

## Автономные инверторы.

Автономным (независимый) инвертором называется преобразователь параметров электрической энергии постоянного тока в энергию переменного тока.

По характеру протекающих в схеме электромагнитных процессов автономные инверторы подразделяются на инверторы тока, инверторы напряжения и резонансные инверторы.

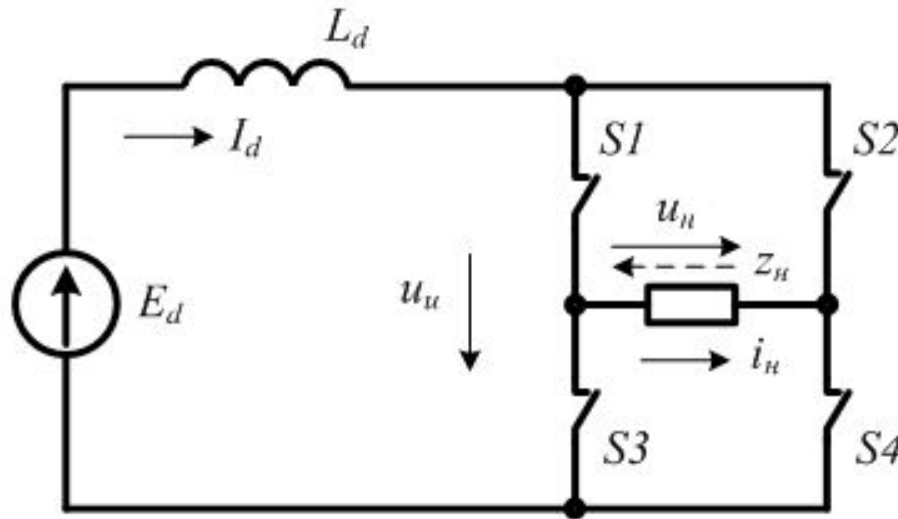
Особенностью схемы инвертора тока является наличие во входной цепи реактора  $L_d$  большой индуктивности, включенной последовательно с источником питания  $E_d$ . При таком большом входном сопротивлении **источник  $E_d$  работает в режиме источника** тока, поэтому такой инвертор называют ***инвертором тока***.

Во входной цепи инвертора напряжения **параллельно источнику  $E_d$**  устанавливают **конденсатор  $C_d$**  большой емкости. Он поддерживает постоянной величину напряжения на входе инвертора, что определяет режим работы источника питания инвертора  $E_d$  как источник напряжения. Поэтому такой инвертор называют ***инвертором напряжения***.

В схеме **резонансного инвертора** нагрузка включена в цепь колебательного LC-контура. Ток в элементах схемы в течение полупериода носит колебательный характер, который определяет форму тока нагрузки. По этой причине этот инвертор получил название *резонансного инвертора*.

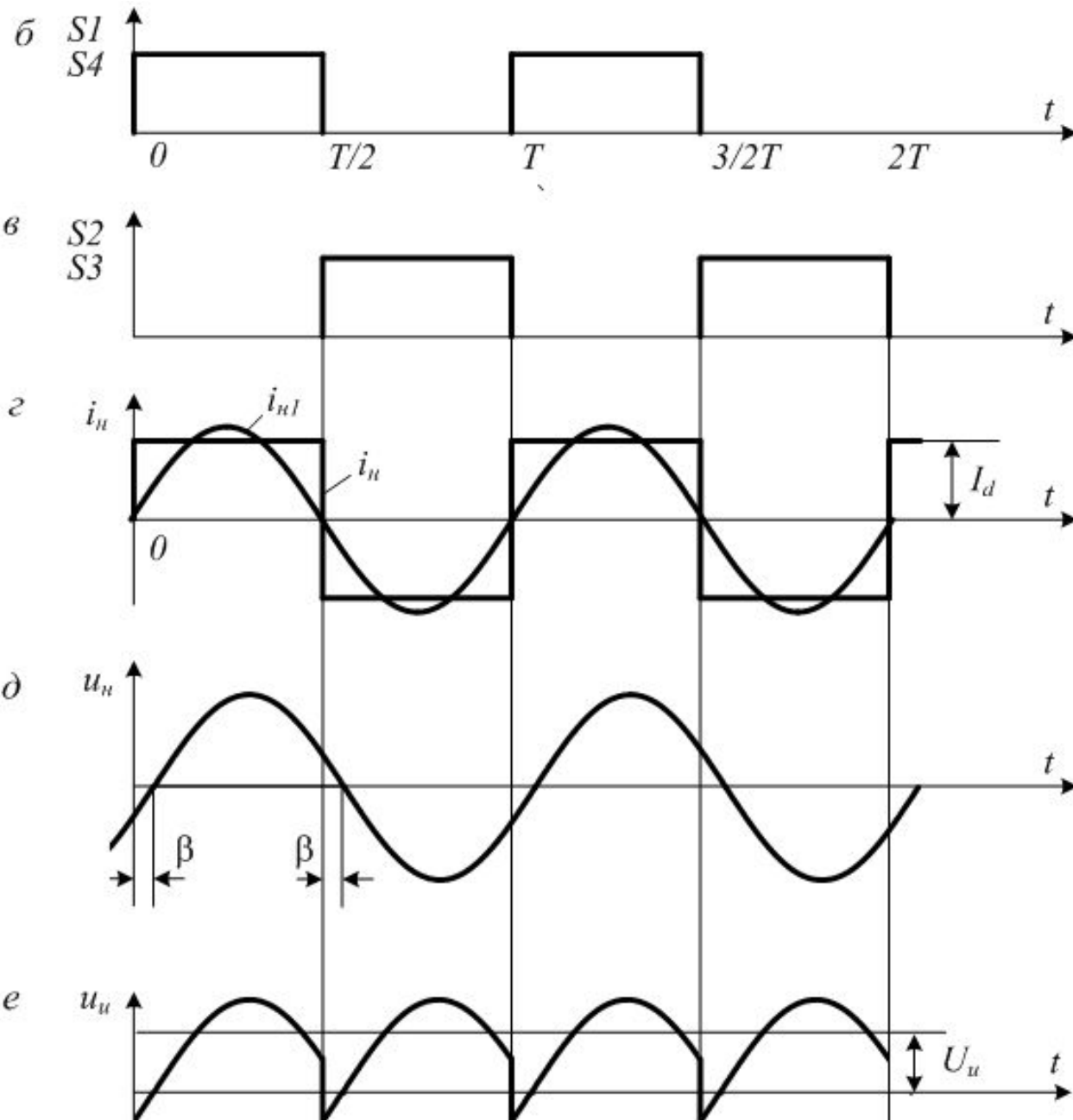
## Автономный инвертор тока.

