

СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ СТАБИЛИЗИРОВАННЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ПИТАНИЯ НЕСТАНДАРТНОЙ ЧАСТОТЫ

М. А. ЖИТКОВ, А. К. ЛУЗГИНОВ, А. Ю. РОЖДЕСТВЕНСКИЙ

(Представлена научно-техническим семинаром НИИ АЭМ)

В последнее время возникла необходимость разработки вторичных источников питания нестандартной частоты, в качестве которых используются статические преобразователи. Наибольшее применение для таких целей нашли автономные инверторы, позволяющие совместить функции инвертирования и регулирования напряжения в одном устройстве.

Во многих случаях требуется обеспечить регулирование или, как частный случай этого, стабилизацию выходного напряжения, что вызывает необходимость разработок соответствующих схем управления.

Наиболее простым способом регулирования выходного напряжения инвертора является «регулирование по длительности». Требования, предъявляемые к схемам управления подобными инверторами, определяются видом силовой части, выходной мощностью и характером нагрузки. Одним из основных является также требование стабильности фазы выходного напряжения.

Реализация способа «регулирование по длительности» связана с использованием модуляторов развертывающего типа [1]. Исходя из требований к стабильности фазы выходного напряжения инвертора развертывающая функция должна быть симметричной треугольной или синусоидальной, знакопеременной. Необходимо отметить, что получение симметричной треугольной развертывающей функции высокой линейности вызывает затруднение, поэтому предпочтительней получение синусоидальной развертывающей функции с помощью резонансных контуров. Кроме того, схема управления должна удовлетворять общепринятым требованиям, включающим высокий коэффициент усиления, крутые фронты управляющих сигналов и их строгую симметрию, широкий диапазон регулирования скважности сигналов управления.

Возможные варианты построения схем управления, удовлетворяющих данным требованиям, можно свести к двум структурным схемам, которые представлены на рис. 1 и 2, где

- Ф — формирователь развертывающей функции,
- СС, СС₁, СС₂ — схемы сравнения,
- БПК — блок полуволновой коммутации,
- У — двухтактный усилитель мощности,
- И — инвертор.

Основным отличием этих схем является разное количество каналов сравнения. При наличии двух каналов сравнения рис. 1 из-за разброса номиналов элементов схемы, а также изменения параметров полупроводниковых приборов в процессе работы под воздействием различных факто-

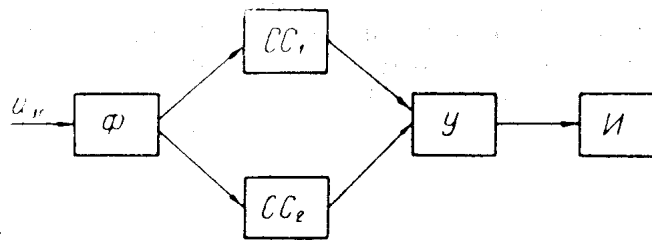


Рис. 1

ров (тепла, времени и т. д.), появляется несимметрия сигналов, приводящая к появлению четных гармоник в выходном напряжении инвертора.

Эта несимметрия усугубляется еще тем, что наличие постоянной составляющей в трансформаторе двухтактного усилителя приводит к появлению всплесков э. д. с. самоиндукции, вызывающих ложное включение тиристоров.

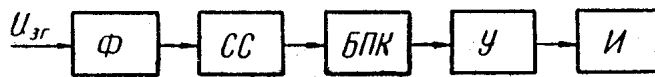


Рис. 2

С учетом отмеченных недостатков в лаборатории преобразователей НИИ АЭМ была разработана схема управления, соответствующая структурной схеме на рис. 2.

Симметрия сигналов управления достигается использованием одной схемы сравнения и последующим временным разделением сигналов на два канала с помощью блока полуволновой коммутации. Силовой частью преобразователя являлся инвертор с последовательной коммутацией [2].

Одним из вариантов системы управления по структурной схеме рис. 2 является схема, представленная на рис. 3.

Здесь формирователь развертывающей функции представляет из себя интегрирующую цепь RC_1 . Схема сравнения собрана на транзисторах $T_1—T_3$, стабилитроне D_1 и потенциометре R_2 . В блок полуволновой коммутации входят две схемы совпадения на диодах D_2D_3 и D_4D_5 и триггер со счетным входом на транзисторах T_4T_5 .

Усилитель собран по обычной схеме на транзисторах T_6T_8 и T_7T_9 .

Схема формирования вспомогательных импульсов для запуска контура коммутации инвертора собрана на транзисторах $T_{10}—T_{12}$.

Временные диаграммы работы представлены на рис. 4.

Схема работает следующим образом. На Φ поступают сигналы прямоугольной формы с задающего генератора с частотой f . Сформированное треугольное напряжение сравнивается с постоянным напряжением U_y , задаваемым потенциометром R_2 . Разность этих сигналов, выделенная стабилитроном D_1 , усиливается триодами T_1, T_2T_3 .

