

УДК 621.314

МНОГОМОДУЛЬНЫЕ ИМПУЛЬСНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПЯЖЕНИЯ С УПРАВЛЕНИЕМ ПО ДИСКРЕТНЫМ ЗНАЧЕНИЯМ ПЕРЕМЕННЫХ СОСТОЯНИЯ

Ю.В. Краснобаев, В.И. Иванчура, Д.В. Капулин

Институт космических и информационных технологий Сибирского федерального университета, г. Красноярск

E-mail: uvkras@mail.ru

Рассмотрен закон управления импульсным стабилизатором напряжения понижающего типа по дискретным значениям переменных состояния. Разработано микроконтроллерное устройство управления стабилизатором напряжения понижающего типа, обеспечивающее минимизацию длительности переходных процессов. Проведено макетирование одно- и двухмодульного импульсных стабилизаторов напряжения с разработанным устройством управления.

Ключевые слова:

Быстродействующий импульсный стабилизатор напряжения, цифровое управление.

Key words:

High-speed switching converter, digital control.

Импульсные стабилизаторы напряжения (ИСН) повышенной мощности, созданные на основе параллельно включенных силовых модулей, находят широкое применение в автономных системах электропитания (СЭП), системах гарантированного электроснабжения ответственных потребителей. Для удовлетворения тенденций по увеличению выходной мощности ИСН, повышению требований со стороны потребителей энергии к стабильности питающего напряжения в динамических и статических режимах работы и увеличению ресурса работы разработчики ИСН осуществляют синтез более совершенных законов управления и решают вопросы по схемотехнической реализации найденных законов управления.

На протяжении нескольких десятилетий для управления ИСН применяются микроконтроллеры, которым отводятся сервисные, контрольные и вспомогательные функции [1–4]:

- включение ИСН с обеспечением режима ограничения пускового тока и отключение ИСН при возникновении нештатных ситуаций;
- очередность подачи питающих напряжений на несколько выходов ИСН;
- взаимная синхронизация нескольких, а также диагностика работоспособности отдельных силовых модулей ИСН;
- управление уровнями стабилизируемого выходного напряжения и токоограничения;
- регистрация нештатных ситуаций и сбоев в работе.

В последние годы предпринимаются попытки внедрения микроконтроллеров в контур управления ИСН, обеспечивающий стабилизацию выходного напряжения, т. е. кроме сервисных, контрольных и вспомогательных функций с помощью микроконтроллеров обеспечивают и стабилизацию выходного напряжения. В связи с этим возникает задача по разработке новых или адаптации известных законов управления силовыми модулями ИСН, исходя из минимизации количества процедур оцифровывания входных информационных

сигналов за период преобразования энергии в силовом модуле и требующих выполнения простых и экономичных по времени расчетных процедур при обработке входных информационных сигналов и формировании выходного импульсного сигнала для управления силовым ключом модуля ИСН. Законы управления должны обеспечивать реализацию оговоренных выше требований по увеличению выходной мощности ИСН, повышению стабильности питающего напряжения в динамических и статических режимах работы и увеличению ресурса работы.

В [5] предложен метод и осуществлен синтез последовательного корректирующего устройства ИСН понижающего типа с ШИМ (рис. 1), обеспечивающего близкие к минимально возможным амплитуду и длительность отклонения выходного напряжения ИСН в переходных режимах, вызванных коммутацией нагрузки. Метод синтеза разработан для случая малых отклонений длительности импульса управления

$$\Delta t_{и.у} \ll T, \quad (1)$$

где T – период преобразования.