Схема инвертора имеет вид



Источник напряжения  $E_d$  работает в режиме источника тока, поскольку последовательно с ним включен реактор  $L_d$  с бесконечной величиной индуктивности. В этом случае пульсациями входного тока  $I_d$  можно пренебречь и считать его идеально сглаженным. Переключения в схеме инвертора осуществляются с помощью ключей  $S1-S4$ . Их функция сводится к периодическому изменению направления тока  $i_n$  в цепи нагрузки  $z_n$ .

# Диаграмма работы ключей



При замыкании ключей  $S1, S4$  на интервале  $0 - T/2$  ток нагрузки  $i_H$  протекает от источника  $E_d$  через ключи  $S1, S4$  и сопротивление нагрузки  $z_H$ . Величина и форма этого тока определяются током  $I_d$  источника  $E_d$ , поэтому на этом интервале ток нагрузки  $i_H = I_d$ . Принимаем такое направление тока  $i_H$  **положительным**, ему соответствуют положительные значения ординат этого тока (рисунок **г**).

В момент времени  $t = T/2$  происходит коммутация ключей. Теперь в замкнутом положении на интервале  $T/2 - T$  находится другая пара ключей  $S2, S3$ . При этом направление тока нагрузки  $i_H$ , замыкающегося через входную цепь инвертора и ключи  $S2, S3$ , меняет направление на противоположное, чему соответствуют **отрицательные** значения ординат этого тока (рисунок **г**). Поэтому для этого интервала времени ток нагрузки  $i_H = -I_d$ . Таким образом, переменный по форме ток нагрузки инвертора имеет **прямоугольную форму** с амплитудой  $I_d$ , равной входному току инвертора. **Частота** этого тока **определяется периодом  $T$  замыкания** (размыкания) **ключей** инвертора (рисунок **б, в**).

В прямоугольной форме тока нагрузки  $i_H$  можно выделить первую (основную) гармонику тока  $i_{H1}$  с частотой  $\omega_1 = 2\pi/T$ . Амплитуда этой гармоники для прямоугольной формы тока определяется известным соотношением:

$$I_{1m} = 4I_d/\pi.$$

Поэтому первая гармоническая составляющая тока нагрузки  $i_{H1}$  определяется по формуле

$$i_{H1} = \frac{4}{\pi} I_d \sin \omega_1 t$$

В течение первого полупериода (интервал  $0 - T/2$ ) положительная полуволна напряжения нагрузки  $u_H$  (рисунок **д**) через ключи  $S1, S2$  передается на вход инвертора, поэтому величина и форма напряжения  $u_U$  повторяет напряжение нагрузки  $u_H$ . На втором интервале времени  $T/2 - T$  напряжение нагрузки  $u_U$  имеет преимущественно отрицательные значения. В этой связи вектор напряжения  $u_H$  меняет направление на противоположное. Однако через замкнутые на этом интервале ключи  $S2, S3$  отрицательная полуволна напряжения  $u_H$  поступает на вход инвертора с прежней полярностью. Поэтому во втором полупериоде форма напряжения  $u_U$  имеет ту же полярность, что и на первом интервале. Таким образом, с помощью ключей  $S1-S4$  происходит процесс, подобный процессу выпрямления переменного напряжения. Поэтому в цепи постоянного тока инвертора формируются преимущественно положительные полуволны входного напряжения  $u_U$ . Среднее значение этого напряжения  $U_U$  зависит от величины угла  $\beta$  и определяется для синусоидальной формы напряжения  $u_H$  выражением

$$U_U = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_H \cos\beta$$

где  $U_H$  – действующее значение напряжения на нагрузке.

Если в качестве ключей используются тиристоры, то необходимо принимать меры, обеспечивающие их закрытие. После закрытия тиристора и уменьшения прямого анодного тока до нуля, к нему необходимо прикладывать обратное напряжение в течение интервала времени  $t_\beta$ , превышающего паспортное время выключения тиристора  $t_{выкл}$ . Только в этом случае обеспечивается надежное закрытие тиристоров.

