрузке есть геометрическая сумма напряжений вторичных обмоток трансформаторов инверторов.

Векторная диаграмма, иллюстрирующая суммирование гармонических составляющих напряжений инверторов, приведена на рис. 12.13, б. Из векторной диаграммы следует:

$$U_H = U_{\text{вых}1} \cos \frac{\alpha}{2} + U_{\text{вых}2} \cos \frac{\alpha}{2} = 2 U_{\text{вых}} \cos \frac{\alpha}{2}.$$

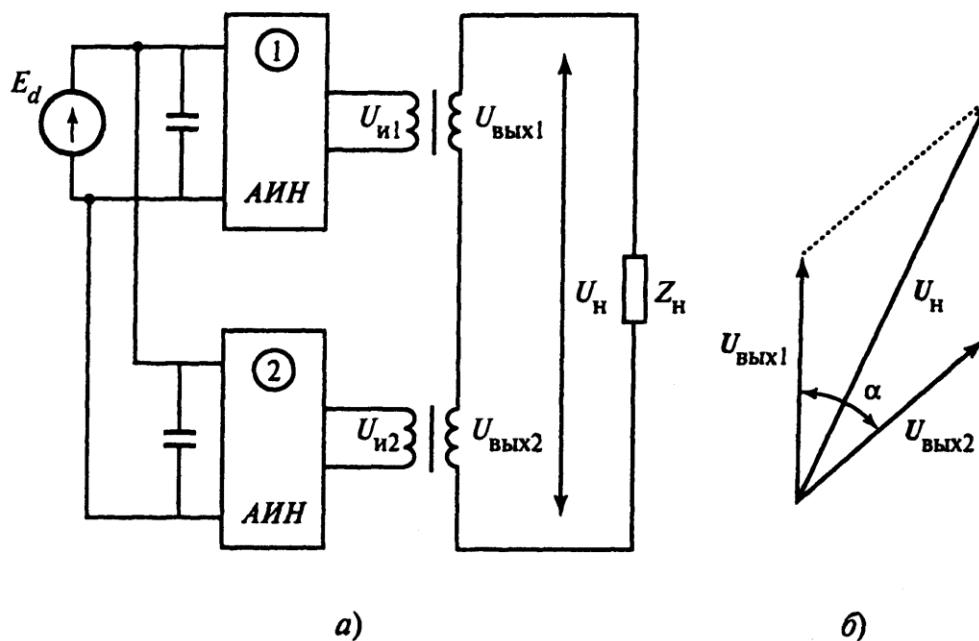


Рис. 12.13

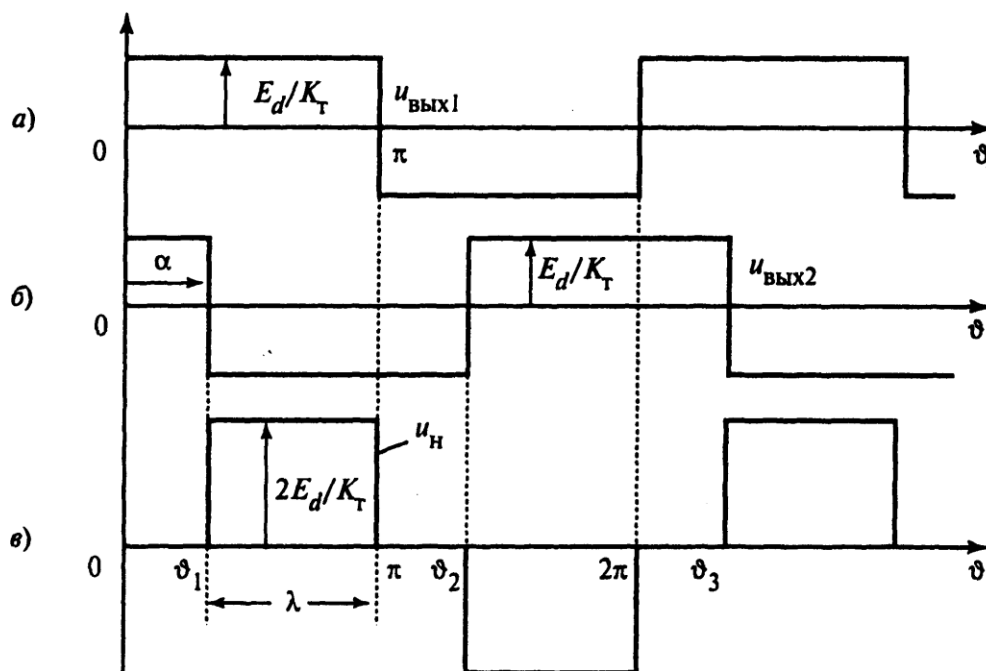


Рис. 12.14

Кривые напряжения на нагрузке как результат сложения выходных напряжений двух инверторов, сдвинутых на угол  $\alpha$ , показаны на рис. 12.14.

Как и при регулировании напряжения нагрузки внутренними средствами, действующее значение напряжения на нагрузке будет определяться выражением

$$U_H = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} E_d^2 d\vartheta} = E_d \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} = E_d \sqrt{\frac{\lambda}{\pi}}. \quad (12.14)$$