

S. N. Varnakov, I. A. Yakovlev, S. A. Lyaschenko, S. G. Ovchinnikov, G. V. Bondarenko

COMPARISON OF IRON SILICIDE SYNTHESIZED BY MOLECULAR BEAM AND SOLID-PHASE EPITAXY

The initial stages of Fe-Si silicides formation, obtained by methods of reactive and solid-phase epitaxy at different temperatures of substrate Si, high energy electron diffraction, Auger-electron, electron-energy-loss spectroscopic and spectroscopic ellipsometry are presented in the article. The influence of process parameters during deposition on the formation of silicides was investigated.

Keywords: semiconductor and magnetic heterostructures, interfaces Fe/Si, magnetic silicide.

© Варнаков С. Н., Яковлев И. А., Лященко С. А., Овчинников С. Г., Бондаренко Г. В., 2010

УДК 681.323

Е. А. Вейсов, О. В. Непомнящий, Ю. В. Краснобаев, Д. В. Капулин

МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ МИКРОПРОГРАММНОГО УПРАВЛЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИМИ ИМПУЛЬСНЫМИ СТАБИЛИЗАТОРАМИ НАПРЯЖЕНИЯ ДЛЯ ОРГАНИЗАЦИИ ПИТАНИЯ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ ПЕРСПЕКТИВНЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ*

Рассмотрено состояние проблем в области цифрового, программного управления энергопреобразующей аппаратурой. Изложены преимущества перехода на программное, микропроцессорное управление источниками питания для перспективных космических аппаратов. В разрезе решения задач автоматического управления энергопреобразующей аппаратурой предложено решение проблемы минимизации конечной длительности переходных процессов при ступенчатом изменении тока нагрузки, методом программного управления. Представлены разработанные алгоритмы функционирования микропроцессорного модуля для данной реализации. Рассмотрена структура SPISE-модели модуля управления импульсным стабилизатором напряжения (ИСН). На основании исследования реализуемой модели процессов показана работоспособность импульсного стабилизатора напряжения с разрабатываемым микропроцессорным устройством управления.

Ключевые слова: электропитание, импульсный стабилизатор, микропроцессор, космический аппарат.

За последние два десятилетия мощность систем электропитания космических аппаратов изменилась с 1...2 до 15...25 кВт [1]. Развитие спутниковых систем предполагает дальнейший рост и их энерговооруженности, и сроков активного существования, что в значительной мере может быть обеспечено за счет совершенствования систем электропитания. Улучшение характеристик систем электропитания можно достигнуть повышением удельных энергетических характеристик основных элементов, увеличением КПД конверторов, входящих в состав энергопреобразующей аппаратуры, применением новых топологий и законов управления конверторами, которые позволяют наиболее полно использовать энергию солнечных и аккумуляторных батарей. Кроме того, на современном этапе законы управления конверторами должны обеспечивать возможность изменения топологии систем электропитания без доработки самих конверторов и обеспечивать работоспособность первых при изменениях ха-

рактеристик вследствие деградации при эксплуатации и частичных отказах.

Достичь значимых результатов в рамках постоянно повышающихся требований как к реконфигурируемости, так и к живучести аппаратуры возможно только за счет применения современных высокотехнологичных и высокопроизводительных, репрограммируемых систем управления, функционирующих на основе процессорного ядра [2].

Несмотря на то что польза от такой технологии очевидна, реальное внедрение ее на практике остается относительно дорогой и сложной задачей, решение которой стандартными микропроцессорными средствами невозможно. Однако появление новых классов микропроцессорных средств со встроенной способностью цифровой обработки сигналов обеспечит необходимую скорость обработки. При подключении в такие системы специально разработанных периферийных модулей имеется воз-

* Работа выполнена при финансовой поддержке федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг. (код проекта 02.740.11.0508).

возможность получить максимальную эффективность и гибкость в данном классе, а также использовать весь спектр возможностей нового подхода.

