

УДК 681.5.037

Д.О. Дударьков, М.Е. Хлыстунов, И.М. Журавлев

Оценка влияния напряжения стабилизации и характеристик солнечной батареи на токовую нагрузку транзистора шунтового стабилизатора

Исследован характер изменения тока транзистора шунтового стабилизатора напряжения в зависимости от величины напряжения стабилизации и характеристик солнечной батареи, включая паразитную выходную емкость. Получены графики зависимости тепловыделения шунтового стабилизатора от напряжения выходной шины электропитания при различных паразитных параметрах солнечной батареи. Проведена верификация результатов расчета с применением макетного образца шунтового стабилизатора.

Ключевые слова: солнечная батарея, шунтовой стабилизатор, S3R, паразитная выходная емкость солнечной батареи, токовая нагрузка транзистора.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-75-81

Большинство систем электропитания космических аппаратов, использующих в качестве первичного источника электроэнергии солнечные батареи (СБ), включают в себя узел регулятора мощности СБ, схемотехнически реализованный на основе шунтового стабилизатора (ШС) напряжения. Такая распространённость обусловлена простотой управления и эффективностью схемы [1–8, 12], особенно при использовании дискретных способов управления по типу релейного или S3R (sequence switching shunt regulator, регулирование с помощью последовательной коммутации шунтов) [9–11, 13].

В ШС с S3R применен принцип управления по отклонению, реализованный с помощью дискретного многозонного способа регулирования напряжения [6, 7], которое заключается в разбиении всего диапазона регулирования на зоны. Переход из одной зоны в другую реализуется изменением количества каналов секций СБ, подключенных к нагрузке, согласно сигналу регулятора контура напряжения, выполненного в виде ПИД-регулятора. Сигнал ошибки стабилизации обрабатывается регулятором, выходной сигнал которого поступает на блок коммутации каналов, формирующий в виде кода набор сигналов управления для каналов ШС (рис. 1).

Основным преимуществом S3R-способа управления, обусловившим его повсеместное применение в энергопреобразующей аппаратуре космических аппаратов, являются простота алгоритма коммутации, малая сложность масштабирования управления под требуемое количество каналов ШС, минимальные требования к организации обратной связи (достаточно простейших пороговых устройств). К недостаткам можно отнести отсутствие фиксированной частоты работы, что усложняет процесс анализа и проектирования [14–21].

В процессе проектирования ШС энергии СБ необходимо учитывать особенности эксплуатации космического аппарата, а именно выбор рабочей точки на нелинейной ВАХ (рис. 2). Учитывая требования по обеспечению заданного уровня электропитания на протяжении всего срока активного суще-

ствования (САС) космического аппарата, а также изменения характеристик СБ в процессе работы за счет старения и температурных воздействий, СБ проектируется с учетом обеспечения заданной выходной мощности в конце САС [18–22].

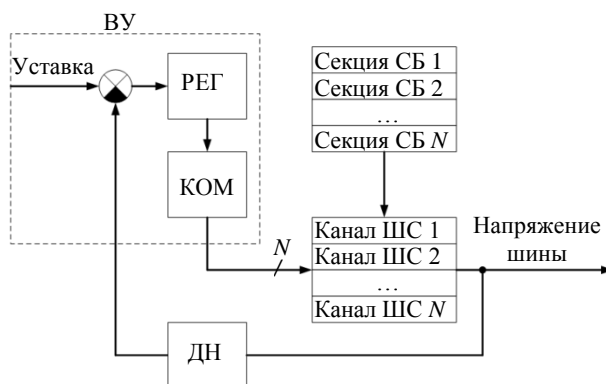


Рис. 1. Функциональная схема системы стабилизации выходного напряжения: ВУ – вычислительное устройство; РЕГ – регулятор контура напряжения; КОМ – коммутатор каналов ШС; ДН – датчик напряжения

