

МНОГОФАЗНЫЕ ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ ДЛЯ УСТРОЙСТВ С МНОГОКАНАЛЬНЫМ ПРИНЦИПОМ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ

Шевцов Д.А., Полетаев А.С.*

*Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет),
МАИ, Волоколамское шоссе, 4, Москва, А-80, ГСП-3, 125993, Россия*

** e-mail: poletaev.a@mail.ru*

Схемы управления многоканальными многофазными преобразователями электроэнергии с режимом широтно-импульсной модуляции, работающие в режиме подчиненного регулирования по пиковому значению тока, содержат как обязательные узлы задающие генераторы прямоугольных импульсов. Предложены три схемотехнических принципа построения многофазных задающих генераторов на логических элементах.

Ключевые слова: многоканальный принцип преобразования электроэнергии, многофазные импульсные преобразователи, широтно-импульсная модуляция, генератор прямоугольных импульсов.

Введение

В условиях возрастающих требований к минимизации массогабаритных показателей статических преобразователей электроэнергии в качестве перспективного подхода разработчиками применяется способ разделения силового тракта устройств на несколько каналов [1]. Управляемые электромагнитные процессы преобразования в случае многоканальных устройств протекают в силовых каскадах силовых преобразовательных ячеек (СПЯ), которые могут выполняться в виде идентичных взаимозаменяемых модулей. Равномерное распределение потоков мощности между СПЯ дает возможность снизить токовую нагрузку на силовые ключи и, следовательно, применять более дешевые полупроводниковые приборы. За счет увеличения количества силовых ключей уменьшается общее тепловое сопротивление на пути отвода мощности энергетических потерь от полупроводниковых приборов к радиаторам, что облегчает конструирование [2].

Широко применяемым методом уменьшения номиналов реактивных элементов выходных фильтров многоканальных импульсных преобразователей (МИП), работающих в режиме широтно-импульсной модуляции (ШИМ), и уменьшения их массы и габаритов является смещение во времени преобразовательных процессов в СПЯ друг относительно друга, т. е. переход к управлению в разных фазах. В отличие от традиционного способа — по-

вышения частоты преобразования — многофазный принцип позволяет улучшать массогабаритные характеристики при заданной допустимой величине пульсаций выходного напряжения за счет увеличения эффективной частоты $f_{\text{э}} = f_{\text{пр}} \cdot N$. Здесь $f_{\text{пр}}$ — частота преобразования в отдельной СПЯ; N — количество фаз, т. е. количество силовых ячеек.

Выбор оптимальной структуры МИП требует анализа влияния всех внутренних параметров устройства, которые могут варьироваться в процессе разработки [3]. На настоящий момент в открытой печати доступны результаты исследований влияния количества фаз преобразования на КПД в зависимости от тока нагрузки [4], возможностей минимизации размаха пульсаций за счет приближения коэффициента заполнения к кратному количеству каналов преобразования [5].

Принципиальное значение при синтезе структуры МИП со стабилизированным выходным напряжением имеет также выбор режима управления широтно-импульсным модуляторами СПЯ. Большое распространение получили схемы управления МИП с одним контуром регулирования по напряжению [6]. В англоязычной и отечественной литературе этот режим описывается под устоявшимся названием Voltage mode. Структурная схема многофазного широтно-импульсного модулятора (МФ ШИМ), работающего в режиме Voltage mode, приведена на рис. 1. В представленной схеме контур

регулирования замыкается сигналом датчика выходного напряжения (ДВН), уставка задается опорным источником ИОН_U.

Главным достоинством метода управления по напряжению является относительно простой для реализации и анализа контур регулирования в каждой фазе [7]. Основной недостаток режима заклю-