Это реализуется путем **подключения к активно-индуктивной нагрузке  $z_H$  коммутирующего конденсатора  $C_K$**  соответствующей ёмкости. В этом случае напряжение нагрузки  $u_H$ , определяемое напряжением на обкладках конденсатора  $C_K$ , будет отставать на угол  $t_\beta$  от результирующего тока нагрузки, образованного токами активно-индуктивной и емкостной ветвями цепи. Так с помощью коммутирующего конденсатора создается емкостной характер нагрузки, а напряжение на его обкладках обеспечивает в течение заданного времени необходимые потенциальные условия для закрытия тиристоров.

Так как в установившемся режиме на реакторе не может быть постоянного напряжения, то для входной цепи инвертора:

$$U_H = E_d$$

Действующее значение напряжения на нагрузке связано с током нагрузки соотношением

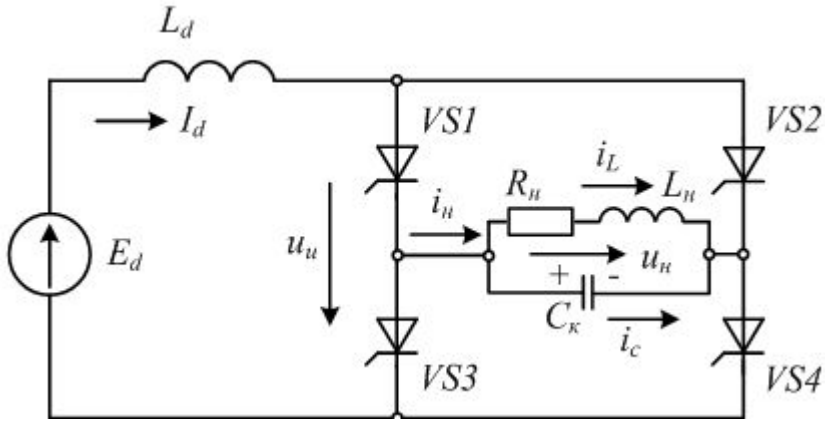
$$U_H = I_H z_H$$

где  $I_H$  – действующее значение тока нагрузки;  $z_H$  – сопротивление цепи нагрузки.

Итак:

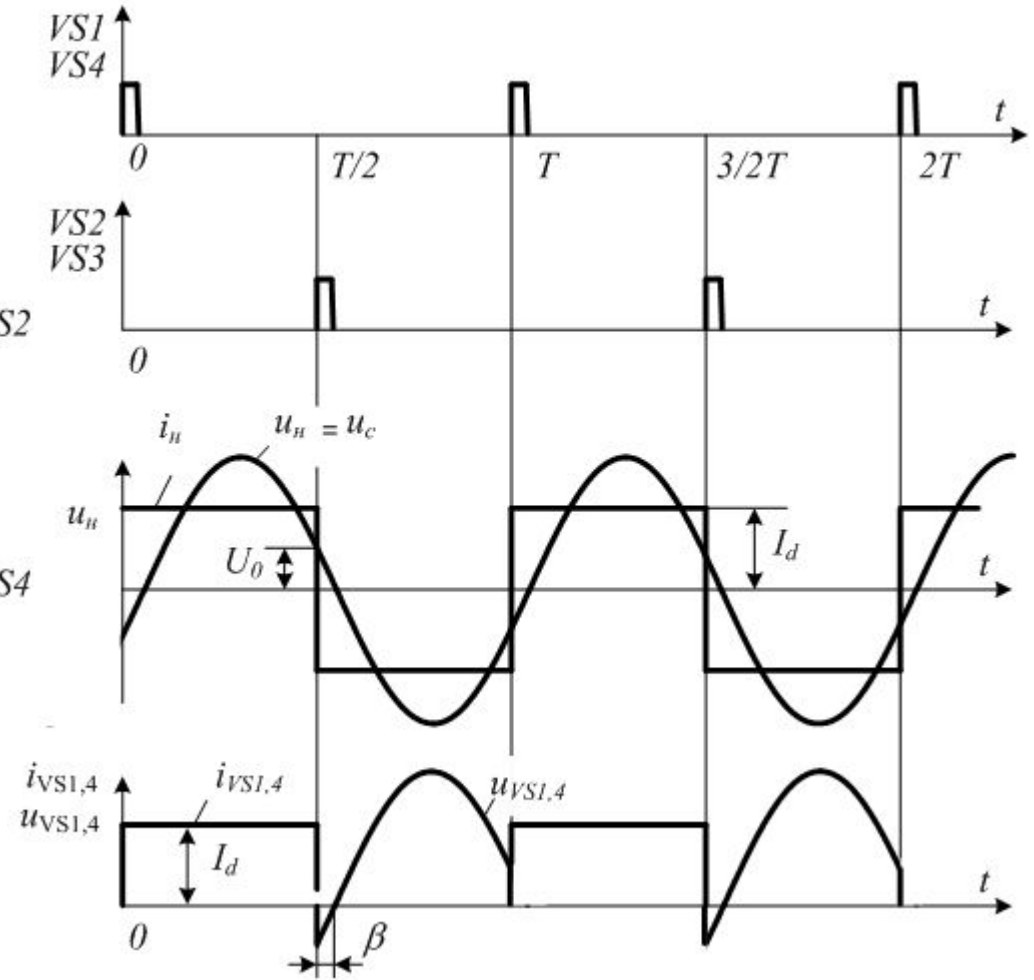
- 1) источник питания инвертора  $E_d$  работает в режиме источника тока, для чего во входную цепь инвертора включают дроссель  $L_d$  с большой индуктивностью;
- 2) эквивалентная нагрузка инвертора тока может иметь только ёмкостной характер;
- 3) коммутирующий конденсатор, подключаемый параллельно цепи нагрузки, обеспечивает запирающие ранее проводивших вентилей и поддерживает в течение некоторого времени отрицательное анодное напряжение тиристора, необходимое для восстановления их управляющих свойств.