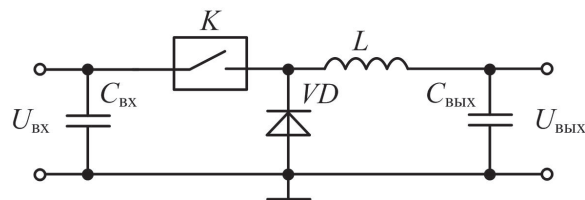


Рис. 1. Силовая цепь импульсного стабилизатора напряжения понижающего типа

Он заключается в приведении системы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) к системе с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ), синтезе последовательного корректирующего устройства с использованием третьего полиномиального уравнения синтеза и обратного перехода от системы с АИМ к системе с ШИМ, учитывая специфику, вносимую ШИМ. Такой под-

ход позволяет достичь минимальной конечной длительности переходных процессов при наличии отклонения параметров корректирующего устройства и силовой цепи ИСН от номинальных.

Синтез осуществляется по регулируемым составляющим переменных состояния, под которыми понимают отклонения переменных состояния от их значений в стационарном режиме. Временные диаграммы, поясняющие процесс выделения регулируемых составляющих, приведены на рис. 2. Здесь I_n , I_C и I_L – токи нагрузки, конденсатора и дросселя выходного фильтра ИСН, $U_{C.p}$ – регулируемая составляющая напряжения на емкости конденсатора выходного фильтра, U_y – входной сигнал ШИМ, $U_{\text{ШИМ}}$ – опорный пилообразный сигнал широтно-импульсного модулятора, $m=1,2,3,\dots$. На временных диаграммах токов регулируемые и стационарные составляющие обозначены дополнительными индексами «р» и «ст».

Дискретная передаточная функция последовательного корректирующего устройства, синтезированная с использованием рассматриваемого метода, имеет вид:

$$W_K(p) = d + d(1 - e^{-pT}), \quad (2)$$

где $d=LC/T$, L и C – индуктивность и емкость выходного фильтра ИСН.

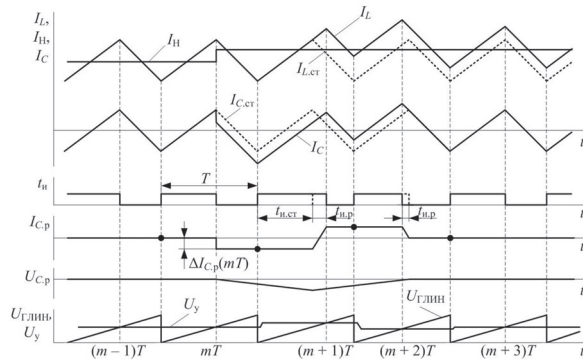


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие процесс выделения регулируемых составляющих

В [5] предложен вариант реализации в ИСН понижающего типа с ШИМ корректирующего устройства (2), при котором используются только дискретные значения регулируемой составляющей напряжения на емкости конденсатора выходного фильтра ИСН. Согласно этому варианту реализации регулируемая составляющая входного сигнала широтно-импульсного модулятора имеет вид:

$$U_{y,p}(mT) = -\frac{d}{U_{\text{вх}} K_m} [2U_{C,p}(mT) - U_{C,p}((m-1)T)], \quad (3)$$

где $U_{\text{вх}}$ – напряжение на входе ИСН, $K_m = \Delta t_{\text{н.у}} / \Delta U_y(mT) = T/U_m$, $U_{C,p}(mT)$ – дискретные значения регулируемой составляющей напряжения на емкости конденсатора выходного фильтра, U_m – амплитуда пилообразного напряжения ШИМ.

Здесь и далее с учетом выполнения условия (1) считается, что приращение длительности импульса управления $\Delta t_{\text{н.у}}$ мало и управляемое переключение