Рассмотрим текущее состояние задачи микропроцессорного управления импульсным источником. В системе импульсного питания контур управления, который реализует широтно-импульсное преобразование, как правило, выполняется аналоговым. На сегодняшний день цифровое программное управление применяется для реализации простейших функций включения/выключения, плавного пуска, установления последовательности запуска, мониторинга напряжения, обнаружения неисправностей и их устранения. Вместе с тем некоторые импульсные источники питания используют микроконтроллер для отслеживания работы контура управления путем обеспечения линейного регулирования существующего специального контроллера подачи энергии. Более сложные импортные микроконтроллеры, спроектированные специально для рынка источников питания, оснащаются чипами со смешанными сигналами для уменьшения числа компонентов и более активного участия в управляющем контуре импульсного источника питания [3].

Однако во всех этих случаях сам контур управления остается аналоговой функцией, поскольку микроконтроллеры не обладают достаточной обрабатываемой мощностью, чтобы эффективно управлять контуром с помощью цифровых технологий.

Более того, при использовании источников питания для аппаратуры стратегического назначения, например спутниковых космических систем, встает проблема допуска импортных комплектующих к реализации проекта.

Выделим основные преимущества реализации системы управления на основе высокоскоростного процессорного ядра. Здесь появляется способность достичь таких показателей отклика, каких невозможно добиться, используя аналоговый контур управления. Также, применяя «предварительно загруженный» контурный фильтр и поддерживая нелинейные отклики контура, можно получить более быструю синхронизацию и отклик.

Кроме того, при необходимости могут быть добавлены такие функции, как автоматическая калибровка и коррекция системы в зависимости от температуры, входного напряжения и загрузки, синхронизация процесса трансформации электричества с внешними событиями и возможность «горячей» замены компонентов системы.

Интегрированная способность к обработке, необходимая для получения полностью цифровой системы, позволяет аккумулировать и другие функции микропроцессорного управления, в том числе: мониторинг напряжения и отключение устройства при падении/повышении напряжения, дистанционный сбор данных, плавный пуск, переключение между источниками питания, устранение неисправностей, управление системой охлаждения и обнаружение неполадок, а также возможность последовательной связи – и все это без необходимости установки дополнительного процессора.

Также появляется возможность быстрой программной перенастройки системы, например, при изменении требований к емкостной или индуктивной нагрузке, для требуемого отклика источника питания. При программ-

ном подходе к управлению появляется возможность такой настройки программного обеспечения, которая позволит поддерживать различные топологии источников с помощью одной аппаратной платформы, а возможно, и менять топологию системы прямо в процессе эксплуатации, основываясь на изменении входного напряжения, например при снижении напряжения аккумулятора. Немаловажным является возможность «полевой» поддержки систем с помощью обновления встроенного программного обеспечения. Снижение количества компонентов в цифровой системе управления приведет к отсутствию допусков на компоненты в контурном фильтре, а следовательно, и к значительному упрощению проверки после завершения производства, повышению технологичности производства устройств с цифровым управлением, уменьшению массы и габаритных характеристик, что является одним из приоритетных направлений при создании бортовых систем космических аппаратов. Переход на цифровое управление позволит быстро работать с множеством контуров, что ведет к расширению технологических возможностей источников питания. Например, появляется возможность независимого управления и распределения нагрузки между несколькими шинами питания в одном устройстве; компенсации коэффициента мощности; адаптивного, предиктивного управления (управления с предсказанием) частотой широтно-импульсной модуляции (ШИМ), позволяющего уменьшить задержки в контуре управления и задержки в передаче информации; оптимизации переходного режима и др. [4].

Рассмотрим более подробно означенную задачу предиктивного управления частотой широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Решение выполняется с целью достижения минимальной конечной длительности переходных процессов при отклонении параметров в силовой цепи от номинальных.

В [1] предложен вариант реализации данной задачи в ИСН понижающего типа с ШИМ на основании закона управления, при котором используются только дискретные значения регулируемой составляющей напряжения на емкости конденсатора выходного фильтра ИСН (рис. 1).

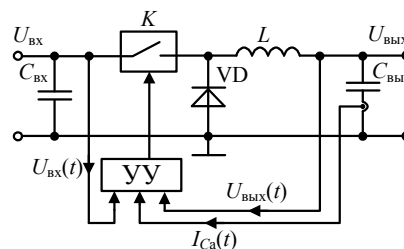


Рис. 1. Импульсный стабилизатор напряжения (упрощенно)

Данный режим работы иллюстрируют временные диаграммы (рис. 2). Здесь I_n , I_c и I_L – соответственно ток нагрузки, конденсатора и дросселя выходного фильтра ИСН: $U_{ср}$ – регулируемая составляющая напряжения на емкости конденсаторов выходного фильтра. На временных диаграммах токов регулируемые и стационарные составляющие обозначены дополнительными индексами р и ст.