# Параллельный инвертор тока



$$i_c = u_n \omega C_k \quad i_L = u_n / \omega L_{\text{ЭКВ}}$$

где  $\omega = 2\pi f = 2\pi \frac{1}{T}$   
е

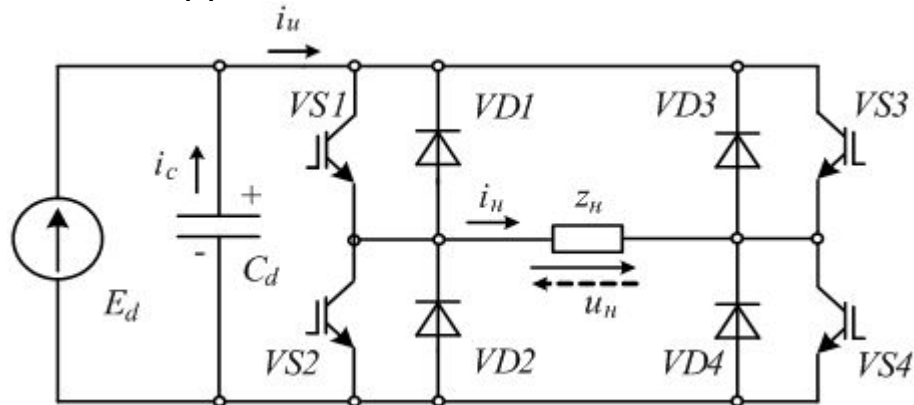


Значение емкости коммутирующего конденсатора  $C_k$ , обеспечивающего опережающий характер тока нагрузки определим из условия  $i_c > i_L$  или  $u_n \omega C_k > u_n / \omega L_{\text{ЭКВ}}$   
Откуда