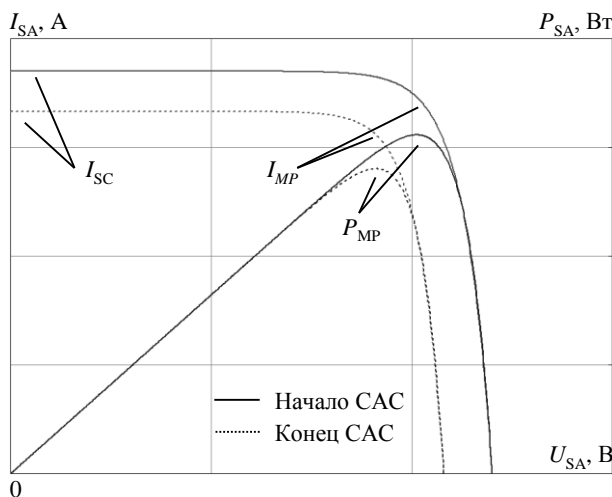


Рис. 2. ВАХ солнечной батареи в начале и конце САС при нормальной температуре: I_{SC} – ток короткого замыкания СБ; I_{MP} – ток СБ в точке максимальной мощности; P_{MP} – мощность СБ в точке максимальной мощности

Основное влияние на параметры ВАХ СБ оказывают три фактора: температура, интенсивность падающего излучения и временная деградация характеристик. Из-за различных скоростей протекания процессов (скорость изменения освещенности и температуры значительно выше скорости радиационной деградации) для анализа обычно принимают допущение о постоянной и равномерной освещенности СБ при фиксированной температуре работы. Для расчета максимального тепловыделения используется токовая ветвь ВАХ СБ в начале САС, поскольку она обеспечивает максимальную токовую нагрузку транзистора.

Соответственно, несмотря на простоту алгоритма управления, проектирование ШС является нетривиальной задачей ввиду нелинейной ВАХ источника питания. При этом необходимо учитывать, что на величину токовой нагрузки ШС влияют такие характеристики СБ, как паразитная выходная емкость и положение рабочей точки на ВАХ. Эти характеристики при замыкании транзистора VT обеспечивают формирование высокоамплитудного импульса тока, увеличивая электрическую и температурную нагрузки на элемент, снижая надежность работы [10, 13, 20–27].

Учитывая высокие требования к ресурсу и надежности работы ЭПА космического аппарата, данная статья нацелена на определение зависимостей, позволяющих провести оценку токовой нагрузки и тепловыделения транзистора ШС при изменении характеристик СБ и уровня стабилизации выходного напряжения.

Ток шунтового стабилизатора энергии солнечной батареи при замыкании транзистора

На схеме ШС (рис. 3, а) панель СБ, представленная в виде источника тока J_{SA} с паразитной выходной емкостью C_{SA} , в общем случае состоит из дросселя L , ограничивающего амплитуду тока разряда паразитной емкости СБ, транзистора VT и диода VD, необходимого для блокирования разряда выходного фильтра C_{OUT} , при шунтировании солнечной панели. До момента времени, пока выходное напряжение меньше напряжения стабилизации, транзисторный ключ VT разомкнут, вся мощность СБ передается в нагрузку R . При превышении выходным напряжением уровня напряжения стабилизации транзисторный ключ VT замыкается, шунтируя СБ (рис. 3, б).

Изменение тока транзисторного ключа при шунтировании СБ можно представить в виде четырех временных интервалов (рис. 4) $0-t_1$, t_1-t_2 , t_2-t_3 , t_3-t_4 (на рисунке не указан), где момент времени 0 соответствует переходу ключа из разомкнутого состояния в замкнутый.

Интервал $0-t_1$ описывает процесс накопления дросселем энергии, запасенной в паразитной выходной емкости СБ. В момент времени, равный 0, рабочая точка ШС соответствовала точке максимальной мощности на ВАХ СБ, что обеспечивало протекание через дроссель L тока I_{MP} . После замыкания транзи-

сторного ключа, к дросселю прикладывается разница между выходным напряжением СБ (равным сумме напряжений на нагрузке U_{OUT} и прямого падения на диоде $U_{VD,f}$) и падением напряжения на замкнутом транзисторе при протекании тока I_{MP} .