Согласно этому варианту реализации, приращение входного сигнала широтно-импульсного модулятора определяется как

$$\Delta U_y(mT) = -\frac{d_0}{U_{\text{вх}} K_m} [2\Delta U_{\text{ср}}(mT) - \Delta U_{\text{ср}}((m-1)T)], \quad (1)$$

где $U_{\text{вх}}$ – напряжение на входе ИСН; $K_m = \Delta t_{\text{и.у}} / \Delta U_y(mT) = T/U_m$, $\Delta t_{\text{и.у}}$ – приращение длительности импульса управления силовым ключом ИСН относительно моментов времени mT управляемого переключения; $\Delta U_y(mT)$ – приращение входного сигнала широтно-импульсного модулятора; U_m – амплитуда пилообразного напряжения ШИМ.

Текущие значения динамической составляющей входного сигнала широтно-импульсного модулятора определяются формулой

$$U_y(mT) = U_y((m-1)T) + \Delta U_y(mT). \quad (2)$$

Вычислить приращение регулируемой составляющей напряжения $\Delta U_{\text{ср}}$ на емкости конденсатора можно путем интегрирования на интервале времени, равном периоду T , приращения регулируемой составляющей $\Delta I_{\text{ср}}$ тока конденсатора:

$$\Delta U_{\text{ср}}(mT) = \frac{1}{C} \int_{(m-1)T}^{mT} \Delta I_{\text{ср}}((m-1)T) dt. \quad (3)$$

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

$$\Delta I_{\text{ср}}(mT) = I_{\text{ср}}(mT) - I_{\text{ср}}((m-1)T)$$

или

$$\Delta I_{\text{ср}}(mT) = I_{\text{ср}}(mT + \tau) - I_{\text{ср}}((m-1)T + \tau), \quad (4)$$

где τ – в общем случае произвольно выбранный фиксированный интервал времени.

Для того чтобы располагать временем для проведения вычислительных процедур, необходимых для определения входного сигнала широтно-импульсного моду-

лятора к моменту времени mT , целесообразно τ выбрать так, чтобы моменты времени $(m-1)T + \tau$ максимально удалялись от моментов времени mT регулируемого переключения силового ключа ИСН. Для ИСН понижающего типа и при модуляции заднего фронта импульса моменты времени $(m-1)T + \tau$ следует выбрать непосредственно после момента включения силового ключа ИСН. Поскольку в ИСН понижающего типа статический коэффициент заполнения $K_{\text{з.ст}} > 0,25$, то на процедуры выборки дискретных значений входных сигналов и проведение вычислений остается время, близкое к четверти периода преобразования. Использование выражения (4) позволяет определить $\Delta I_{\text{ср}}((m-1)T)$ в момент времени $(m-1)T + \tau$.

Поскольку приращения регулируемой составляющей напряжения на интервале между регулируемыми моментами переключения силового ключа ИСН постоянно, то (3) можно записать в виде

$$\Delta U_{\text{ср}}(mT) = \frac{T}{C} \Delta I_{\text{ср}}((m-1)T). \quad (5)$$

Таким образом, замена процедуры интегрирования согласно (3) определением площади прямоугольника согласно (5) позволяет определить приращение регулируемой составляющей напряжения на емкости конденсатора $\Delta U_{\text{ср}}(mT)$ 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 динамической составляющей входного сигнала широтно-импульсного модулятора в соответствии с (1) и (2) также может быть произведено в окрестности моментов времени $(m-1)T + \tau$.

Приведем здесь структурную схему устройства управления, реализующего дискретный закон формирования входного сигнала ШИМ (рис. 3).