$$C_k > \frac{1}{\omega^2 L_{\text{ЭКВ}}}$$

## Автономный инвертор напряжения.

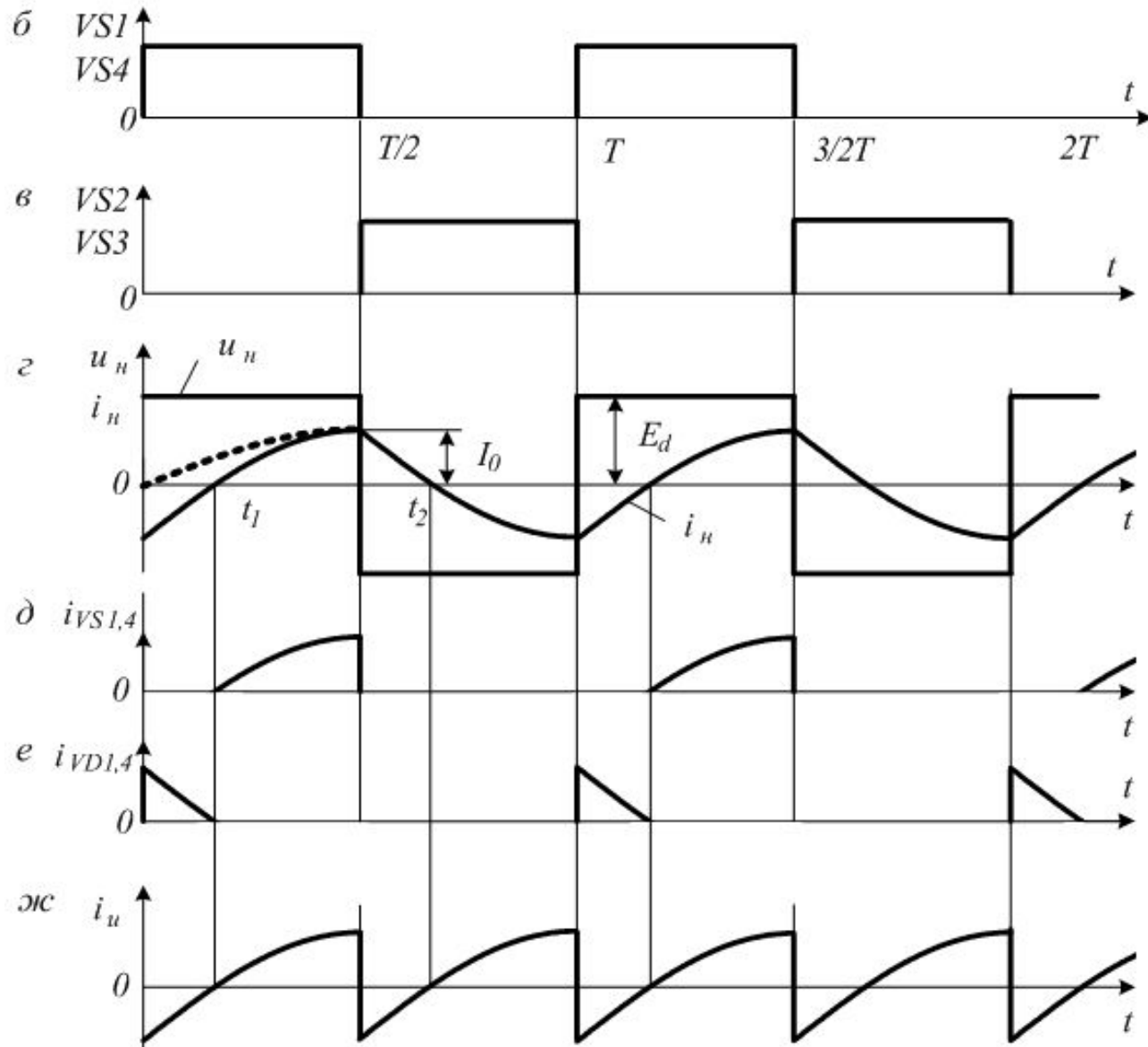
Схема инвертора имеет вид



Управление инвертором напряжения осуществляется путем поочередного включения (выключения) диагональных транзисторов моста. На интервале  $0 - T/2$  через включенные транзисторы  $VS1, VS4$  к нагрузке  $z_H$  прикладывается напряжение источника  $E_d$  и через нее начинает протекать ток нагрузки  $i_H$ . Положительные направления  $u_H$  и  $i_H$  показаны на рисунке **a** сплошными стрелками. На интервале  $T/2 - T$  выключаются транзисторы  $VS1, VS4$ , и нагрузка уже через включенные транзисторы  $VS2, VS3$  подключается к источнику  $E_d$ , при этом полярность напряжения  $u_H$  меняет знак (показана пунктиром на рисунке **a**). В момент  $t = T$  вновь включаются транзисторы  $VS1, VS4$ , после чего процессы в схеме инвертора повторяются. Таким образом, при поочередном переключении транзисторов  $VS1-VS4$  осуществляется формирование напряжения нагрузки, имеющего переменную прямоугольную форму. Амплитуда напряжения  $u_H$  определяется величиной напряжения входного источника  $E_d$ . В прямоугольной форме напряжения  $u_H$  можно выделить первую гармоническую составляющую напряжения, с амплитудой  $u_{H1} = (4/\pi) E_d$



# Диаграмма управления транзисторами



В конце первого интервала работы инвертора:  $0 - T/2$  ток нагрузки возрастает от нуля до величины  $I_0$  (показано пунктиром на рисунке **з**) и имеет положительное направление.

В момент  $t = T/2$  включается очередная пара транзисторов  $VS2, VS3$ , но ток нагрузки  $i_H$  через них протекать не может, поскольку он является обратным для этих транзисторов. Поэтому ток  $i_H$  замыкается через обратные диоды  $VD2$  и  $VD3$  и входную цепь инвертора за счет энергии, запасенной в индуктивности нагрузки. Поскольку в момент времени  $t = T/2$  полярность напряжения нагрузки меняет знак, величина тока нагрузки на интервале  $T/2 - t_2$  уменьшается от  $I_0$  до нуля. После закрытия диодов  $VD2, VD3$  при  $t = t_2$  ток  $i_H$  проводят транзисторы  $VS2, VS3$ , изменяя его направление в цепи нагрузки на противоположное. Аналогичные процессы происходят на последующих интервалах работы инвертора, т.е. в течение одного полупериода его работы ток нагрузки  $i_H$  поочередно замыкается через транзисторы и обратные диоды. Отрицательные ординаты кривой тока нагрузки соответствуют протеканию прямого тока через обратные диоды, кривая тока которых показана в положительной области (рисунок **е**). На рисунке **з** сплошной линией показана кривая тока нагрузки  $i_H$  в установившемся режиме работы. Из анализа электромагнитных процессов можно сделать вывод о том, что для выполнения условия непрерывности протекания тока необходимо обеспечивать на определенных интервалах работы инвертора протекание обратного тока через цепь транзисторов  $VS1-VS4$ , что достигается путем параллельного подключения к ним обратных диодов  $VD1-VD4$ .

На рис. 4.11, д, е показаны диаграммы токов транзисторов  $VS1$ ,  $VS4$  и включенных параллельно им обратных диодов  $VD1$ ,  $VD4$ . Из него следует, что в начале полупериода ток нагрузки протекает через диоды  $VD1, VD4$ , а в конце – через транзисторы  $VS1, VS4$ . При этом совпадение по знаку величин  $u_H$  и  $i_H$  на интервалах проводимости транзисторов соответствует запасанию энергии в цепи нагрузки. Противоположные по знаку напряжение  $u_H$  и ток нагрузки  $i_H$ , замыкающийся через цепь обратных диодов, свидетельствуют о возвращении энергии из цепи нагрузки во входную цепь инвертора.

Входной ток инвертора  $i_U$  определяется величиной тока нагрузки и совпадает с формой  $i_H$  на интервале  $0 - T/2$  и противоположен ему по знаку на интервале  $T/2 - T$ . Ток  $i_U$  является пульсирующим и содержит участки положительных и отрицательных значений тока. Ток инвертора  $i_U$  замыкается через конденсатор фильтра  $C_d$ . Поскольку ток  $i_U$  является переменным, источник напряжения должен обладать двусторонней проводимостью, что обеспечивается путем подключения на входе инвертора конденсатора  $C_d$  большой ёмкости. При малой величине сопротивления конденсатора переменному току обеспечивается шунтирование тока  $i_U$  цепью конденсатора  $C_d$ .