силового ключа ИСН происходит в моменты времени mT , а, следовательно, интервал времени между соседними управляемыми моментами переключения остается неизменным и равным периоду T . Текущие значения динамической составляющей входного сигнала широтно-импульсного модулятора определяются как

$$U_{y,d}(mT) = U_{y,d}((m-1)T) + U_{y,p}(mT). \quad (4)$$

Определить регулируемую составляющую напряжения $U_{C,p}$ на емкости конденсатора выходного фильтра ИСН путем проведения вычислительных операций с дискретными или непрерывными значениями выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ стабилизатора не представляется возможным. Это объясняется тем, что схема замещения конденсатора выходного фильтра ИСН может быть представлена в виде последовательно включенных емкости C_ϕ конденсатора и его внутреннего активного сопротивления R_C . Поэтому в выходном напряжении ИСН – напряжении на конденсаторе выходного фильтра ИСН – кроме напряжения на емкости U_C присутствует напряжение U_{RC} на внутреннем активном сопротивлении R_C конденсатора. Поскольку внутреннее активное сопротивление R_C конденсатора подвержено значительным изменениям под действием температурного и временного факторов, то и напряжение U_{RC} также будет изменяться, а, следовательно, определить напряжение U_C на емкости конденсатора, например, путем вычитания неопределенного напряжения U_{RC} из выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ не представляется возможным.

Вычислить приращение за период T регулируемой составляющей напряжения $\Delta U_{C,p}$ на емкости конденсатора можно путем интегрирования на интервале времени, равном периоду T , приращения регулируемой составляющей $\Delta I_{C,p}$ тока конденсатора

$$\Delta U_{C,p}(mT) = \frac{1}{C} \int_{(m-1)T}^{mT} \Delta I_{C,p}((m-1)T) dt. \quad (5)$$

Поскольку приращение регулируемой составляющей тока конденсатора на интервале между регулируемыми моментами времени mT переключения силового ключа ИСН остается неизменной (рис. 2), то для его определения достаточно вычислить первую разность тока конденсатора

$$\Delta I_{C,p}(mT) = I_{C,p}(mT) - I_{C,p}((m-1)T)$$

или

$$\Delta I_{C,p}(mT) = I_{C,p}(mT + \tau) - I_{C,p}((m-1)T + \tau), \quad (6)$$

где $\tau < T$ – в общем случае произвольно выбранный фиксированный интервал времени.

Для того, чтобы располагать временем для проведения вычислительных процедур, необходимых для определения входного сигнала широтно-импульсного модулятора к моменту времени mT , целесообразно τ выбирать так, чтобы моменты времени $(mT + \tau)$ максимально удалить от моментов времени mT регулируемого переключения силового ключа ИСН. Для ИСН понижающего типа и при

модуляции заднего фронта импульса моменты времени $(mT + \tau)$ следует выбрать непосредственно после момента включения силового ключа ИСН. Поскольку, как правило, в ИСН понижающего типа статический коэффициент заполнения $K_{з.ст} > 0,25$, то на процедуры выборки дискретных значений входных сигналов и проведение вычислений остается время, близкое к четверти периода преобразования. Использование выражения (6) позволяет определить $\Delta I_{C.p}(mT)$ в момент времени $(mT + \tau)$. Поскольку приращения регулируемой составляющей напряжения на интервале между регулируемыми моментами переключения силового ключа ИСН постоянны, то (5) можно записать в виде:

$$\Delta U_{C.p}(mT) = \frac{T}{C} \Delta I_{C.p}((m-1)T + \tau). \quad (7)$$

Определить дискретные значения регулируемой составляющей напряжения на емкости конденсатора выходного фильтра можно по выражению

$$U_{C.p}(mT) = U_{C.p}((m-1)T) + \Delta U_{C.p}(mT). \quad (8)$$

Таким образом, замена процедуры интегрирования согласно (5) определением площади прямоугольника согласно (7) позволяет определить приращение регулируемой составляющей напряжения на емкости конденсатора $\Delta U_{C.p}(mT)$ и саму регулируемую составляющую напряжения $U_{C.p}(mT)$ в окрестности момента времени $(m-1)T + \tau$, т. е. раньше момента времени mT , в окрестности которого формируется регулируемый фронт импульса управления силовым ключом. Соответственно и вычисление входного сигнала широтно-импульсного модулятора с использованием (3) и (4) также может быть произведено ранее момента времени mT в окрестности момента времени $(m-1)T + \tau$.