Аналого-цифровые преобразователи АЦП1–АЦП3 обеспечивают выборку входных сигналов в моменты времени $mT + t_{\text{см}}$, где $t_{\text{см}}$ – интервал смещения, и оцифровку выбранных значений сигналов на последующих интерва-

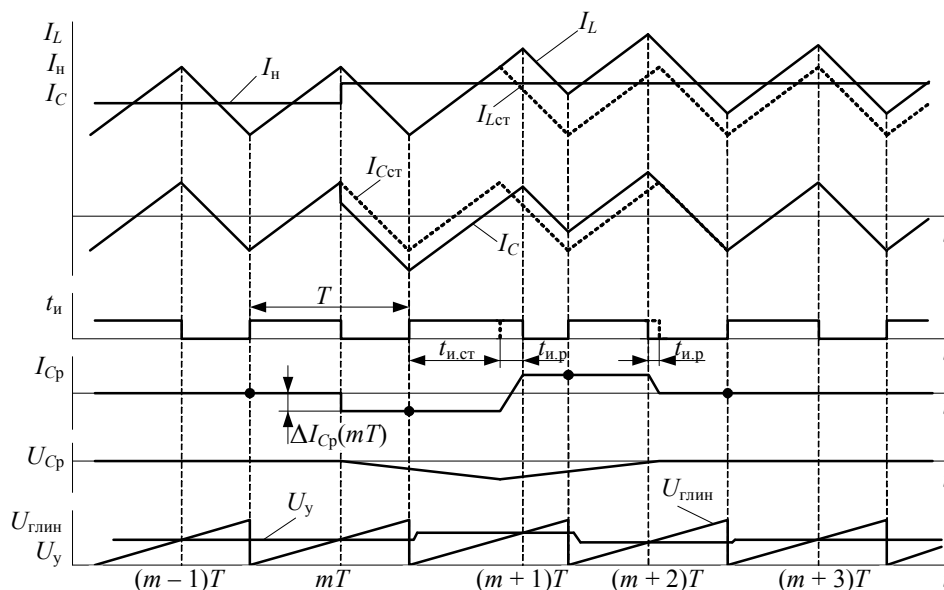


Рис. 2. Временные диаграммы работы ИСН с дискретным управлением

лах времени длительностью в период преобразования T . Измеритель первой разности ИПР обеспечивает выполнение (4), а вычислители В1, В2 и В3 производят вычисления согласно (5), (1) и (2).

Для обеспечения астатизма выходного напряжения ИСН используется способ с вариантом реализации закона управления по мгновенным значениям координат состояния, согласно которому входной сигнала U_y ШИМ формируется как сумма динамического сигнала управления $U_{y,д}$ и сигнала $U_{y,ст}$, задающего статический уровень выходного напряжения [1]. Сигнал $U_{y,ст}$ вычисляется как интеграл сигнала рассогласования по напряжению, взятый с некоторым коэффициентом K_p , причем величина этого коэффициента выбирается достаточно малой, что бы на интервале переходного процесса приращение сигнала $U_{y,ст}$ было много меньше приращений 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

$$U_{y,ст} = K_p \sum_{k=1}^m \varepsilon(kT), \quad (6)$$

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

Примерный вид входного сигнала U_y и пилообразного опорного напряжения $U_{глин}$ широтно-импульсного модулятора приведен на рис. 2.

С целью адекватного представления алгоритма формирования управляющего сигнала с точки зрения и логики программного управления, рассмотрим основные состояния вычислительного процесса.

С точки зрения вычислительной логики, началом функционирования микропроцессорной системы в режиме формирования управляющего импульса следует считать активный фронт сигнала готовности. Однако с целью завершения переходных процессов в цифровых и аналоговых модулях системы, а также выхода электронных компонентов источника на рабочий режим вводится программная задержка стартового замера, в процессе которой происходит инициализация начальных значений переменных, настройка подсистем управления и определение системных констант. Здесь и далее интервальные линии реализуются на аппаратно-программном уровне при помощи программируемых, системных таймеров-счетчиков.

Результатом функционирования рассматриваемого программного модуля будет формирование управляю-

щего импульса с предварительным расчетом его корректирующих значений – $\Delta U_{Cp(j)}$ и $\Delta U_{y(j)}$. Изначально эти переменные должны быть «брошены» – приравнены к заданному коэффициенту пересчета.

