

## НЕЗАВИСИМЫЙ ИНВЕРТОР С АВТОНОМНЫМ УЗЛОМ КОММУТАЦИИ ДЛЯ ПИТАНИЯ СИНХРОННО-РЕАКТИВНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Ю. М. АЧКАСОВ, Б. А. ЗАХАРОВ

(Представлена научно-техническим семинаром НИИ АЭМ при ТПИ)

Одной из основных областей применения статических инверторов является привод с синхронными двигателями, в которых требуется точное регулирование скорости в определенном диапазоне. Такие приводы необходимы для геофизической аппаратуры, сейсмических станций, телеграфных аппаратов, киноаппаратуры и др. Для сохранения перегрузочной способности двигателей необходимо регулировать питающее напряжение пропорционально частоте. Тиристорные инверторы позволяют получить выходное напряжение с частотой, определяемой точностью кварцевого генератора. Для указанных приводов схема управления инвертором должна обеспечивать поддержание постоянства отношения напряжения к частоте при изменении тока нагрузки от нуля до максимально допустимого значения при любом значении коэффициента мощности нагрузки. На рис. 1 приведена схема силовой части и принципиальная электрическая схема управления независимым инвертором с автономным узлом коммутации.

В этой схеме заданное значение частоты с высокой точностью формируется инвертором на тиристорах УВ1, УВ2, УВ3 и трансформаторе ТРЗ, под воздействием сигналов управления, поступающих от высокостабильного кварцевого генератора КГ. Заданное среднее значение выходного напряжения поддерживается способом широтной стабилизации (ШС) согласно формуле (1).

$$U_c = 2n\alpha U_{1\min} \cdot \gamma, \quad (1)$$

где

$n = \frac{w_2}{w_1}$  — коэффициент трансформации силового трансформатора инвертора;

$\alpha$  — коэффициент возрастания напряжения при изменении питающего напряжения  $U_1$ , текущее значение которого равно  $\alpha U_{1\min}$ .