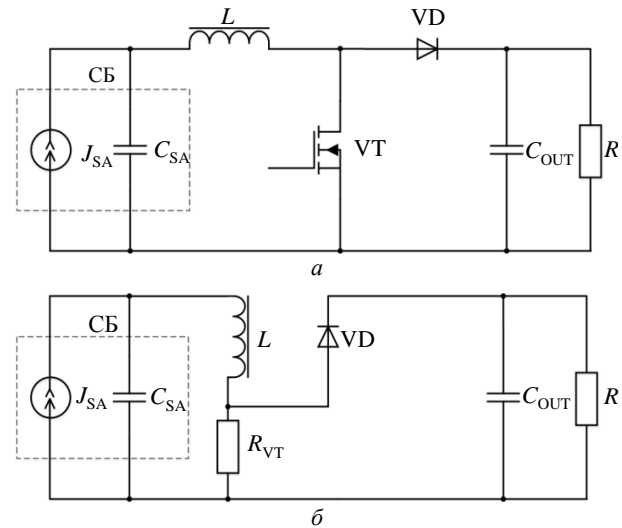


Рис. 3. Схема ШС: а – общая; б – после замыкания транзисторного ключа

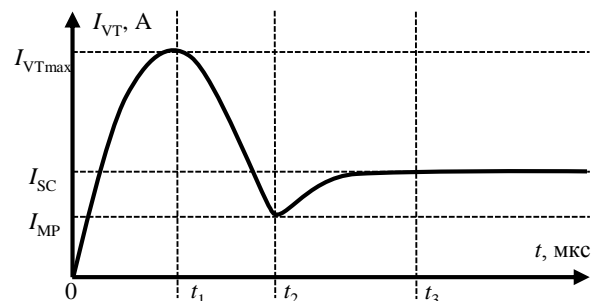


Рис. 4. Диаграмма изменения тока транзистора

Увеличение тока транзистора VT происходит за счет тока разряда выходной паразитной емкости СБ и одновременного перехода с точки максимальной мощности в область короткого замыкания. Длительность процесса разряда будет определяться постоянной времени колебательного контура $C_{SA}L$, которую можно определить через индуктивность дросселя шунтирующей ветви L , добротность контура Q_{SA} и его волновое сопротивление ρ_{SA} . С учетом вышесказанного максимальную амплитуду тока через транзистор можно определить как

$$I_{VTmax} = I_{MP} + C_{SA} \cdot \frac{U_{MP} - I_{MP} \cdot R_{VT}}{\delta_1},$$

$$U_{MP} = U_{OUT} + U_{VD,f},$$

$$\delta_1 = \frac{L \cdot Q_{SA}}{\rho_{SA}},$$

где U_{MP} – выходное напряжение СБ в точке максимальной мощности; R_{VT} – сопротивление сток-исток транзисторного ключа в замкнутом состоянии; δ_1 – постоянная времени дросселя, зависящая от добротности колебательного контура.

Длительность интервала $0-t_1$ будет определяться скоростью разряда паразитной емкости до напряжения, падающего на шунтирующей ветви (дроссель и транзистор) при токе СБ в точке максимальной мощности. Аналитическое определение длительности интервала является сложной задачей ввиду нелинейного изменения тока СБ и напряжения шунтирующей ветви. Однако для контура с добротностью меньше единицы ($Q_{SA} < 1$), для интервала времени значительно меньше периода рабочей частоты можно линеаризовать зависимости и определить длительность интервала $0-t_1$ как

$$t_{VT\ t_1} = \begin{cases} t_1 \leftarrow 0,1 \text{ нс}, \\ \text{while } U_{MP} \cdot \left(1 - e^{-\frac{\alpha_1 \cdot \delta_1}{\left[\frac{Q_{SA}}{1-Q_{SA}} \cdot t_1 \right]}} \right) > Z_{SH} \cdot I_{MP}, \\ t_1 \leftarrow t_1 + T_{STEP}, \\ t_1, \end{cases}$$

$$\delta_2 = \frac{L}{Z_{SH}},$$

где t_1 – длительность интервала $0-t_1$; α_1 – коэффициент, учитывающий нелинейное изменение тока СБ; δ_2 – постоянная времени дросселя, зависящая от сопротивления шунтирующей ветви; Z_{SH} – импеданс шунтирующей ветви

$$Z_{SH} = \sqrt{R_{VT}^2 + r_L^2 + (2 \cdot \pi \cdot f_W \cdot L)^2},$$

r_L – эквивалентное последовательное сопротивление дросселя; f_W – рабочая частота транзистора; T_{STEP} – шаг расчета.