Выясним величину и форму тока нагрузки  $i_H$ . Дифференциальное уравнение для активно-индуктивной нагрузки имеет вид  $L \frac{di_H}{dt} + i_H R_H = \pm E_d$

Общее решение уравнения  $i_H = \pm \frac{E_d}{R_H} + Ae^{-t/\tau}$

где  $\tau = R_H/L_H$  постоянная времени цепи нагрузки.

Постоянная интегрирования  $A$  определяется из амплитудных значений тока  $\pm I_0$  нагрузки в моменты переключения схемы. Для интервала  $0 - T/2, T - 3/2T \dots$

можно записать:

при

Подставив эти значения в уравнение получим:

$$-I_0 = \frac{E_d}{R_H} + A$$

$$I_0 = \frac{E_d}{R_H} + Ae^{-\pi/\tau}$$

Откуда искомое значение  $A$  определяется выражением

$$A = -\frac{2E_d}{R_H(1 + e^{-\pi/\tau})}$$

Тогда

$$i_H = \pm \frac{E_d}{R_H} \left( 1 - \frac{2e^{-t/\tau}}{1 + e^{-T/2\tau}} \right)$$

Таким образом, ток нагрузки  $i_H$  описывается экспоненциальными отрезками кривых с амплитудными значениями:

$$I_0 = \pm \frac{E_d}{R_H} \left( 1 - \frac{2}{1 + e^{-T/2\tau}} \right)$$

на основании изложенного выше можно сделать вывод:

- 1) условие непрерывности протекания тока в цепи инвертора выполняется посредством встречно-параллельного подключения к транзисторам инвертора обратных диодов,
- 2) шунтирование высших гармоник тока инвертора осуществляется конденсатором фильтра  $C_d$ .

## Резонансные инверторы.

В схемном отношении резонансные инверторы напоминают инверторы тока, но в отличие от них на входе имеют индуктивность  $L_d$ , которая образует колебательный контур с коммутирующим конденсатором и индуктивностью нагрузки  $L_n$ .

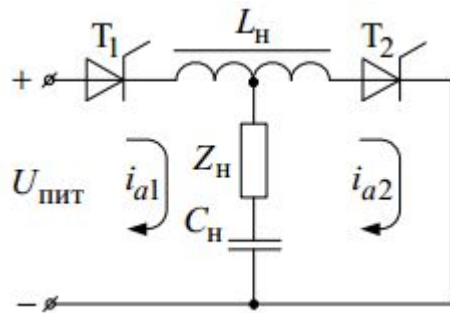
При этом в режиме, близком к резонансному, напряжение и ток нагрузки будут приближаться к синусоидальным. Резонансные инверторы могут выполняться так же, как и инверторы тока, по схеме параллельного, последовательного или последовательно-параллельного инвертора.

Параллельный резонансный инвертор имеет характер основных зависимостей такой же, как и у параллельного инвертора тока, но в резонансном инверторе из-за синусоидальной формы тока нагрузки скорость нарастания токов тиристорov  $di/dt$

значительно ниже. Поэтому выходная частота в резонансном инверторе может быть значительно более высокой.

Особенностью резонансного инвертора является также то, что нагрузка может изменяться лишь в небольших пределах, так как при изменении параметров нагрузки в большом диапазоне может возникнуть режим, приводящий к опрокидыванию инвертора.

Полумостовая схема резонансного инвертора тока имеет вид



Различают три режима работы

1. Режим прерывистых токов, когда  $\omega < \omega_0$  (рис. а).

В этом случае тиристоры восстанавливают

свойства в течение бестоковой паузы  $\theta_1 \dots \theta_2$ . Этот

режим еще называют режимом естественной коммутации, т. к. тиристоры

закрываются за счет естественного спада тока до нуля при колебательном характере перезарядки конденсатора.

2. Гранично-непрерывный режим ( $\omega = \omega_0$ ) (рис. б). В этом случае имеет место

резонансный режим. Поскольку здесь отсутствует бестоковая пауза, то тиристоры

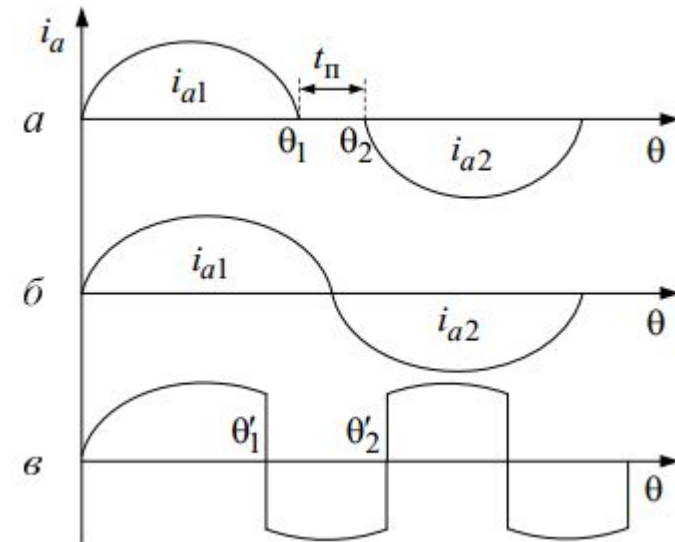
закрываются за счет ЭДС в обмотках коммутирующего дросселя  $L_k$ .