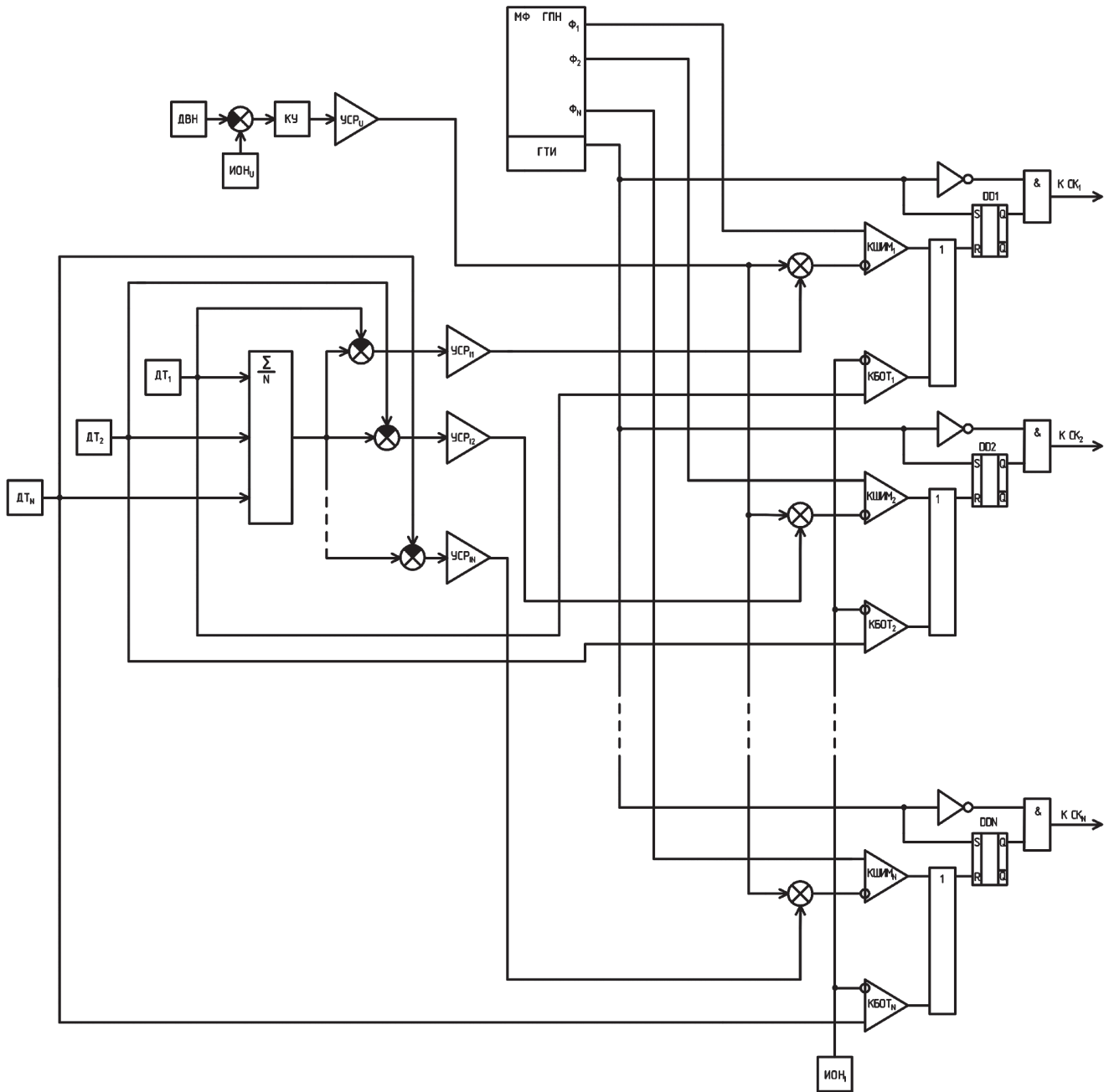


Рис. 1. Структурная схема МФ ШИМ с режимом Voltage mode

Частота преобразования в ячейках и временной сдвиг $\tau = \frac{T_{пр}}{N}$ между фазами в структуре на рис.1 задаются многофазным генератором пилообразных напряжений (МФГПН); N линейно возрастающих выходных периодических сигналов, формируемых на выходах генератора, подаются на ШИМ-компараторы (КШИМ₁ — КШИМ_N на рис. 1).

чается в том, что для обеспечения устойчивости и приемлемых динамических характеристик реализующие Voltage mode схемы требуют введения корректирующих устройств (КУ на рис.1). Проблемы с устойчивостью в одноконтурных структурах создают выходные реактивные LC-фильтры, являющиеся обязательными звеньями прямого (силового) тракта импульсных преобразователей. Фильтры вносят запаздывание по фазе в 180°, и замыкание контура

стабилизации выходного напряжения обратной связью может приводить к потере устойчивости «по Найквисту» [8, 9]. Для синтеза корректирующих устройств используются линеаризованные модели, полученные известными методами, среди которых следует выделить метод усреднения переменных и метод эквивалентной схемы с инъекцией тока, описанные в классической работе [10].

Задачу улучшения динамических характеристик устройства при построении многофазного преобразователя, работающего в режиме Voltage mode, потребует решать наряду с главной проблемой, возникающей при разработке МИП с управлением по напряжению — проблемой равномерного распределения выходных токов между СПЯ [11, 12]. На структуре, представленной на рис. 2, дисбаланс устраняется за счет введения в каждый канал преобразования внутреннего контура отрицательной обратной связи по току.

Задающим воздействием для каждого из токовых контуров здесь служит среднее значение сигналов датчиков выходных токов ячеек ($DT_1 - DT_N$ на рис.1), вычисленное масштабирующим сумматором Σ / N . Сигналы рассогласования между сред-

ним током ячеек и фактическим выходным током каждой фазы складываются с рассогласованием по напряжению и подаются на инверсные входы компараторов ШИМ каждой фазы. Таким образом, каждый из внутренних контуров «гоняется» за неким средним, но одинаковым для всех фаз даже при изменяющейся нагрузке значением тока, и в установившемся режиме разница токов стремится к нулю.

На практике используются и другие методы построения узла равномерного распределения токов между СПЯ. Как наиболее распространенный здесь можно выделить метод выравнивания токов по ведущей фазе, изложенный, например, в [13]. Данный способ реализуется в большинстве серийно выпускаемых интегральных микросхем, предназначенных для построения схем управления МИП [14–16].

Компараторы блоков ограничения токов ($КБОТ_1 - КБОТ_N$ на рис.1) срабатывают в момент превышения сигналами $DT_1 - DT_N$ порога, задаваемого опорным источником ИОН1. Переключаясь, $КБОТ_1 - КБОТ_N$ сбрасывают ШИМ-триггеры ($DD_1 - DD_N$ на рис.1) и запирают соответствующие силовые ключи ячеек. Как уже упоминалось