На рис. 3 приведена структурная схема устройства управления, реализующего дискретный закон (2) формирования входного сигнала ШИМ.

Устройства выборки и хранения (УВХ1–УВХ3) обеспечивают выборку входных сигналов в моменты времени $(mT + \tau)$ и хранение выбранных значений сигналов на последующих интервалах времени длительностью в период преобразования T . Измеритель первой разности (ИПР) обеспечивает выполнение (6), вычислитель В1 производит вычисления согласно (7) и (8), а вычислители В2 и В3 – согласно (3) и (4), соответственно.

Для обеспечения астатизма выходного напряжения ИСН используется способ, аналогичный применяемому в ИСН с вариантом реализации за-

кона управления по мгновенным значениям координат состояния, согласно которому входной сигнала U_y ШИМ формируется как сумма динамического сигналом управления $U_{y.д}$ и сигнала $U_{y.ст}$, задающего статический уровень выходного напряжения. Сигнал $U_{y.ст}$ вычисляется как интеграл сигнала рассогласования по напряжению, взятый с некоторым коэффициентом K_p , причем величина этого коэффициента выбирается достаточно малой, чтобы на интервале переходного процесса приращение сигнала $U_{y.ст}$ был много меньше приращения динамического сигнала управления $U_{y.д}$. Это исключает влияние сигнала $U_{y.ст}$ на динамические характеристики ИСН. В рассматриваемом ИСН с дискретным способом формирования входного сигнала модулятора сигнал $U_{y.ст}$ вычисляется посредством вычислителя В4 согласно выражению:

$$U_{y.ст} = K_p \sum_{k=1}^m \varepsilon(kT), \quad (9)$$

где $\varepsilon(kT) = U_{ввх}(mT) - U_0$ – дискретные значения сигнала рассогласования по напряжению, U_0 – задающее напряжение.

Работоспособность и достижение заявленных характеристик проверена с использованием макета ИСН, управление силовым ключом в котором обеспечивается посредством микроконтроллерной техники в соответствие со структурной схемой, приведенной на рис. 3. Оцифровывание входных сигналов производится внешним аналого-цифровым преобразователем (АЦП) MAX130B, вычислительные процедуры производятся микроконтроллером ATMEGA128A1. Силовая цепь макета ИСН имеет следующие параметры: индуктивность дросселя $L = 110...180$ мкГн и зависит от протекающего тока, емкость конденсатора выходного фильтра $C = 1000$ мкФ, период преобразования $T = 25$ мкс, входное напряжение $U_{вх} = 25...80$ В и выходное напряжение $U_{ввх} = 15$ В.

На временных диаграммах рис. 4, 5 приведены осциллограммы процессов в ИСН понижающего типа с микроконтроллерным управлением. На этих временных диаграммах луч 1 является сигналом управления ключом, коммутирующим нагрузку. При этом ступенчатое приращение тока нагрузки составляет 1,2 А. Луч 2 является сигналом с выхода датчика тока дросселя ИСН в масштабе 2 А/дел. Луч 3 отображает переменную составляющую напряжения на выходе ИСН. В макете ИСН используется аналоговый способ выделения сигнала рассогласования выходного напряжения и его инте-

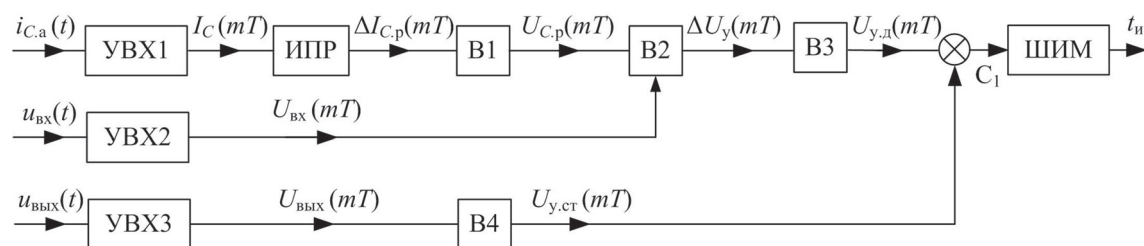


Рис. 3. Структурная схема устройства управления с дискретным законом формирования входного сигнала ШИМ