Минимальное значение  $\alpha_{\min} = 1$ , так как максимальное значение

$$\alpha_{\max} = \frac{U_{1\max}}{U_{1\min}}$$

Коэффициент заполнения

$$\gamma = \frac{t_u}{T} = \frac{1}{2\alpha},$$

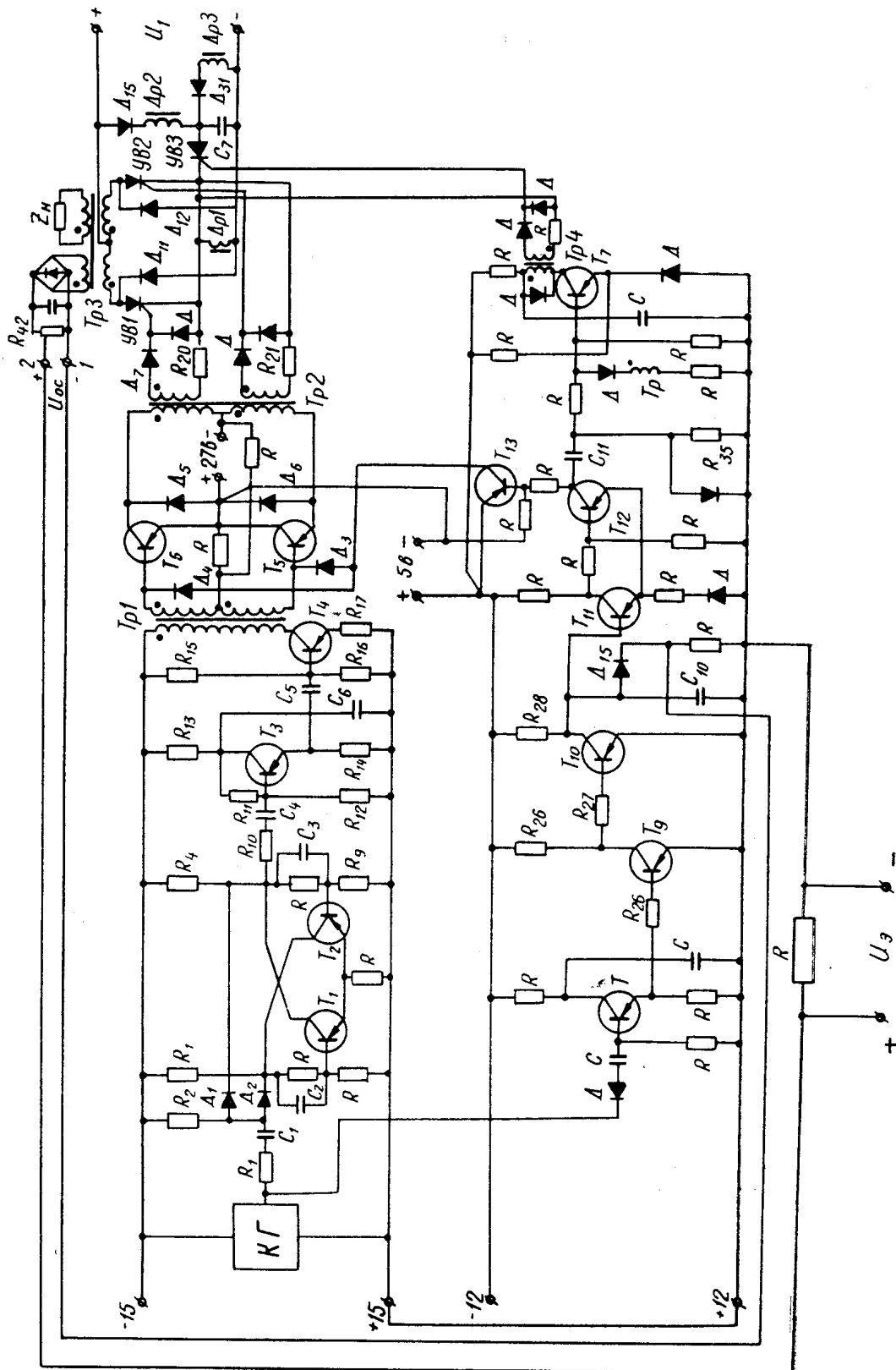


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема независимого инвертора с автономным узлом коммутации

где

$t_n$  — длительность импульса,  
 $T$  — период следования импульсов.

Эффективное значение прямоугольного напряжения определяется по формуле:

$$U_{\text{эфф}\cdot n} = n\alpha U_{1\text{min}} \sqrt{2\gamma} ;$$

а эффективное значение первой гармоники

$$U_{\text{эфф}1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot n\alpha U_{1\text{min}} \sin\pi\gamma .$$

Схема управления ШС построена по вертикальному методу управления и обеспечивает модуляцию ширины импульсов перемещением заднего фронта.

Такой инвертор сочетает в себе преобразователь и регулятор выходного напряжения одновременно, что является преимуществом по сравнению с непрерывным регулированием напряжения при помощи управляемого выпрямителя с силовым фильтром на входе инвертора.

Автономный коммутирующий узел (дроссели — ДР1, ДР2, ДР3, диоды — Д15, Д31, коммутирующая емкость  $c_1$  и тиристор УВ3) выполнен по схеме с непосредственным перезарядом коммутирующего конденсатора, что обеспечивает саморегулирование величины коммутирующего напряжения в зависимости от тока нагрузки и устраняет явление «раскачки» зарядного контура [2]. Нагрузкой инвертора является трехфазный синхронный реактивный двигатель, включенный по схеме однофазного питания.

Работа схемы управления иллюстрируется временной диаграммой, приведенной на рис. 2.

Входное напряжение  $U_1$  прямоугольной формы частотой 100 гц с делителя частоты кварцевого генератора (рис. 2, а) поступает через дифференцирующую цепь  $C_1R_2$  на триггер с автосмещением (транзисторы  $T_1 T_2$ ) и одновременно через эмиттерный повторитель (транзистор  $T_8$ ) и фазоинверсный усилитель (транзистор  $T_9$ ) управляет работой генератора пилообразного напряжения (ГПН) на транзисторе  $T_{10}$ . От каждого положительного дифференцированного импульса триггер опрокидывается и поэтому выходное напряжение с него имеет частоту в два раза меньшую 50 гц (рис. 2, б). Выходное напряжение с триггера через эмиттерный повторитель ( $T_3$ ) подается на вход усилителя прямоугольного напряжения (транзистор  $T_4$ ), нагрузкой которого является первичная обмотка трансформатора ТР1. С выходных обмоток трансформатора ТР1 снимаются двухполярные импульсы (рис. 2, в), управляющие работой модулятора длительности импульсов (МДИ), выполненного на транзисторах  $T_5, T_6$  и трансформаторе ТР2. С выходных обмоток трансформатора ТР2 положительные импульсы подаются на управляющие электроды рабочих тиристоров инвертора УВ1, УВ2 (рис. 2, д). Длительность управляющих импульсов регулируется схемой сравнения, выполненной на триггере Шмитта (транзисторы  $T_{11}, T_{12}$ ) и транзисторном ключе  $T_{13}$ .