3. Режим непрерывного тока (рис. в). В этом случае  $\omega > \omega_0$  и ток в колебательном

контуре не успевает снизиться до нуля. Коммутация тиристоров так же, как и в

предыдущем случае, осуществляется только за счет ЭДС в обмотках дросселя  $L_k$ . В связи

с этим в последних двух режимах коммутацию тиристоров называют принудительной.



Характеристики основных зависимостей последовательного резонансного инвертора и последовательного инвертора тока также весьма похожи:

- напряжение на нагрузке возрастает с уменьшением  $\cos \varphi_n$  ;
- уменьшение активного сопротивления нагрузки приводит к увеличению входного тока инвертора, напряжения на конденсаторе  $C_k$  и на тиристорах, а также к увеличению времени, предоставленного тиристорам для восстановления управляющих свойств;
- в режиме холостого хода последовательный резонансный инвертор неработоспособен, т. к. угол  $\beta = 0$  , и инвертор опрокидывается. Диапазон изменения сопротивления нагрузки в последовательном резонансном инверторе также ограничен условиями его работоспособности, как и в параллельном резонансном инверторе, но влияние этого сопротивления в обоих инверторах противоположное (было отмечено выше).

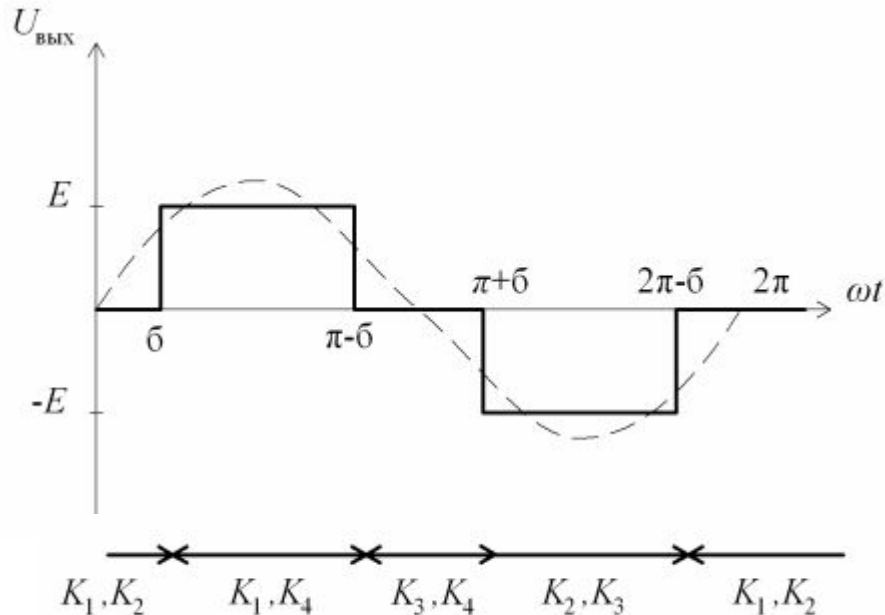
Свойства последовательно-параллельного резонансного инвертора в большой степени зависят от соотношения ёмкостей последовательного и параллельного конденсатора и могут быть приближены либо к свойствам параллельного резонансного инвертора, если превалирует конденсатор, подключенный параллельно нагрузке, либо к свойствам последовательного резонансного инвертора, если превалирует последовательно включённый конденсатор.



Существует большое количество схемных вариантов резонансных инверторов, каждый из которых имеет свои отличительные особенности, достоинства и недостатки, но есть одно свойство резонансных инверторов, обеспечивающее им широкие перспективы применения в различных областях техники. Речь идет о возможности построения на базе резонансных инверторов так называемых «многоячейковых инверторов». Многоячейковые резонансные инверторы применяют, например, тогда, когда необходимо получить выходную частоту, превышающую предельное значение выходной частоты одного инвертора, либо когда нужно получить большую выходную мощность без последовательного или параллельного соединения силовых вентилях. Это достигается благодаря тому, что  $n$  отдельных резонансных инверторов работают на одну и ту же нагрузку либо со сдвигом по фазе на угол  $2\pi/n$ , и тогда частота выходного напряжения на нагрузке будет в  $n$  раз превышать выходную частоту отдельного инвертора, либо их можно включать или параллельно, или последовательно для получения большой мощности в нагрузке.

## Однократная широтно-импульсная модуляция.

При такой модуляции импульсное напряжение содержит только один импульс за половину периода



Такое напряжение получится, если ключи в схеме замыкаются со смещением во времени. Диаграмма, показывающая интервалы замыкания ключей, изображена в нижней части рисунка. С помощью однократной ШИМ можно исключить из

спектра одну из высших гармоник, изменяя угол включения  $\delta$ . Покажем это.