гирования. Для этого применяется источник опорного напряжения и интегратор на операционном усилителе. При этом вычислитель В4 (рис. 3) упраздняется, а на вход АЦП поступает интеграл сигнала рассогласования выходного напряжения. Этот сигнал отображается лучом 4 осциллографа. Входное напряжение ИСН составляет 50 В. На рис. 5 более детально показаны временные интервалы в окрестности моментов коммутации тока нагрузки.

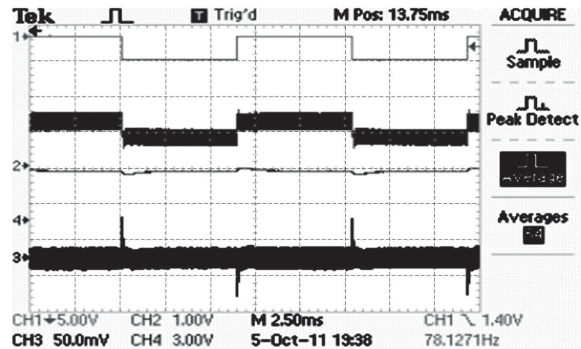


Рис. 4. Осциллограммы процессов в ИСН понижающего типа

Рассмотренный выше вариант реализации (2) с использованием дискретных значений регулируемой составляющей выходного напряжения может быть использован и для управления силовыми модулями, входящими в состав многомодульного ИСН. Функциональная схема ИСН, образованного двумя параллельно включенными силовыми модулями, приведена на рис. 6. Кроме силовых модулей CM1 и CM2 в состав ИСН входит общесистемный блок (ОСБ), который содержит задающий генератор (ЗГ) и интегратор сигнала рассогласования (И), который выполняет операцию интегрирования сигнала рассогласования

$$\varepsilon(t) = u_{\text{вых}}(t) - U_{\text{оп}},$$

где $U_{\text{оп}}$ – опорное (эталонное) напряжение.

В качестве датчика тока конденсатора (ДТК) использован трансформатор тока. Датчик тока дросселя (ДТД) выполнен в виде двух трансформа-

торов тока, работающих в одноконтурном режиме. Первичная обмотка первого трансформатора включена последовательно с силовым ключом K , вторичная – с диодом VD . Вторичные обмотки через выпрямляющие диоды подключены параллельно и нагружены на резистор, на котором формируется выходной сигнал датчика.