На вход схемы сравнения подается напряжение управления ( $I_y$ ), равное разности выпрямленного напряжения обратной связи ( $I_{oc}$ ), снимаемого с дополнительной обмотки силового трансформатора инвертора (рис. 2, ж) и эталонного ( $I_э$ ), т. е.  $I_y = I_{oc} - I_э$ .

Напряжение генератора пилы, снимаемое с конденсатора  $C_{10}$  ( $I_n$ ) суммируется с напряжением управления. Сумма напряжений  $I_y + I_n$  сравнивается с напряжением срабатывания триггера Шмитта  $I_{cp}$ . При условии  $I_y + I_n > I_{cp}$  происходит опрокидывание триггера в другое устойчивое состояние. При отрицательной полуволне напряжения на входе транзистора  $T_{10}$  он открыт, и напряжение на входе триггера Шмитта

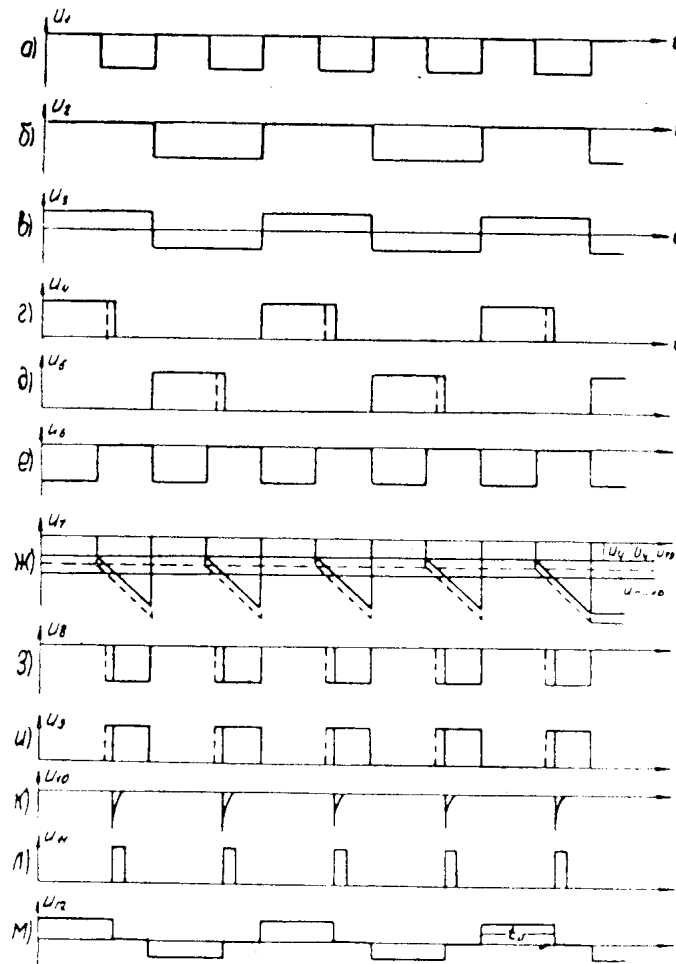


Рис. 2. Временные диаграммы схемы управления инвертором.

равно нулю. Триггер с эмиттерной связью находится в таком состоянии, что через транзистор  $T_{12}$  протекает коллекторный ток, который запирает транзисторный ключ  $T_{13}$ . При отсутствии входного импульса транзистор  $T_{10}$  заперт положительным смещением через транзистор  $T_9$  и резистор  $R_{27}$ , конденсатор  $C_{10}$  начинает заряжаться от суммы напряжений управление и напряжения питания ГПН. Внутреннее сопротивление первого источника мало, поэтому конденсатор  $C_{10}$  почти мгновенно заряжается до уровня  $U_y$ , т. е. формируется ступенька пилообразного напряжения. Дальше конденсатор  $C_{10}$  заряжается с постоянной времени  $\tau = R_{28} \cdot C_{10}$ , источник напряжения  $U_y$  от схемы отключается диодом  $D_{15}$ , к которому прикладывается обратное напряжение.