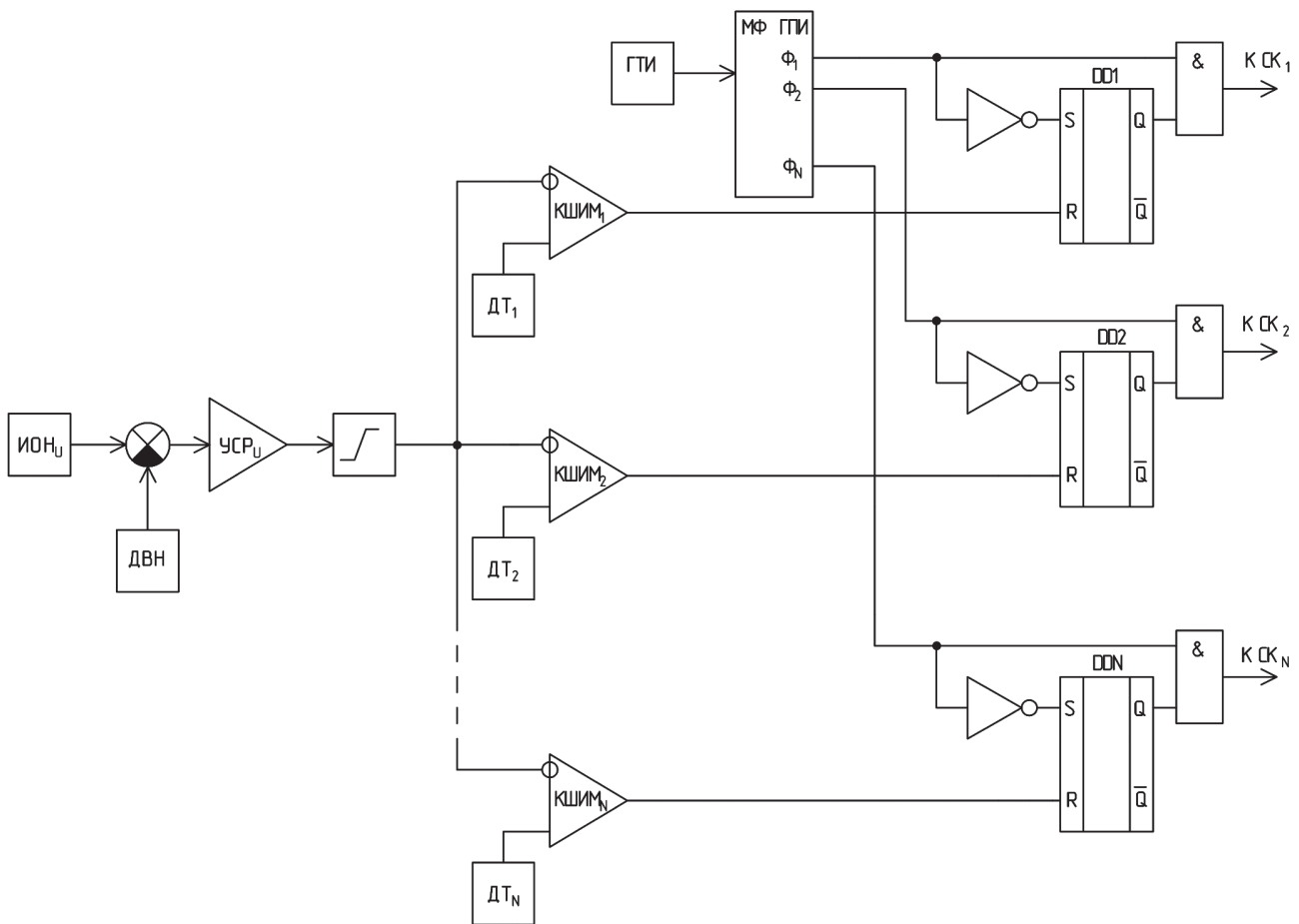


Рис. 2. Структурная схема МФ ШИМ с режимом Current mode

выше, неудовлетворительные динамические характеристики одноконтурной структуры с управлением по напряжению могут быть улучшены за счет введения звеньев с опережением по фазе. При этом функцию такого звена может выполнять информация о токе дросселя, который пропорционален производной по времени выходного напряжения преобразователя. Проблема заключается в том, что в режиме Voltage mode внутренние контуры токовой защиты, построенные на КБОТ₁ — КБОТ_N, работают лишь в режиме перегрузки.

Режим работы импульсных преобразователей, в котором внутренний подчиненный контур регулирования по пиковому значению тока дросселя используется постоянно, получил название Current mode. Типовая структура МИП, реализующая этот режим управления, приведена на рис. 2.

В отличие от структуры на рис. 1, данная схема не содержит ГПН — в режиме Current mode он становится не нужен. Широко-импульсный модулятор здесь также строится по принципу сравнения сигнала рассогласования по напряжению с линейно возрастающими периодическими импульсами, следующими с частотой преобразования. Однако на входы компараторов ШИМ (КШИМ₁ — КШИМ_N на рис. 2) подаются непосредственно сигналы датчиков тока, которые в зависимости от структуры силового каскада могут иметь треугольную или трапециевидную форму.

Уровни сигнала на выходах компараторов переключаются с низких на высокие в моменты достижения сигналами датчиков тока уровня рассогласования. Срабатывая, компараторы сбрасывают защелки DD1 — DDN и отключают силовые ключи.

Внешний контур регулирования по напряжению в режиме Current mode является задающим для внутренних токовых контуров. Это дает возможность упростить построение токовой защиты. Достаточно «обрезать» сигнал рассогласования по напряжению на выходе усилителя УСРУ в случае превышения им некоторого заданного порога, соответствующего критическому уровню тока, с помощью введения ограничителя уровня напряжения.

Наряду с лучшими в сравнении с Voltage mode динамическими характеристиками [17] и простотой организации защиты от перегрузки по току режим токового управления имеет еще одно значительное преимущество перед управлением по напряжению. В структуре на рис. 2 каждая СПЯ охвачена собственной петлей обратной связи по току, а рассогласование по напряжению является входным задающим воздействием, общим для всех контуров. Нарастания токов дросселей в каждой силовой ячейке прекращаются в момент срабатывания ком-

параторов ШИМ, а так как пороги срабатывания для всех компараторов одинаковы, токи в ячейках не могут быть различными. Следовательно, отпадает необходимость введения в схему МИП, работающего в режиме Current mode, узла выравнивания токов между СПЯ. Разница между выходными токами в разных фазах может возникать только вследствие технологического разброса параметров элементов, на которых выполнены датчики тока, и в процентном отношении не может превышать величину максимально допустимого отклонения этих параметров, что в большинстве случаев вполне приемлемо [18].

Известно, что силовые каскады, имеющие двухтактную структуру, в общем случае практически неработоспособны без применения специальных схемных решений, обеспечивающих симметричное перемагничивание магнитопровода силового трансформатора [19]. К достоинствам режима Current mode следует отнести и возможность реализовать обратную связь по току таким образом, что симметрирование будет осуществляться автоматически и необходимость в дополнительных контурах отпадет [20].

Основным недостатком подчиненного регулирования является возможность возникновения автоколебаний во внутреннем токовом контуре на субгармонических по отношению к частоте преобразования частотах в режиме безразрывных токов дросселя. В работе [7] доказывается, что структуры с режимом Current mode субгармонически устойчивы в режиме безразрывных токов только при условии ограничения коэффициента заполнения импульсов (КЗ) в диапазоне 0..0,5. Там же описан наиболее распространенный метод расширения рабочего диапазона изменения КЗ при условии сохранения устойчивости: прибавление к сигналу датчика тока корректирующего пилообразного напряжения. Существуют и другие способы расширения области устойчивой работы преобразователей с подчиненным регулированием [21].