Прямоугольные импульсы, снимаемые с коллектора T_3 и регулируемые по ширине, подаются на две схемы совпадений с сигналами триггера. Частота импульсов триггера равна $f/2$. В результате временной селекции с сопротивлений R_{10}, R_{11} снимаются импульсы управления, сдвинутые по фазе на 180° . Эти импульсы управляют двухтактным усилителем мощности. Для надежного запираания триодов оконечного каскада вводится напряжение смещения, снимаемое с цепи, образованной диодами $D_8 D_9$.

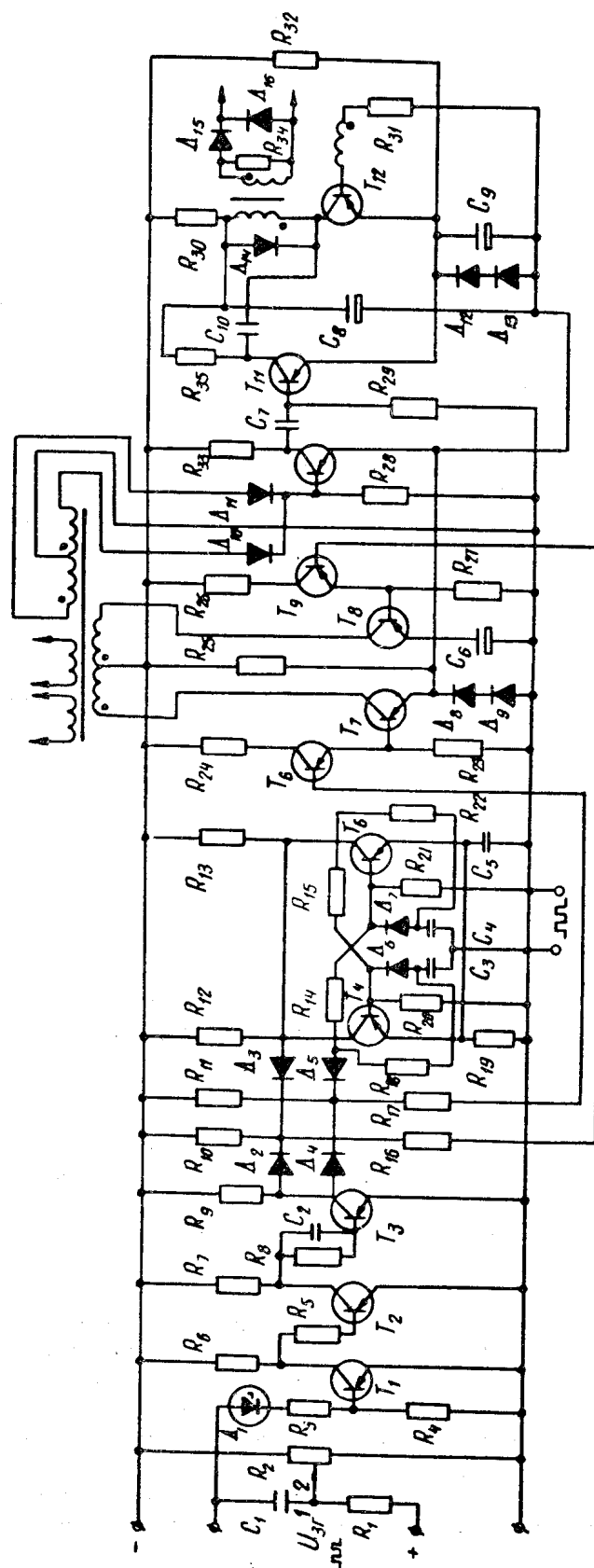


Рис. 3

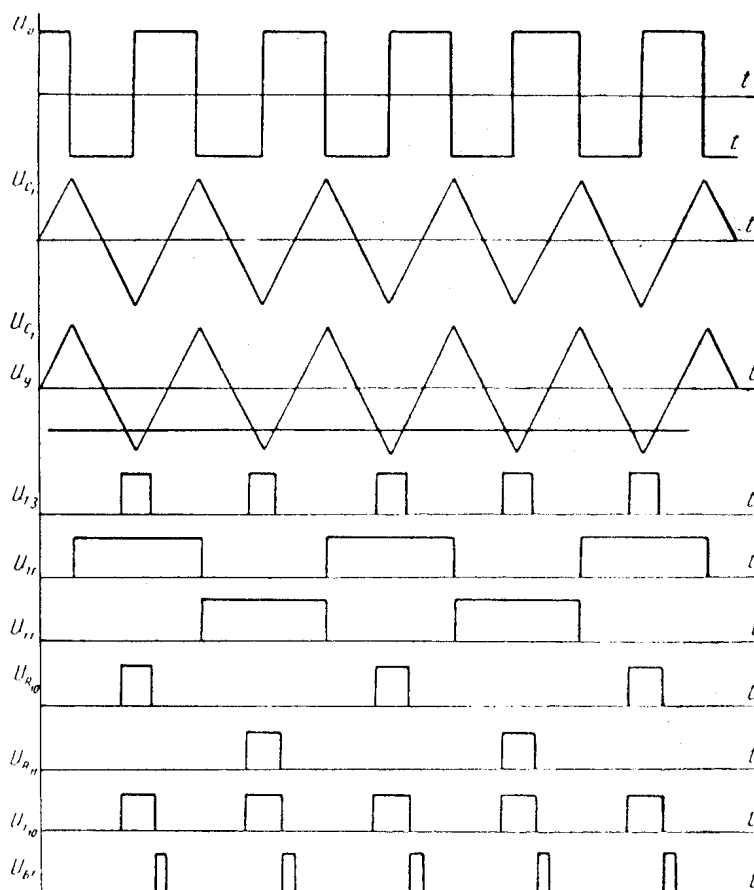


Рис. 4

Выходные импульсы двухтактного усилителя мощности подаются на управляющие электроды силовых тиристоров и на вход усилителя, собранного на транзисторе T_{10} . Усиленные сигналы дифференцируются с помощью цепи $C_8 R_{31}$ и подаются на вход усилителя на транзисторе T_{11} , который синхронизирует работу ждущего блокинг-генератора по заднему фронту импульса управления. Повышенная помехозащищенность блокинг-генератора обеспечивается за счет запуска по коллектору и использования дополнительного смещения, снимаемого с диодов D_{12} D_{13} .

Регулировка выходного напряжения преобразователя осуществляется изменением U_y , задаваемого потенциометром P_2 . Для стабилизации выходного напряжения преобразователя необходимо напряжение обратной связи включить последовательно с U_y (клеммы 1—2 рис. 3).

Разработанная схема использовалась для управления однофазным автономным инвертором.

Недостатком схемы является применение в БПК триггера со счетным входом, что затрудняет ее использование для управления трехфазным инвертором с пофазным регулированием. Однако этот недостаток можно устранить, подавая на модулятор сигнал с 3Г частотой $f/2$ и используя его для временной селекции, а на схему сравнения подавать сигнал двойной частоты f .