При достижении напряжения на конденсаторе  $C_{10}$  порога срабатывания  $U_{ср}$  триггер опрокидывается в другое устойчивое состояние, транзисторный ключ  $T_{13}$  открывается током, определяемым сопротивлением  $R_{41}$ , и к базам транзисторов МДИ  $T_5, T_6$  через диоды  $D_3, D_4$  прикладывается напряжение смещения  $+5в$ , относительно их эмиттеров, что приводит к запирающему открытого в это время транзистора  $T_5$  (или  $T_6$ ) и, следовательно, к снятию сигнала управления с управляющего электрода открытого в это время рабочего тиристора УВ1 (или УВ2). Форма напряжения на базе и коллекторе транзистора  $T_{13}$  показана на рис. 2, з и 2, и. Одновременно выходной импульс с выхода триггера Шмитта, проинтегрированный по цепи  $C_{11}, R_{35}$  (рис. 2, к), запускает ждущий блокинг-

генератор на транзисторе  $T_7$ , с выходной обмотки которого поступает короткий импульс напряжения на управляющий электрод гасящего тиристора УВ-3 (рис. 2, л).

Таким образом, одновременно со снятием управляющего импульса с открытого рабочего тиристора подается отпирающий импульс на гасящий тиристор. Он отпирается и благодаря процессу коммутации происходит гашение рабочего тиристора в нужный момент времени. При изменении нагрузки на инвертор будет изменяться напряжение управления (рис. 2, ж), что приведет к изменению длительности полуволн выходных импульсов напряжения инвертора (рис. 2, м) и, следовательно, поддержанию заданного уровня напряжения. Схема управления обеспечивает диапазон изменения длительности импульса выходного напряжения от 90 до 180 электрических градусов.

При помощи потенциометра  $R_{42}$  устанавливается напряжение управления такой величины, чтобы длительность полуволн выходного напряжения в установившемся режиме была 120 электрических градусов. Выходное напряжение такой формы не содержит четных гармоник, третьей и ей кратных, что облегчает фильтрацию высших гармонических выходного напряжения.

Однако при изменении питающего напряжения или нагрузки на валу двигателя длительность импульса выходного напряжения будет изменяться, что вызовет изменение состава низкочастотных гармоник. Влияние всех гармоник можно учесть коэффициентом нелинейных искажений, который для широтного способа регулирования определяется по выражению [3]

$$K_{\text{НИ}} = \sqrt{\frac{\pi^2 \beta}{4} \cdot \frac{1}{1 - \cos \pi \beta} - 1},$$

где

$\beta = \frac{2t_u}{T}$  — относительный угол регулирования, а зависимость  $K_{\text{НИ}}$  от

относительного угла регулирования приведена в [4], где показано, что  $K_{\text{НИ}}$  принимает минимальное значение при  $\beta = 0,76$ , равное 0,28.

В данном случае при  $t_u = \frac{T}{3}$   $\beta = 0,66$ , что соответствует  $K_{\text{НИ}} = 0,31$ .

При изменении  $t_u$  от  $\frac{T}{4}$  до  $\frac{T}{3}$  и  $\frac{T}{3}$  до  $\frac{T}{2}$  коэффициент нелинейных искажений изменяется от 0,31 до 0,5, что показывает целесообразность применения широтного способа регулирования.

Разработанная схема управления выполнена в секторе автоматизации процессов поиска нефти и газа НИИ АЭМ и обеспечивает безынерционное и достаточно надежное управление инвертором.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. А. Г. Гонцов. Стабилизированные параллельные инверторы напряжения. «Электротехника», 1969, № 10.
2. А. И. Зайцев, М. А. Житков. Устройство принудительной коммутации тиристором с непосредственным перезарядом коммутирующего конденсатора. Доклады VI научно-технической конференции по вопросам автоматизации производства. Изд-во Томского государственного университета, 1969.
3. С. И. Королев и др. Низкочастотный преобразователь для питания ЭДВ. Доклады VI научно-технической конференции по вопросам автоматизации производства. Т. 2. Изд-во Томского государственного университета, 1969.
4. А. М. Азаров и др. Гармонический состав импульсного напряжения инвертора. Там же.