В представленной на рис. 2 структуре для организации переключения силовых ключей СПЯ с заданной частотой $f_{\text{пр}}$, а также для смещения процессов переключения в ячейках друг относительно друга во времени на интервалы τ служит многофазный генератор прямоугольных импульсов (МФ ГПИ). Зашелка ШИМ каждой из фаз взводится падающим фронтом импульсов на выходе МФ ГПИ, а с передним фронтом следующего импульса на выходе ячейки «И» формируется сигнал высокого уровня и открывает силовой ключ. Запирание ключа происходит, как было описано выше, в моменты, когда компаратор, срабатывая, сбрасыва-

ет защелку ШИМ, либо по заднему фронту импульса МФ ГПИ. Таким образом, коэффициент заполнения управляющих импульсов гарантированно ограничивает диапазон изменения КЗ силового каскада. Как было сказано выше, такое ограничение диапазона варьирования КЗ в интервале 0...0,5 исключает возникновение субгармонических колебаний тока. Далее предложены несколько принципов построения многофазных генераторов прямоугольных импульсов (МФ ГПИ), формирующих сигналы управления с КЗ, равным 0,5, и времен-

$$\text{ным сдвигом между фазами } \tau = \frac{T_{\text{пр}}}{N}.$$

МФ ГПИ с количеством фаз $N = 2^k$

Наиболее просто такой МФ ГПИ, предназначенный для управления четырехфазным преобразователем, может быть реализован по схеме, показанной на рис. 3,а. В представленной схеме сигнал генератора тактовых импульсов (ГТИ) подается на С — вход Т-триггера DD1. На прямом и инверсном выходах DD1 формируются прямоугольные импульсы, находящиеся в противофазе и следующие с частотой, в два раза меньшей частоты синхрои импульсов ГТИ (диаграммы *a* и *b* на рис. 3,б).

Выходные сигналы DD1 подаются на тактовые входы Т-триггеров второго каскада DD2, DD3. Если временные диаграммы выходных напряжений, формируемых на прямых и инверсных выходах DD2, DD3, т. е. в точках, обозначенных на схеме буквами *c, d, e, f*, расположить в такой последовательности, как это сделано на рис. 3,б, то станет очевидным, что эти напряжения являются требуемыми сигналами для управления четырьмя СПЯ

в разных фазах. Ширина импульсов на диаграммах *c, d, e, f* равна ширине пауз между ними, т. е. коэффициент заполнения импульсов составляет 0,5, а сами последовательности импульсов смещены относительно друг друга на интервал τ .

Коэффициент заполнения импульсов на диаграммах *a* и *b* также равен 0,5, и последовательности смещены на половину периода; следовательно, сигналы, снимаемые с выходов триггера DD1, могут использоваться для управления двухфазным преобразователем. Несложно видеть, что для построения восьмифазного ГПИ нужно дополнить схему на рис. 3,а четырьмя Т-триггерами так, чтобы выходы *c, d, e, f* были заведены на тактовые входы этих триггеров.

Вообще, добавление в схему одного каскада триггеров увеличивает количество фаз в два раза, т. е. по принципу, использованному в схеме на рис. 3,а, можно реализовать МФ ГПИ с количеством фаз $N = 2^k$, где k — натуральное число больше нуля. При этом каждый каскад уменьшает частоту входных импульсов в два раза, следовательно, частота задающего ГТИ должна устанавливаться из соотношения $f_{\text{ГТИ}} = f_{\text{пр}} N$.

К достоинствам схемы на рис. 3,а нужно отнести простоту реализации и надежность. Нетрудно убедиться, что в случае появления неправильной последовательности формируемых импульсов вследствие влияния электромагнитной помехи нужная последовательность восстановится автоматически не более чем через N циклов генератора.

Для подтверждения работоспособности предложенной схемы было проведено имитационное компьютерное моделирование в программе Pspice. Осциллограммы напряжений в точках *a—f*, получен-

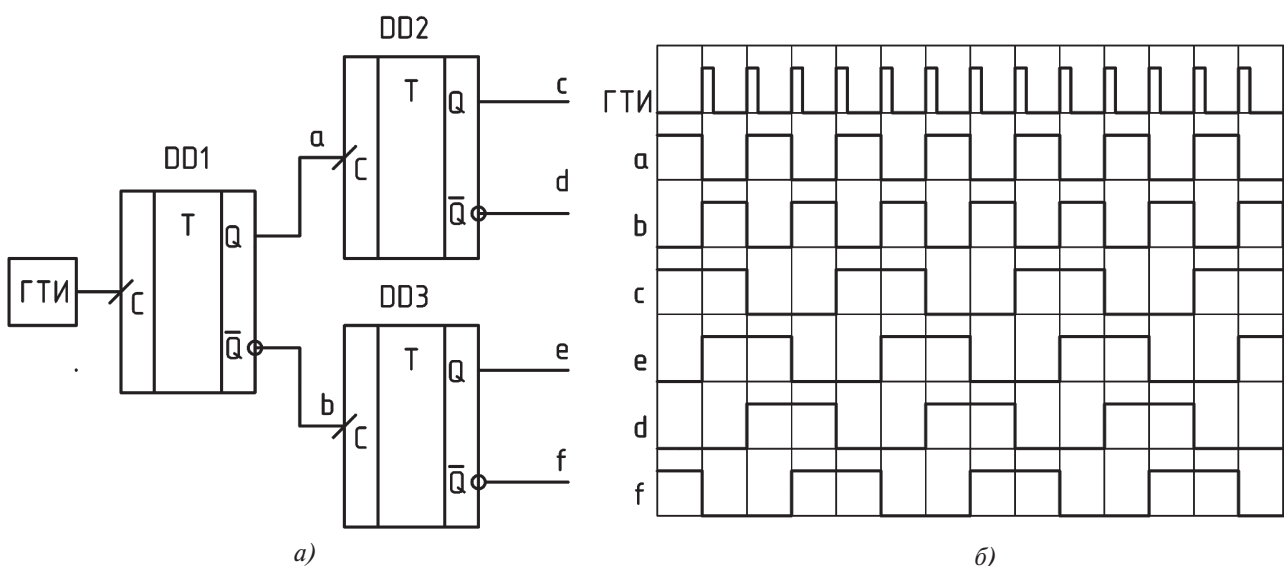


Рис. 3. МФ ГПИ с количеством фаз $N = 2^k$: *a* — схема; *б* — временные диаграммы сигналов