В течение времени t_1 ток транзистора VT экспоненциально увеличивается, стремясь к $I_{VT\ max}$. Учитывая последовательное включение дросселя L и транзистора VT, а также влияние добротности колебательного контура на форму тока, величина мгновенного и среднего токов транзистора VT на интервале $0-t_1$ будет равна

$$I_{VT\ t_1} = \begin{cases} I_{MP} + I_{VT\ max} \cdot e^{-\frac{\beta_1 \cdot \delta_1}{\left[\frac{Q_{SA}}{1-Q_{SA}} \cdot t_1 \right]}} \text{ if } t \leq t_{VT\ t_1}, \\ 0 \text{ otherwise,} \end{cases}$$

$$I_{VT\ avr\ t_1} = \frac{1}{t_{VT\ t_1}} \cdot \int_0^{t_{VT\ t_1}} I_{VT\ t_1} dt,$$

где β_1 – коэффициент, учитывающий нелинейное изменение тока СБ.

Интервал t_1-t_2 описывает процесс рассеивания энергии, накопленной в дросселе, где t_2 – момент времени, в котором амплитуда тока транзистора становится минимальной. С момента t_1 ток транзистора VT снижается от максимальной величины $I_{VT\ max}$ до значения, близкого к току I_{MP} . Это обусловлено снижением напряжения паразитной емкости до уровня, при котором суммарный ток СБ и ток разряда пара-

зитной емкости недостаточен для поддержания требуемой величины.

Длительность интервала t_1-t_2 определяется как величиной добротности колебательного контура, так и скоростью изменения тока в дросселе шунтирующей ветви, ограниченной его индуктивностью. Важную роль при этом играет вид гистерезиса дросселя L , в частности, прямоугольность характеристики, которую производители магнитопроводов приводят достаточно редко. В общем случае суммарную длительность интервала $0-t_2$ можно рассчитать по формуле

$$t_{VT\ t_2} = \begin{cases} t_2 \leftarrow 0,1 \text{ нс}, \\ \text{while } I_{VT\ t_1}(t_{VT\ t_1}) \cdot \left(1 - e^{-\frac{\alpha_2 \cdot \delta_2}{t_2}} \right) \cdot \left[\frac{1}{Q_{SA}} - 1 \right] \geq I_{MP}, \\ t_2 \leftarrow t_2 + T_{STEP}, \\ t_2, \end{cases}$$

где t_2 – длительность интервала $0-t_2$; $I_{VT\ t_1}(t_{VT\ t_1})$ – ток транзистора в момент времени $t_{VT\ t_1}$; α_2 – коэффициент, учитывающий влияние характеристик дросселя.

Величина тока на интервале t_1-t_2 при одинаковой индуктивности, но различных характеристиках дросселя может отличаться от расчетной в среднем на 5–7% (в зависимости от характеристик СБ). Принимая это во внимание, учитывая последовательное включение дросселя L и транзистора VT, а также влияние добротности колебательного контура на форму тока, величина мгновенного и среднего токов транзистора VT на интервале t_1-t_2 , будет равна

$$I_{VT\ t_2} = \begin{cases} I_{VT\ t_1}(t_{VT\ t_1}) \cdot \left[1 - e^{-\frac{\beta_2 \cdot \delta_2}{t_2}} \right] \text{ if } t_{VT\ t_1} \leq t \leq t_{VT\ t_2}, \\ 0 \text{ otherwise,} \end{cases}$$

$$I_{VT\ avr\ t_2} = \frac{1}{t_{VT\ t_2} - t_{VT\ t_1}} \cdot \int_{t_{VT\ t_1}}^{t_{VT\ t_2}} I_{VT\ t_2} dt,$$

где β_2 – коэффициент, учитывающий влияние характеристик дросселя.

Интервал t_2-t_3 описывает окончание переходного процесса тока СБ и стабилизацию его на уровне тока КЗ, где t_3 – момент времени, когда колебания тока шунтирующей ветви минимизируются. В момент времени t_2 начинается процесс перераспределения тока СБ между паразитной емкостью солнечной панели и шунтирующей ветвью. К концу интервала t_2-t_3 происходит полный разряд паразитной емкости, что обеспечивает протекание тока КЗ СБ через транзистор ШС.