Экспериментальные исследования схем управления, собранных согласно структурным схемам на рис. 1 и 2 из идентичных элементов, показали, что несимметрия выходных импульсов схемы, имеющей два канала сравнения, составляет 5—8%, а отношение амплитуды ложного сигнала, получающегося вследствие увеличения э. д. с. самоиндукции к амплитуде полезного сигнала, составляет $1 \div 5$ — $1 \div 7$, тогда как в схеме,

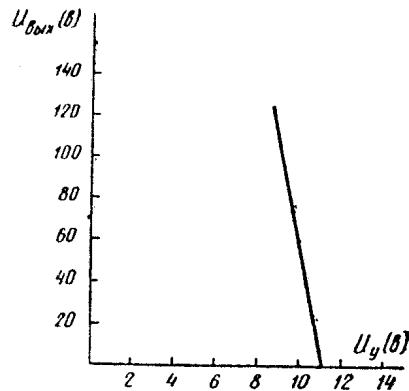


Рис. 5.

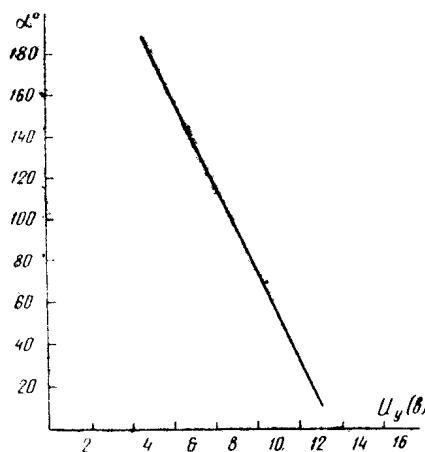


Рис. 6.

имеющей один канал сравнения, несимметрия выходных импульсов составляет 0,5%, а отношение амплитуд 1:15—1:20.

На рис. 6 представлена экспериментальная характеристика «вход—выход» схемы управления, а на рис. 5 — экспериментальная характеристика «вход—выход» преобразователя.

Выводы

1. Использование одного канала сравнения и временной селекции импульсов дает возможность получить строгую симметрию выходных сигналов.

2. Использование транзисторов выходного каскада в режиме глубокого насыщения делает схему нечувствительной к несимметрии нагрузки, определяемой разбалансом сопротивлений управляющих переходов тиристоров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ф. Е. Темников. Теория развертывающих систем. Госэнергоиздат, 1963.
2. А. И. Зайцев, М. А. Житков. Независимые инверторы с полюсной коммутацией в режиме широтно-импульсной модуляции. Сборник докладов VI научно-технической конференции по вопросам автоматизации производства. Т. 5. 1969, Томск.
3. О. И. Тимахов, В. К. Любченко. Селекторы импульсов. «Советское радио», 1966.