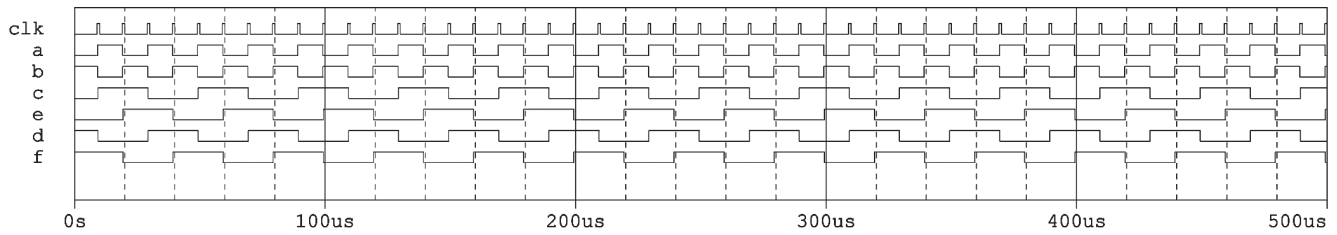


Рис. 4. Результаты моделирования работы МФ ГПИ с количеством фаз $N = 2^k$

ные в результате моделирования, приведены на рис. 4.

Основным недостатком принципа построения МФ ГПИ, показанного на рис. 3,а, является ограниченный выбор количества фаз, определяемый соотношением $N = 2^k$.

МФ ГПИ с количеством фаз $N = k$

Генератор с любым целым количеством фаз $N = k$ может быть реализован с помощью регистра сдвига так, как показано на рис. 5,а.

Как и в описанном выше случае для МФ ГПИ с количеством фаз $N = 2^k$, в качестве примера на рис. 5,а приведена схема четырехфазного генератора, построенная на четырехразрядном регистре сдвига DD1. До поступления первого синхроимпульса ГТИ на тактовый вход регистра DD1 во всех выходных разрядах $Q_0 - Q_3$ сохраняются логические сигналы низкого уровня. На выходе трехходовой ячейки «ИЛИ — НЕ» DD2 при этом формируется логическая единица, которая будет записана в разряд Q_0 в момент поступления первого тактового импульса.

Второй и третий синхроимпульсы последовательно переместят логическую единицу с выхода Q_0

в регистр Q_1 , а затем в Q_2 . На выходе DD2 между первым и четвертым тактовыми импульсами будет сохраняться логический сигнал низкого уровня. Четвертый синхроимпульс переписет единицу из разряда Q_2 в разряд Q_3 , а во всех младших разрядах после прохождения четвертого импульса останутся логические нули, следовательно, на выходе ячейки «ИЛИ — НЕ» снова появится сигнал высокого уровня. С началом пятого такта логическая единица из информационного входа D0 регистра будет занесена в выходной разряд Q_0 , при этом в разрядах $Q_1 - Q_3$ сохраняются нули, т. е. состояние выходов регистра DD1 будет таким же, как после первого тактового импульса. Описанный выше процесс будет повторяться циклически с периодом в четыре такта, что иллюстрируют диаграммы а, б, с, d на рис. 5,б.

Последовательности прямоугольных импульсов в точках а, б, с, d, как видно из диаграмм, смещены во времени относительно друг друга на четверть периода, однако коэффициент заполнения импульсов составляет 0,25, а не 0,5. Для удвоения длительности импульсов с сохранением временного сдвига между фазами в четверть периода достаточно объединить попарно выходы регистра сдвига логи-

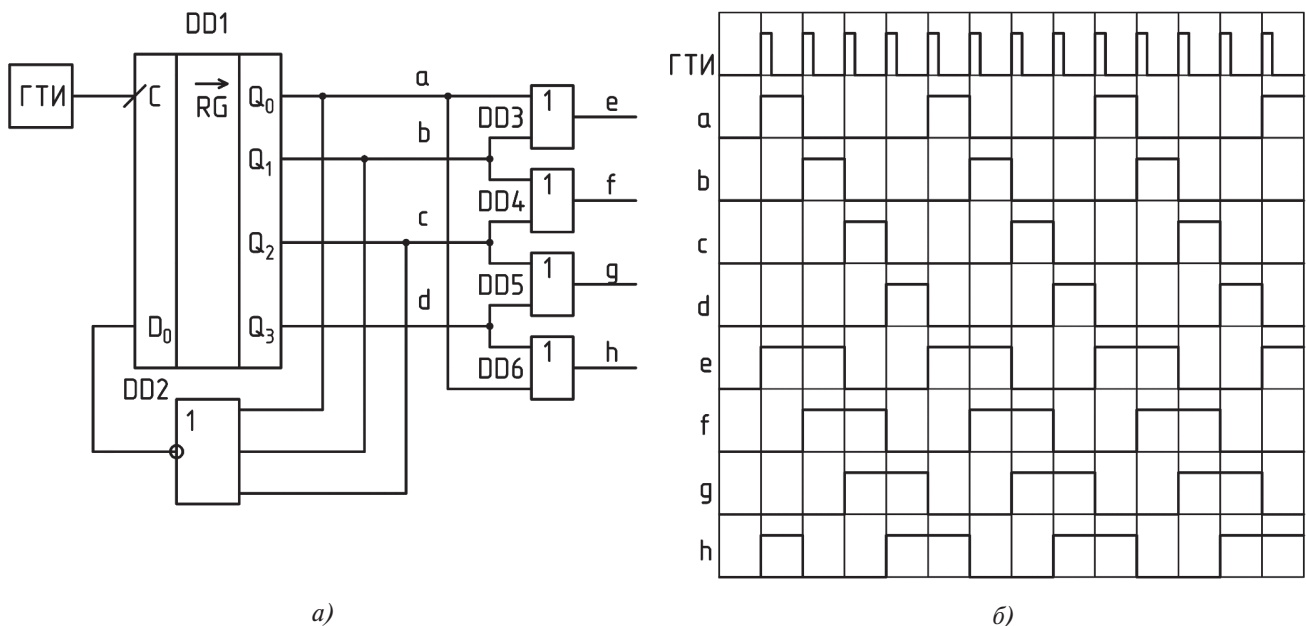


Рис. 5. МФ ГПИ с количеством фаз $N = k$: а — схема; б — временные диаграммы сигналов

ческими элементами «ИЛИ» так, как показано на рис. 5,а, тогда сигналы на выходах ячеек DD3-DD6, (диаграммы e, f, g, h) будут иметь требуемую форму.