Длительность интервала t_2-t_3 определяется величиной добротности колебательного контура и скоростью перераспределения тока СБ между паразитной емкостью солнечной панели и шунтирующей ветвью. Суммарную длительность интервала $0-t_3$ можно оценить по формуле

$$t_{VT\ t_3} = \begin{cases} t_3 \leftarrow 0,1 \text{ нс}, \\ \text{while } I_{VT\ t_2}(t_{VT\ t_2}) + I_{SC} \cdot e^{-\frac{\alpha_3 \cdot \delta_2}{t_3}} < I_{SC}, \\ t_3 \leftarrow t_3 + T_{STEP}, \\ t_3, \end{cases}$$

где t_3 – переменная, равная длительности интервала $0-t_3$; $I_{VT\ t_2}(t_{VT\ t_2})$ – ток транзистора в момент времени $t_{VT\ t_2}$; α_3 – коэффициент, учитывающий скорость перераспределения тока СБ между паразитной емкостью и шунтирующей ветвью.

На величину и скорость изменения тока транзистора на интервале t_2-t_3 в основном влияет скорость перераспределения тока СБ между паразитной емкостью и шунтирующей ветвью. С учетом вышесказанного величина мгновенного и среднего токов транзистора VT на интервале t_2-t_3 будет равна

$$I_{VT\ t_3} = \begin{cases} I_{VT\ t_2}(t_{VT\ t_2}) + I_{SC} \cdot e^{-\frac{\beta_3 \cdot \delta_2}{t_3}} & \text{if } t_{VT\ t_2} \leq t \leq t_{VT\ t_3}, \\ 0 & \text{otherwise,} \end{cases}$$

$$I_{VT\ avr\ t_3} = \frac{1}{t_{VT\ t_3} - t_{VT\ t_2}} \cdot \int_{t_{VT\ t_2}}^{t_{VT\ t_3}} I_{VT\ t_3} dt,$$

где β_3 – коэффициент, учитывающий скорость перераспределения тока СБ между паразитной емкостью и шунтирующей ветвью.

На интервале времени t_3-t_4 (где t_4 – момент времени, в который происходит размыкание транзистора, на рис. 4 не указан) мгновенный и средний ток транзистора совпадают и равны току КЗ СБ

$$I_{VT\ t_4} = I_{VT\ avr\ t_4} = \begin{cases} I_{SC} & \text{if } t > t_{VT\ t_3}, \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases}$$

Построив функции $I_{VT\ t_1}$, $I_{VT\ t_2}$, $I_{VT\ t_3}$, $I_{VT\ t_4}$, а затем просуммировав их, получим диаграмму тока транзисторного ключа I_{VT} после шунтирования СБ (рис. 5). При построении графика использовались следующие параметры:

- характеристики СБ – $I_{SC} = 7,4$ А; $I_{MP} = 6,6$ А; $U_{MP} = 101$ В; $C_{SA} = 220$ нФ (см. рис. 5, а), и $C_{SA} = 440$ нФ (см. рис. 5, б);
- параметры ШС – $L = 44$ мкГн; $r_L = 100$ мОм; $R_{VT} = 52$ мОм; $Q_{SA} = 0,52$ (см. рис. 5, а) и $Q_{SA} = 0,37$ (см. рис. 5, б); $U_{OUT} = 100$ В; $f_W = 6,25$ кГц;
- для рис. 5, а: $\alpha_1 = 0,38$; $\beta_1 = 0,38$; $\alpha_2 = 5,8$; $\beta_2 = 4,8$; $\alpha_3 = \beta_3 = 10$;
- для рис. 5, б: $\alpha_1 = 0,15$; $\beta_1 = 1,7$; $\alpha_2 = 4,8$; $\beta_2 = 1,5$; $\alpha_3 = \beta_3 = 9$.

Как видно из рис. 5, увеличение паразитной выходной емкости СБ в два раза привело к увеличению амплитуды тока транзистора в $25,4$ А / $18,9$ А = $1,3$ раза. Перейдя от мгновенных значений тока транзистора к среднему за один рабочий период, получим ток транзистора $I_{VT\ avr} = 8,75$ А (см. рис. 5, а) и $I_{VT\ avr} = 8,92$ А (см. рис. 5, б).