На первоначальном этапе замера, обозначим его как этап $(j - 1)$, происходит оцифровка входных сигналов с АЦП (см. рис. 3, 4).

Посредством драйверов АЦП1–АЦП3 происходит снятие и представление в числовом формате данных по току конденсатора $I_{C(j-1)}$ выходного фильтра, входного напряжения $U_{вх(j-1)}$ и выходного напряжения $U_{вых(j-1)}$. Идентичные АЦП2 и АЦП3 функционируют параллельно и синхронно. Тем не менее возможно некоторое рассогласование завершения этапов преобразования. Здесь интервалы оцифровки могут иметь предельно малую разницу, порядка 10^{-9} с, что не является принципиальным недостатком во временных интервалах расчета и компенсируется приемом данных микропроцессорным ядром от АЦП в режиме прямого доступа к памяти. АЦП2 и АЦП3 выполняют преобразование в течение малого интервала смещения $\tau < 0,25 T$, т. е. в течение первой четверти периода.

В разрабатываемой системе драйвера АЦП2 и АЦП3 запускаются по окончании преобразования АЦП1, поэтому имеется возможность использования мультиплексированных каналов АЦП1 для АЦП2 или АЦП3. Таким образом, суммарное время преобразования и предварительной обработки данных по всем каналам не должно превышать четверти периода. Оставшееся время можно успешно использовать для реализации функций управления ИСН, не связанных со стабилизацией.

Полученные на первоначальном этапе значения переменных $I_{C(j-1)}$, $U_{вх(j-1)}$ и $U_{вых(j-1)}$ сохраняются в памяти системы и впоследствии будут использованы для расчета величин приращений. Следует отметить, что рассмотренный этап $(j - 1)$ не является расчетным и служит только для формирования стартовых значений.

Непосредственным началом функционирования системы следует считать этап j . Замер и численное представление величин тока и напряжений $I_{C(j)}$, $U_{вх(j)}$ и $U_{вых(j)}$ происходит так же, как и в предыдущем фрагменте алгоритма.

По окончании замеров вычислитель В4 производит расчет значения сигнала рассогласования по напряжению согласно выражению (6): $E_{k(j)} := U_{вых(j-1)} - U_0$. С целью организации принципа предварительного просмотра потока данных, происходит сдвиг индексных переменных, при котором значения переменных, полученных на текущем этапе, используются в расчете значений для сле-

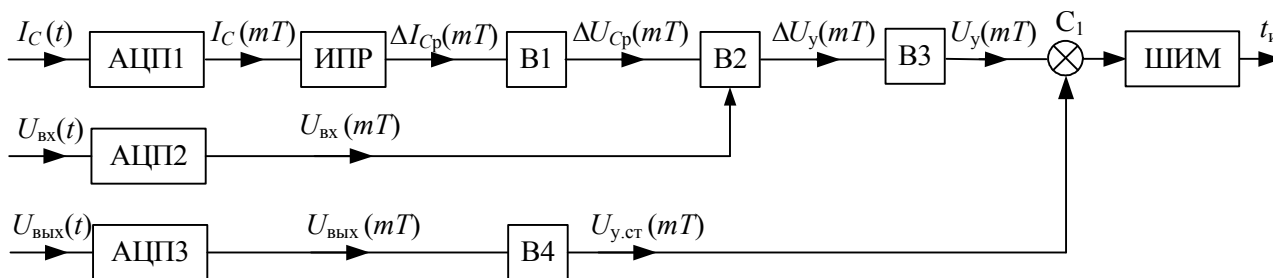


Рис. 3. Структурная схема микропроцессорного устройства управления

дующего. На данном этапе расчетов выполняется нормализация сигнала, задающего уровень выходного напряжения. При выходе значения за верхнюю или нижнюю границу сигнала происходит автоматическое приравнение текущего значения к фиксированной величине соответствующей границы. Таким образом, при превышении уровня верхней границы сигнал приравнивается, «подтягивается» к ней, и аналогично – при пересечении уровня сигнала нижней границы. На данном этапе исключается возможность выхода за допустимые пределы значения сигнала и реализуется принцип нормализации значений за минимальное время.