Разложение в ряд Фурье последовательности импульсов на рисунке

показывает, что в сигнале с  $u_{\max}(t) = \sum_{n=1, 3, \dots}^{\infty} U_n \sin(n\omega t)$  тусоиды:

$$u_{\max}(t) = \sum_{n=1, 3, \dots}^{\infty} U_n \sin(n\omega t)$$

Амплитуда n-й  
гармоники

$$U_n = \frac{E_0}{4\pi} \frac{1}{n} \cos(n\delta).$$

Варьируя угол включения  $\delta$ , мы изменяем амплитуды гармоник. Примем, что  $\delta = 30^\circ$ . Тогда амплитуда первой гармоники

$$U_1 = \frac{E_0}{4\pi} \cos(30^\circ) = \frac{E_0}{8\pi},$$

а амплитуда третьей  
гармоники

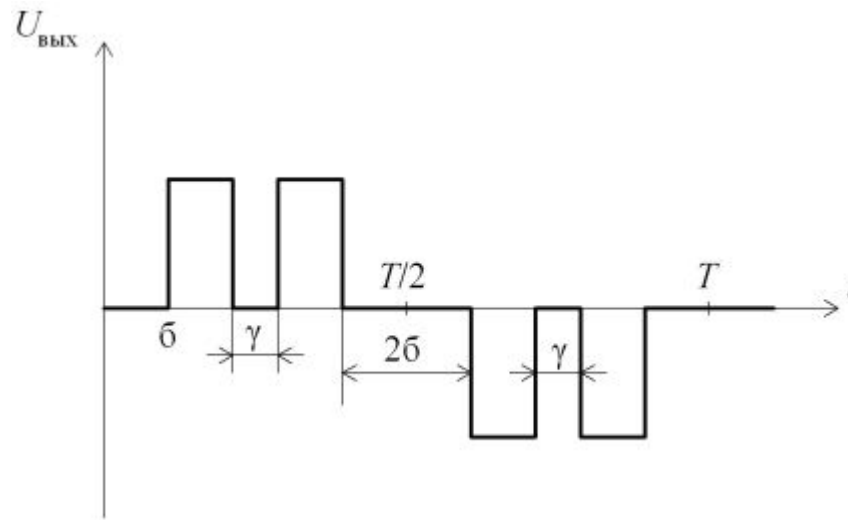
$$U_3 = \frac{E_0}{4\pi} \frac{1}{3} \cos(90^\circ) = 0.$$

**равна  
нулю.**

Можно исключить пятую гармонику, полагая  $\delta = 18^\circ$ . Однако для одновременного исключения третьей и пятой гармоник необходимо сформировать импульсное напряжение более сложной формы.

## Многократная широтно-импульсная модуляция.

В этом случае напряжение представляет серию импульсов за половину периода.



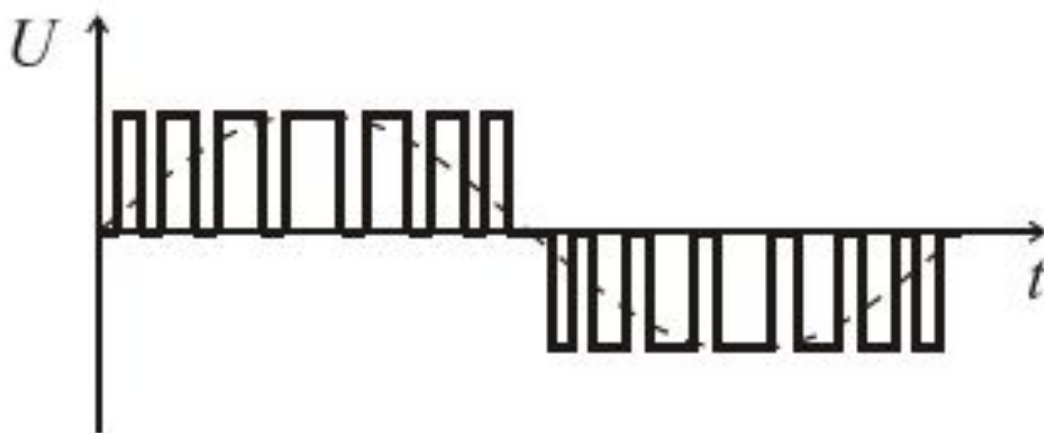
На рисунке показано напряжение, имеющее два импульса одинаковой полярности на полупериоде. Напряжение такой формы позволяет исключить две высших гармоники. Однако это не могут быть одновременно третья и пятая гармоники. Для исключения третьей и пятой гармоник необходимо напряжение, содержащее три импульса на полупериоде.

## Синусоидальная широтно-импульсная модуляция.

Другой способ исключения высших гармоник из спектра заключается в модуляции

длительности импульсов по синусоидальному закону. Такой способ эффективен при большом числе импульсов на полупериоде основной гармоники.

Форма сигналов широтно-импульсного модулятора показана на рисунке.



В течение полупериода цикла преобразования длительность центрального импульса максимальна, а длительность крайних импульсов уменьшается. Такой тип ШИМ называется асимметричным, т.к. длительности управляющих импульсов неодинаковы. Высшие гармонические составляющие в выходном напряжении такого инвертора будут меньше, чем при симметричной широтно-импульсной модуляции.

## Выводы.

1. Инверторы – устройства, предназначенные для преобразования постоянного тока в переменный с регулируемым напряжением и частотой.
2. Работа инвертора основана на том, что ток в ветвях периодически прерывается с помощью вентилях. В качестве вентилях используют тиристоры, МОП-транзисторы, биполярные транзисторы с изолированным затвором.
3. Зависимые инверторы (инверторы, ведомые сетью) требуют наличия внешних источников переменного напряжения.
4. Независимые (автономные) инверторы не требуют внешних источников. Переменное напряжение нужной частоты создается самим инвертором.
5. Наибольшее влияние на форму выходного напряжения оказывают гармоники с номерами  $n=3,5$ . Напряжение с уменьшенным содержанием высших гармоник можно получить с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ).
6. Выходное напряжение инвертора с ШИМ имеет полуволновую симметрию, поэтому четные гармоники в спектре напряжения отсутствуют.