Таким образом, учет влияния паразитной выходной емкости СБ приводит к увеличению среднего тока за один период работы в $I_{VT}/I_{SA_SC} = 8,75$ А / $7,4$ А = $1,18$ раза (см. рис. 5, а) и $I_{VT}/I_{SA_SC} = 8,92$ А / $7,4$ А = $1,21$ раза (см. рис. 5, б) относительно беземкостной модели СБ, с максимальным током за период, равный току КЗ СБ ($7,4$ А). Снижение токовой нагрузки и тепловыделения до уровня, соответствующего беземкостной модели СБ, достигается при усреднении тока транзистора I_{VT} не менее чем за 5 периодов рабочей частоты. Соответственно, можно сделать вывод, что при использовании СБ с одинаковыми ВАХ, но с различными паразитными емкостями, тепловыделение транзистора ШС будет расти с увеличением паразитной емкости.

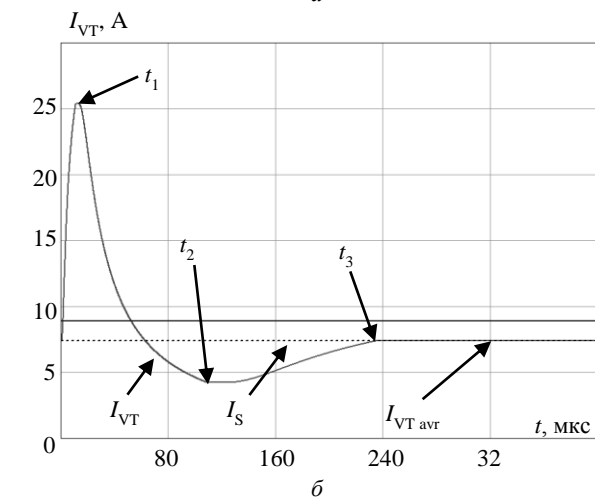
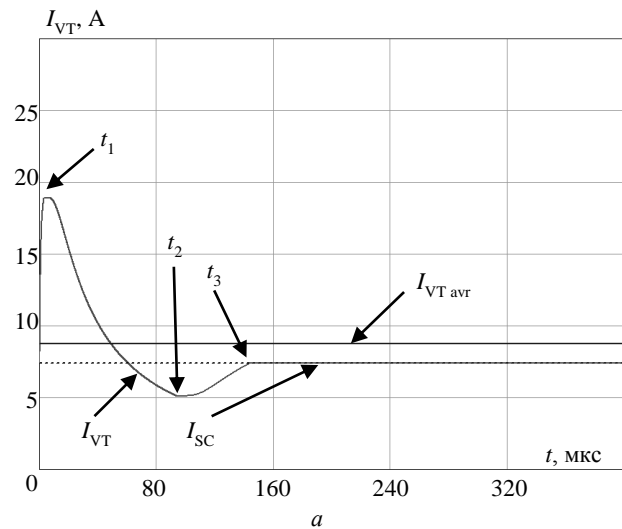


Рис. 5. Диаграмма тока транзистора: а – при $C_{SA} = 200$ нФ; б – при $C_{SA} = 400$ нФ

Задавшись постоянной выходной мощностью СБ и преобразовав уравнение I_{VT} в функцию вида $I_{VT} = f(C_{SA}, U_{OUT})$, получим зависимость среднего тока ШС от характеристик СБ и выходного напряжения (рис. 6). Как видно из полученных диаграмм, линейное увеличение выходного напряжения приводит к экспоненциальному росту тепловыделения транзистора ШС, несмотря на снижение тока КЗ и неиз-

менную паразитную емкость СБ. Данное явление обусловлено ростом влияния тока разряда паразитной емкости на средний ток транзистора, увеличение которой значительно превосходит спад тока КЗ.

Характер зависимости тепловыделения транзисторного ключа позволяет предположить о наличии таких значений выходного напряжения, при которых достигается минимальная токовая нагрузка транзистора при использовании СБ с заданной выходной паразитной емкостью.