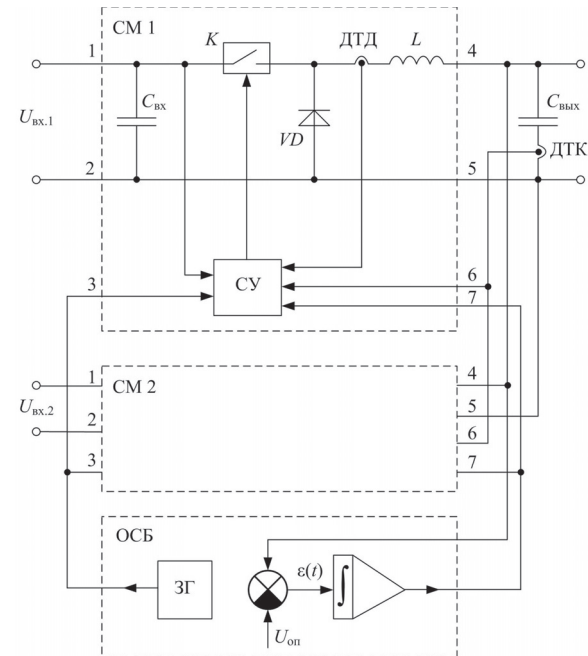
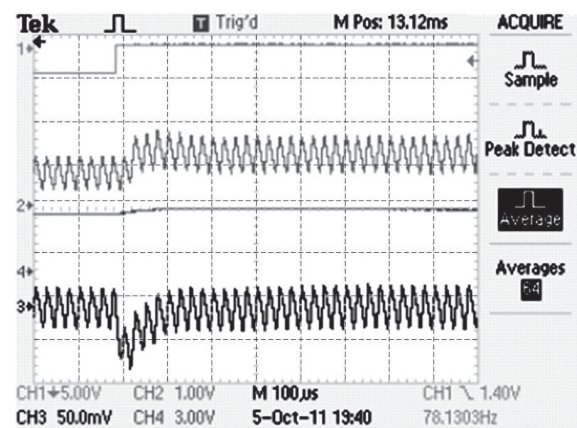
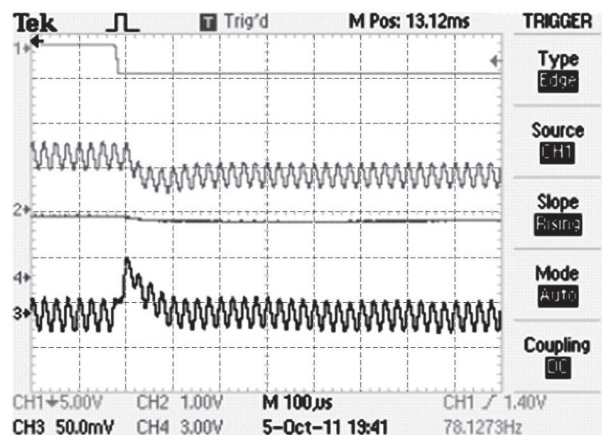


Рис. 6. Функциональная схема двухмодульного ИСН понижающего типа

Применение внешнего ЗГ позволяет организовать работу силовых модулей на одной частоте, а временной сдвиг процессов для создания многофазного режима работы обеспечивается временными задержками, реализуемыми микроконтроллерами, входящими в схемы управления (СУ) силовых модулей. Применение в ИСН общего интегратора сигнала рассогласования является обязательным условием параллельной работы, поскольку применение таких интеграторов в каждом силовом моду-



а



б

Рис. 5. Осциллограммы процессов в ИСН понижающего типа (укрупненно): а) подключение; б) отключение нагрузки