По окончании нормализации происходит вычисление приращения текущей, регулируемой составляющей тока конденсатора, $\Delta I_{Cp(j)} := I_{C(j)} - I_{C(j-1)}$. Здесь функционирует интегральный преобразователь, реализующий выражение (4). Полученные значения индексных переменных, как и в предыдущем случае, сдвигаются в массиве данных и сохраняются в памяти вычислительной системы.

На следующем этапе расчетов, в потоковом режиме, функционируют вычислители В1 и В2, производящие вычисление приращения текущей регулируемой составляющей напряжения на емкости конденсатора

$$\Delta U_{Cp(j)} := \frac{T}{C} \Delta I_{Cp(j)}$$

входного сигнала ШИМ

и вычисление текущего приращения выходного сигнала ШИМ $\Delta U_{y(j)} := \frac{d_0/K_m}{U_{вх(j)}} [2\Delta U_{Cp(j)} - \Delta U_{Cp(j-1)}]$ согласно выражениям (5) и (1). Полученные результаты занимают место предыдущих в памяти системы, т. е. вновь выполняется сдвиг массива значений.

В завершение посредством вычислителя В3, реализующего выражение (2), происходит расчет текущего значения динамической составляющей входного сигнала широтно-импульсного модулятора $U_{y(j)} := U_{y(j-1)} + \Delta U_{Cp(j)}$ и вычисление длительности управляющего импульса

$$t_{н.у} := \frac{T}{U_m} U_{y(j)}$$

Полученные результаты переписываются в память со сдвигом значений и цикл повторяется.

Отметим, что при первоначальном запуске на первом периоде преобразования величина $U_{y(j)} = 0$, следовательно, амплитуда управляющего сигнала будет постепенно нарастать от периода к периоду, и при достижении установившегося значения система выходит на режим.

С целью подтверждения работоспособности ИСН с дискретным способом формирования входного сигнала

модулятора разработана модель ИСН понижающего типа в формате SPICE. Модель устройства управления выполнена в соответствии со структурной схемой (см. рис. 3) с использованием аналоговых устройств, имитирующих цифровую обработку поступающей информации. Модель силовой цепи ИСН понижающего типа имеет следующие параметры: индуктивность дросселя $L = 150$ мГн, емкость конденсатора выходного фильтра $C = 1000$ пФ, период преобразования $T = 25$ мкс, входное напряжение $U_{вх} = 115$ В и выходное напряжения $U_{вых} = 100$ В. Вычислительные процедуры в модели производятся непосредственно после моментов времени mT в соответствии со структурной схемой (см. рис. 3) и выражениями (3), (4), (7), (8) и по длительности занимают 2 мкс.

На рис. 4 приведены временные диаграммы токов нагрузки I_n и дросселя I_L , выходного напряжения $U_{вых}$, входного и опорного напряжений ШИМ, для случая, когда ступенчатое изменение тока нагрузки приводит к изменению длительности импульса управления, не нарушающему условие (1). Диаграммы на рис. 4, а и рис. 4, б отличаются моментом времени, в который происходит ступенчатое увеличение нагрузки.

Достижение длительности переходного процесса в два-три периода преобразования следует из возврата тока дросселя, выходного напряжения и входного сигнала широтно-импульсного модулятора к стационарным значениям через два-три периода преобразования после момента коммутации тока.

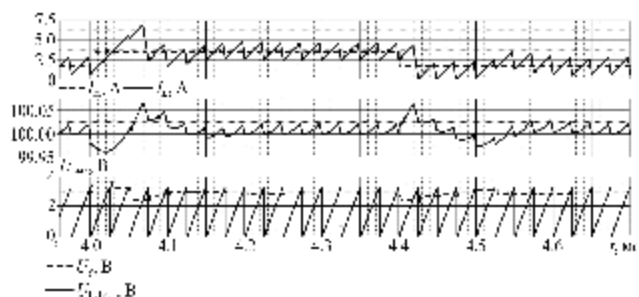


Рис. 5. Временные диаграммы работы ИСН при $U_{вх} = 115$ В, $\Delta I_n = 2$ А

В случае ступенчатого изменения тока нагрузки большего значения, приводящего к нарушению условия (1) (рис. 5), длительность переходного процесса несколько возрастает, но остается конечной. При изменении входного напряжения ИСН и соответствующем изменении параметров вычислителя В2 в соответствии с (3), длительность