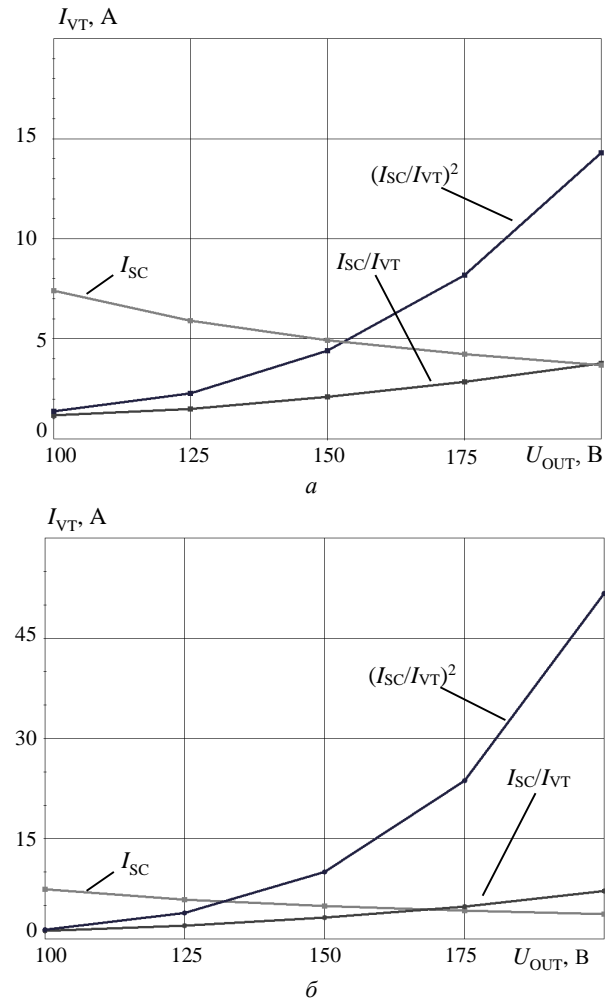


Рис. 6. Диаграммы изменения тепловыделения транзистора ШС в зависимости от напряжения выходной шины: а – при $C_{SA} = 200$ нФ; б – при $C_{SA} = 400$ нФ

Экспериментальные данные

На рис. 7 приведены осциллограммы работы макетного образца ШС энергии СБ, стабилизирующего выходное напряжение на уровне 100 В. Для эксперимента применялось оборудование со следующими характеристиками:

- имитатор солнечной батареи (Keysight E4360A с двумя модулями E4362A): $U_{MP} = 101$ В; $I_{MP} = 6,6$ А; $I_{SC} = 7,4$ А; паразитная емкость имитировалась подключением к выводным клеммам имитатора конденсаторов К78-17 емкостью 200 нФ;
- шунтовой стабилизатор: $L = 44$ мкГн (магнитопровод МП-60, 2 кольца К19×11×4,8, 28 витков); $r_L = 100$ мОм; $f_w = 6,25$ кГц; $R_{VT} = 51$ мОм (два по-

следовательно включенных транзистора IRFP4868PbF); $U_{OUT} = 100$ В; $Q_{SA} = 0,74$ (см. рис. 6, а) и $Q_{SA} = 0,52$ (см. рис. 6, б).

Результаты сравнения показали хорошую сходимость расчетных и экспериментальных значений тока транзистора, разница не превышает 10%.

Заключение

Проведенный анализ процессов, протекающих в ШС космического аппарата, показал, что учет реальных характеристик СБ при оценке токовой нагрузки транзистора преобразователя показывает увеличение среднего тока относительно тока КЗ более чем на 10%. Полученные уравнения позволяют оценить величину превышения токовой нагрузки транзисторов относительно номинального тока КЗ СБ, что позволяет применять предлагаемую методику для инженерного расчета.