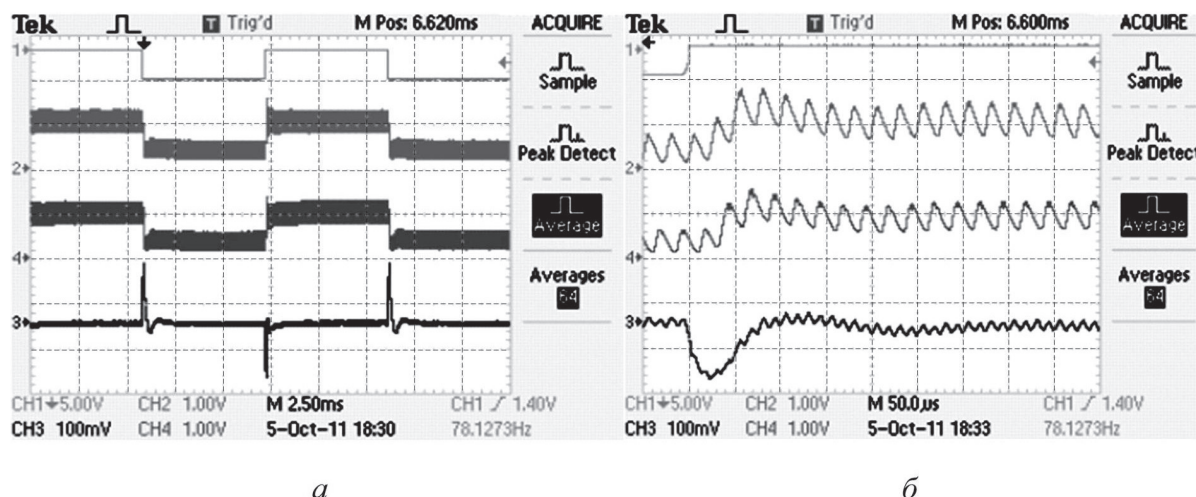


Рис. 7. Осциллограммы процессов в силовых модулях ИСН понижающего типа: а) процессы коммутации нагрузки; б) подключение нагрузки (укрупненно)

ле приведет к интегрированию различных по величине сигналов рассогласования по напряжению, достижению предельных значений интегралов сигналов рассогласования в большинстве СМ и прекращению их работы в режиме стабилизации выходного напряжения. Кроме того, использование интегратора сигнала рассогласования, выполненного на аналоговых элементах, позволяет повысить надежность многомодульного ИСН при резервировании интегратора сигнала рассогласования.

В таком ИСН схема вычислительного процесса в каждом силовом модуле аналогична приведенной на рис. 2. Отличие состоит в том, что сумматор С1 имеет третий вход, на который поступает сигнал с датчика тока дросселя, сглаженный RC -цепью с постоянной времени $\tau=1$ мс. При этом обеспечивается выравнивание токов дросселей при параллельной работе силовых модулей в составе ИСН.

На временных диаграммах, рис. 7, приведены осциллограммы процессов в ИСН понижающего типа с микроконтроллерным управлением при входных напряжениях силовых модулей 50 В. На этих диаграммах луч 1 отображает сигнал управления ключом, коммутирующим нагрузку. Ступенчатое приращение тока нагрузки составляет 3 А. Лучи 2 и 4 отображают сигналы с выхода датчиков тока дросселей первого и второго силовых

модулей ИСН (масштаб сигналов составляет 2 А/дел). Луч 3 отображает переменную составляющую напряжения на выходе ИСН. Длительность переходного процесса стабилизации выходного напряжения в этом случае также остается близкой к минимально возможной.

Выводы

Исследование процессов в макете импульсного стабилизатора напряжения понижающего типа с управлением по дискретным значениям переменных состояния показали его работоспособность и достижение минимальной конечной длительности переходных процессов в 2–3 периода преобразования при коммутации нагрузки малой мощности. При значительной величине коммутируемой составляющей тока нагрузки происходит увеличение длительности переходного процесса до 3–4 периодов преобразования, однако сохраняется конечный характер переходного процесса.

Применение в каждом силовом модуле дополнительного контура управления по току дросселя решает задачу по распределению тока нагрузки между силовыми модулями. При этом в каждом силовом модуле и стабилизаторе в целом сохраняется близкая к минимально возможной длительность переходных процессов при стабилизации выходного напряжения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванчура В. И., Капулин Д. В., Краснобаев Ю. В. Способ управления импульсным стабилизатором напряжения понижающего типа // Электромеханические преобразователи энергии: Матер. V Междунар. научно-техн. конф. – г. Томск, 12–14 октября 2011. – Томск: Изд-во ТПУ, 2011. – С. 222–225.
2. Цветков Д.А. Новые микроконтроллеры dsPIC30 серии SMPS // Новости электроники. – 2007. – № 13. – С. 19–21.
3. Potter G. An Introduction to Digital Control of Switching Power Converters // White Paper from Astec Power. – 2004. – № 4. – P. 13–15.
4. Morrison D. More Digital Design and Controversy in 2006 // Power Electronics Technology. – 2006. – № 1. – P. 16–18.
5. Соустин Б.П., Иванчура В.И., Чернышев А.И., Исляев Ш.Н. Системы электропитания космических аппаратов. – Новосибирск: Наука, 1994. – 318 с.

Поступила 22.12.2011 г.