Оциллограммы напряжений в точках а—h, полученные в результате имитационного компьютерного моделирования в программе Pspice, приведены на рис. 6.

рядов и содержащий меньше логических элементов, чем в предыдущей схеме, можно построить по принципу, показанному на рис. 7,а. Такой способ позволяет получить любое четное количество фаз управления $N = 2k$, при этом потребуется задействовать количество выходных разрядов $l = N/2$. Для реализации четырехфазного генератора доста-

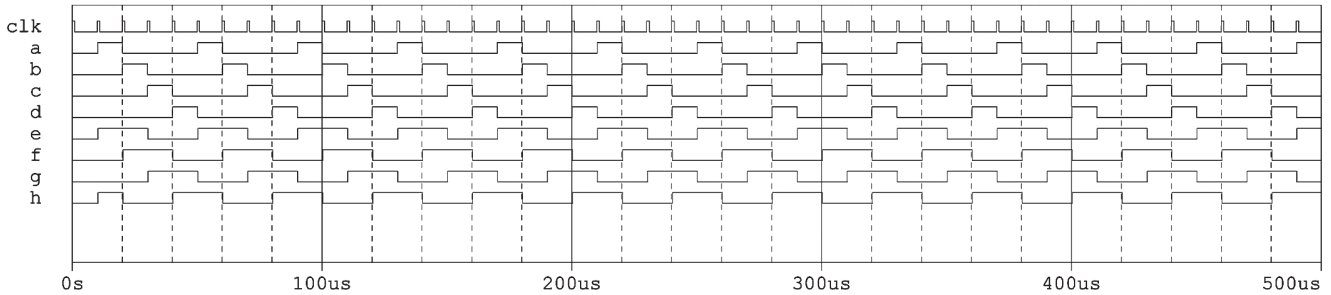


Рис. 6. Результаты моделирования работы МФ ГПИ с количеством фаз $N = k$

Для преобразования схемы на рис. 5,а в схему МФ ГПИ с произвольным числом фаз N потребуется задействовать N выходных разрядов сдвигового регистра, из которых $N-1$ необходимо завести на элемент «ИЛИ — НЕ», количество ячеек «ИЛИ» должно быть увеличено (уменьшено) до N . Как и в структуре, приведенной на рис. 3,а, в схеме на рис. 5,а частота тактовых импульсов должна устанавливаться в N раз выше желаемой частоты преобразования силовых каскадов СПЯ.

Так же, как и первая предложенная схема генератора с числом фаз $N = 2^k$, схема на рис. 5,а в процессе работы будет автоматически ликвидировать ошибки в последовательности выходных импульсов в случае их возникновения.

МФ ГПИ с количеством фаз $N = 2k$

МФ ГПИ на основе сдвигового регистра с меньшим количеством задействованных выходных раз-

рядов и содержащий меньше логических элементов, обозначенного на схеме DD1.

Циклическое чередование сигналов высокого и низкого уровня на выходах Q_0 и Q_1 регистра обеспечивается за счет введения обратной связи с Q_1 на вход данных D_0 через инвертор DD2. Интервалы времени, в течение которых на выходах DD1 формируются логические единицы и нули, равны между собой и составляют два такта ГТИ, причем последовательности импульсов на выходах Q_0 и Q_1 (диаграммы a и c на рис. 7,б соответственно) смещены друг относительно друга на один такт. Таким образом, сигналы на выходах a и c схемы представляют собой две требуемые управляющие фазы с нужным коэффициентом заполнения 0,5. Инверторы DD3 и DD4 служат для получения двух недостающих фаз (диаграммы b и d на рис. 7,б).

Для получения большего количества фаз по принципу, показанному на рис. 7,а, нужно задей-

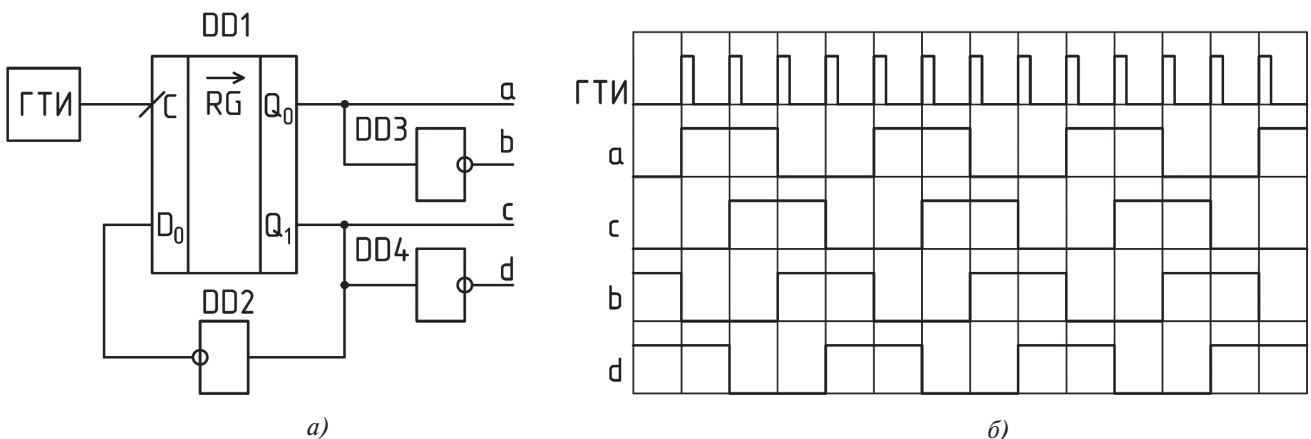


Рис. 7. МФ ГПИ с количеством фаз $N = 2k$: а — схема; б — временные диаграммы сигналов

ствовать дополнительные разряды сдвигового регистра и увеличить количество инверторов, из расчета один разряд и один инвертор на каждые две добавляемые фазы. Существенным недостатком схемы генератора с четным количеством фаз в сравнении с предыдущими схемами является чувствительность к сбоям. Нетрудно убедиться, что нарушенная в одном из тактов последовательность импульсов на выходах регистра будет повторяться циклически.