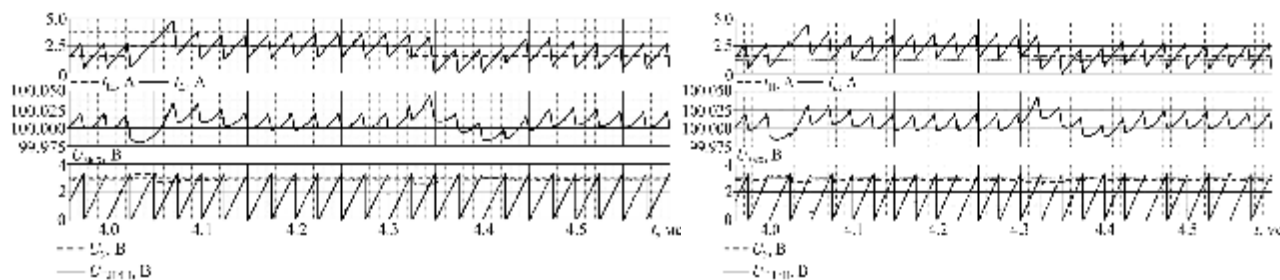


Рис. 4. Временные диаграммы работы ИСН при $U_{вх} = 115$ В, $\Delta I_n = 1$ А: коммутация нагрузки в начале периода преобразования (а); коммутация нагрузки в конце периода преобразования (б)

ность переходных процессов в ИСН остается минимально возможной.

Таким образом, исследование процессов в модели ИСН показало работоспособность ИСН с предложенным устройством управления и достижение минимальной конечной длительности переходных процессов в два периода преобразования при ступенчатом изменении тока нагрузки. Показано, что необходимость однократного, в течение периода T , проведения процедур оцифровывания и проведения вычислительных операций, освобождает существенный временной интервал в работе цифрового вычислительного устройства, который может быть использован для диагностики ИСН, решения задач по распределению тока нагрузки между отдельными ИСН при их параллельной работе на общую нагрузку, что является дополнительным преимуществом предложенного способа управления ИСН, а применение импульсного источника питания, использующего полностью цифровой контур управления, реализуемо-

го при помощи высокоскоростных микропроцессорных средств российского производства, имеет значительные преимущества по сравнению с аналоговыми вариантами и обладает неоспоримыми преимуществами стратегического плана.

Библиографические ссылки

1. Системы электропитания космических аппаратов / Б. П. Соустин, В. И. Иванчура, А. И. Чернышев, Ш. Н. Исляев. Новосибирск : Наука. Сиб. издат. фирма, 1994.
2. Цветков Д. Новые микроконтроллеры DSPIC30 серии SMPS // Новости электроники. 2007. № 13.
3. Кириленко В. Микроконтроллеры и управление импульсными источниками питания. Внедрение полностью цифрового контура управления // Силовая электроника. 2007. № 7(120).
4. Жданкин В. Цифровое управление преобразователем напряжения – это уже реальность // Силовая электроника. 2009. № 1.

E. A. Veysov, O. V. Nepomnyaschi, U. V. Krasnobaev, D. V. Kapulin

METHODS AND ALGORITHMS FOR MICROPROGRAM CONTROL OF HIGH-SPEED, IMPULSE VOLTAGE REGULATORS FOR POWER SUPPLY OF ONBOARD EQUIPMENT OF PERSPECTIVE SPACE VEHICLES

The article dwells upon problems in the field of numeral, program control of energy transforming equipment. Advantages of transition to program, microprocessor control of power supplies for perspective space vehicles are presented. Since we consider the tasks of automatic control of energy transforming equipment, we offer decision of minimization of finite duration of transient phenomena problem, at step change of a current of loading, using program control method. The developed algorithms of functioning of the microprocessor unit for the given implementation are presented. The structure of SPICE-model of the impulse voltage regulator control unit is considered. On the basis of research of the implemented model of processes, working ability of impulse voltage regulator with developed microprocessor control device is shown.

Keywords: power supplies, impulse stabilizer, microprocessor, space vehicle.

© Вейсов Е. А., Непомнящий О. В., Краснобаев Ю. В., Капулин Д. В., 2010