Осциллограммы сигналов на выходах a—d, полученные в результате имитационного компьютерного моделирования в программе Pspice, приведены на рис. 8.

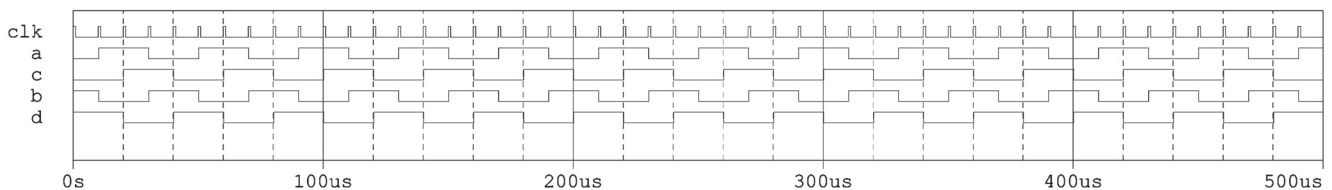


Рис. 8. Результаты моделирования работы МФ ГПИ с количеством фаз $N = 2k$

Выводы

1. Проведен сравнительный анализ возможностей использования режимов регулирования по напряжению и подчиненного регулирования по пиковому значению тока для построения многофазных широтно-импульсных модуляторов.

2. Предложены схемотехнические принципы реализации многофазных генераторов прямоугольных импульсов с количествами фаз преобразования, определяемых соотношениями $N = 2^k$, $N = k$, $N = 2k$, где k — натуральное число больше нуля.

3. Представлены результаты имитационного компьютерного моделирования предложенных схем в программе Pspice.

Библиографический список

1. Резников С.Б., Аверин С.В., Харченко И.А., Третьяк В.И., Коняхин С.Ф. Многофазные импульсные преобразователи для питания авиационных противообледенительных вибраторов // Вестник Московского авиационного института. 2015. Т. 22. № 3. С. 139-145.
2. Букреев С.С., Кадацкий А.Ф. Особенности миниатюризации многофазных импульсных преобразователей // Электронная техника в автоматике. — М.: Советское радио, 1980. Вып. 11. С. 73-78.
3. Мыцык Г.С., Хлаинг М.У. Структурно-параметрическая оптимизация импульсных регуляторов напряжения постоянного тока многоканального типа // Вестник Московского энергетического института. 2015. № 4. С. 54-61.

4. Пахомов С. Плюсы и минусы многофазных импульсных регуляторов напряжения питания процессоров // Компьютер пресс. 2009. №8. URL: <http://compress.ru/article.aspx?id=20689#10>
5. Артамонова О.М. Применение многофазных импульсных преобразователей в распределенных системах вторичного электропитания // Актуальные проблемы гуманитарных и естественных наук. 2014. №1. С. 124-128.
6. Шуваев Ю.Н., Кадацкий А.Ф. Схемы управления многофазными импульсными стабилизаторами и преобразователями напряжения // Электронная техника в автоматике.— М.: Советское радио, 1984. Вып. 15. С. 83-87.

7. Franz Zach. Leistungselektronik. Ein Handbuch. Band 1. 5, überarbeitete und erweiterte Auflage. — Wien: Springer Vieweg, 2015. — 2877 s. DOI: 10.1007/978-3-658-04899-0
8. Белов Г.А. Динамика импульсных преобразователей. — Чебоксары: Изд-во Чуваш. гос. ун-та, 2001. — 528 с.
9. Кадацкий А.Ф. Устойчивость многофазных импульсных преобразователей с заданным качеством процессов // Электронная техника в автоматике.— М.: Советское радио, 1981. Вып. 12. С. 84-89.
10. Четти П. Проектирование ключевых источников электропитания / Пер. с англ. С.Ф. Коняхина. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 240 с.
11. Коржавин О.А., Балакин В.В. Анализ возможностей равномерного распределения токов многомодульных конверторов распределенных систем электропитания // Практическая силовая электроника. 2011. № 3(43). С. 29-34.
12. Казанцев Ю.М., Дементьев Д.Ф., Лекарев А.Ф. Управление с прогнозированием в многофазных преобразователях постоянного тока // Практическая силовая электроника. 2012. № 3(47). С. 2-5.
13. Белов Г.А., Белов С.Г., Малышев А.В. Система управления многофазным понижающим импульсным преобразователем // Силовая электроника. 2011. № 3. С. 35-40.
14. 5-Bit Programmable 3-Phase Synchronous Buck Controller IC. Data Sheet PD94262. International Rectifier, www.irf.com
15. 2-Phase, High Efficiency, Synchronous StepDown Switching Regulator. Initial Release Final Electrical Specifications LTC1929. Linear Technology. 1999.

16. 3-Phase, 600 kHz, Synchronous Buck Switching Regulator Controller. Data Sheet LTC3731. Linear Technology. 2005.
17. Белов Г.А., Серебрянников А.В. Анализ и моделирование импульсных преобразователей с упрощенным токовым контуром // Практическая силовая электроника. 2011. № 4(44). С. 27-34.
18. Воронина Л.Н. Анализ влияния разбросов параметров на режим работы многомодульных инверторов // Вестник Московского авиационного института. 2013. Т. 20. №3. С. 139-144.
19. Аверин С.В., Крючков В.В., Следков Ю.Г., Шевцов Д.А. Силовые каскады бортовых преобразователей постоянного напряжения повышенной эффективности для перспективной СЭС ЛА // Практическая силовая электроника. 2015. № 3(59). С. 20-29.
20. Манбеков Д.Р., Шевцов Д.А. Симметрирование процесса перемагничивания сердечника двухтактного преобразователя в режиме Current mode // Практическая силовая электроника. 2010. № 2(38). С. 45-47.
21. Шевцов Д.А., Манбеков Д.Р. Метод расширения области устойчивой работы двухтактных преобразователей постоянного напряжения с подчиненным регулированием в режиме безразрывных токов // Практическая силовая электроника. 2011. № 3(43). С. 49-51.

MULTIPHASE PULSE-WIDTH MODULATORS FOR DEVICES WITH A MULTICHANNEL PRINCIPLE OF ELECTRIC POWER CONVERSION

Shevtsov D.A., Poletaev A.S.*

*Moscow Aviation Institute (National Research University),
MAI, 4, Volokolamskoe shosse, Moscow, A-80, GSP-3, 125993, Russia
* e-mail: poletaev.a@mail.ru*

Abstract

The energy path separation of switched mode electric energy converters into several channels with power switches control in different phases is a promising method for increasing the energy efficiency, reliability, and manufacturability of these devices. Selection of pulse-width modulator control mode for power converting cells while synthesizing the structure of a switched mode power converter with stabilized output voltage is of fundamental importance. Current mode has a number of significant advantages over Voltage mode. They are as follows:

- better regulation dynamics;
- possibility of simpler overcurrent protection ensuring;
- automatic uniform distribution of currents between power converting cells.

The main disadvantage of current mode is the possibility of subharmonic oscillations occurrence in continuous current mode. To ensure subharmonic stability, slope-compensation, or the duty cycle limited within the range of 0—0.5 are applied.

The article proposes three circuit solutions for multiphase basic frequency generator with a duty cycle equal to 0.5 and uniform time shift between phases for multiphase pulse-width modulators in Current mode.

A generator with a number of phases of N , defined as $N = 2^k$, where k is a natural number, can be built employing T-flip-flops. The N -phase generator circuit,

requires $N-1$ triggers. The disadvantage of the scheme is the limited choice of the possible number of phases. Its advantages consist in realization simplicity and automatic restoration after a failure caused by external jamming.

A generator with any integer number of phases $N = k$ can be realized employing a shift register. N -phase generator circuit requires an N bits register. The circuit is also insensitive to failures.

A generator with an even number of phases $N = 2k$ can also be implemented employing a shift register. To obtain N phases according to this principle $l = N/2$ register bits are sufficient. The drawback of the last proposed scheme is inability of its automatic recover after a failure.

Keywords: multichannel principle of electric power conversion, multiphase switched mode converters, pulse-width modulation, square-wave generator.

References

1. Reznikov S. B., Averin S. V., Kharchenko I. A., Tret'yak V. I., Konyakhin S. F. *Vestnik Moskovskogo aviatsionnogo instituta*, 2015, vol. 22, no. 3, pp. 139-145.
2. Bukreev S.S., Kadatskii A.F. *Elektronnaya tekhnika v avtomatike. Sbornik statei*. Moscow, Sovetskoe radio, 1980, issue 11, pp. 73-78.
3. Mytsyk G.S., Khlaing M.U. *Vestnik Moskovskogo energeticheskogo instituta*, 2015, no. 4, pp. 54-61.
4. Pakhomov S. *Komp'yuter press*, 2009, no. 8, <http://compress.ru/article.aspx?id=20689#10>

5. Artamonova O.M. *Aktual'nye problemy gumanitarnykh i estestvennykh nauk*, 2014, no. 1, pp. 124-128.
6. Shuvaev Yu.N., Kadatskii A.F. *Elektronnaya tekhnika v avtomatike. Sbornik statei*. Moscow, Sovetskoe radio, 1984, issue 15, pp. 83-87.
7. Franz Zach. *Leistungselektronik. Ein Handbuch*. Band 1.5, überarbeitete und erweiterte Auflage. Wien Springer Vieweg, 2015, 2877 s. DOI: 10.1007/978-3-658-04899-0
8. Belov G.A. *Dinamika impul'snykh preobrazovatelei* (Switched mode converters dynamics). Cheboksary, Chuvashskii gosudarstvennyi universitet, 2001, 528 p.
9. Kadatskii A.F. *Elektronnaya tekhnika v avtomatike. Sbornik statei*. Moscow, Sovetskoe radio, 1981, issue 12, pp. 84-89.
10. Ghetty P.P.K. *Switch-mode power supply design*. TAB Books Inc., 1986.
11. Korzhavin O.A., Balakin V.V. *Prakticheskaya silovaya elektronika*, 2011, no. 3(43), pp. 29-34.
12. Kazantsev Yu.M., Dement'ev D.F., Lekarev A.F. *Prakticheskaya silovaya elektronika*, 2012, no. 3(47), pp. 2-5.
13. Belov G.A., Belov S.G., Malyshev A.V. *Silovaya elektronika*, 2011, no. 3, pp. 35-40.
14. *5-Bit Programmable 3-Phase Synchronous Buck Controller IC. Data Sheet PD94262*. International Rectifier, www.irf.com
15. *2-Phase, High Efficiency, Synchronous StepDown Switching Regulator. Initial Release Final Electrical Specifications LTC1929*. Linear Technology. 1999.
16. *3-Phase, 600 kHz, Synchronous Buck Switching Regulator Controller. Data Sheet LTC3731*. Linear Technology. 2005.
17. Belov G.A., Serebryannikov A.V. *Prakticheskaya silovaya elektronika*, 2011, no. 4(44), pp. 27-34.
18. Voronina L.N. *Vestnik Moskovskogo aviatsionnogo instituta*, 2013, vol. 20, no. 3, pp. 139-144.
19. Averin S.V., Kryuchkov V.V., Sledkov Yu.G., Shevtsov D.A. *Prakticheskaya silovaya elektronika*, 2015, no. 3(59), pp. 20-29.
20. Manbekov D.R., Shevtsov D.A. *Prakticheskaya silovaya elektronika*, 2010, No. 2(38), pp. 45-47.
21. Shevtsov D.A., Manbekov D.R. *Prakticheskaya silovaya elektronika*, 2011, no. 3(43), pp. 49-51.