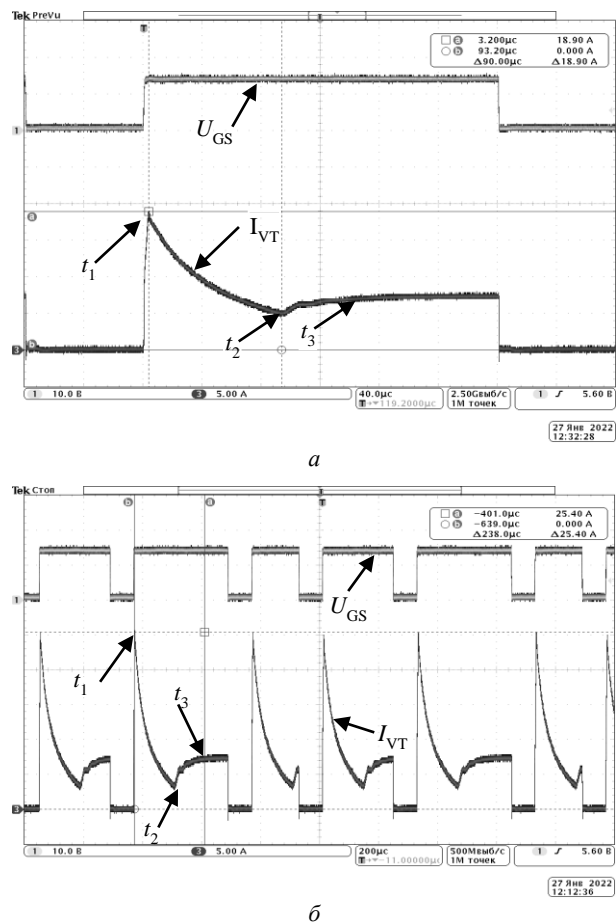


Рис. 7. Осциллограммы ШС при шунтировании СБ: а – при $C_{SA} = 200$ нФ; б – при $C_{SA} = 400$ нФ

Повышение рабочего напряжения при постоянной выходной мощности СБ не позволяет повысить КПД ШС, так как рост тока разряда паразитной емкости СБ приводит к увеличению среднего тока транзистора за период, что компенсирует снижение тока самой солнечной батареи.

Зависимость тепловыделения транзисторного ключа от значения выходной паразитной емкости и стабилизированного напряжения нагрузки имеет экспоненциальный вид, что позволяет предполагать о наличии точки минимальной токовой нагрузки.

Литература

1. O'Sullivan D. The sequential switching shunt regulator (S3R) / D. O'Sullivan, A.H. Weinberg // ESTEC Spacecraft Power Conditioning Seminar. – 1977. – P. 123–131.
2. Sequential Switching Shunt Regulator for Satellite Power Control System / A.M. Kamel, A.S. El-Wakeel, U.R. Abou Zayed // IOSR–JEEE. – 2017. – Vol. 12. – P. 78–83.
3. Intelligent Sequential Switching Shunt Regulation for Satellite Solar Arrays / A.M. Kamel, U.R. Abou Zayed, A.S. El-Wakeel, W.A. Wahballah // IEEE Aerospace Conference. – 2018. – P. 1–10.
4. Comparison of Shunt Regulators Based on DC-DC Boost Topologies / D.A. Kurochkin, T.E. Shults, A.V. Geist, D.A. Shtein // 20th International Conference On Micro / Nanotechnologies and Electron Devices. – 2019. – P. 586–590.
5. A new Sequential Switching Shunt Regulator – Digital Shunt Regulator (S3R–DSR) for Solar Array Regulators / A. Garrigos, J.A. Carrasco, J.M. Blanes, E. Sanchis-Kilders // IEEE ISIE. – 2006. – P. 1064–1069.
6. Кобзев А.В. Многозонная импульсная модуляция. Теория и применение в системах преобразования параметров электрической энергии. – Новосибирск: Наука, 1979. – 304 с.
7. Кобзев А.В. Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. – Томск: Радио и связь, 1990. – 336 с.
8. Carlos L. Salinas. A hybrid sequential switching shunt regulator (HS3R) for satellites // International Journal of Information and Electronics Engineering. – 2013. – Vol. 3, No. 5. – P. 453–456.
9. Gianninoto G. A new, single diode, sequential switching shunt regulator. Scorzafava, D. Cariani // 11th European Space Power Conference. – 2017. – P. 1–8.
10. Modeling of the Section Capacitance to Interface with a S3R / A. Fernández, J.R. González // 11th European Space Power Conference. – 2017. – P. 10–18.
11. Garrigos A. Influence of the parasitic solar array capacitance in the sequential switching shunt series regulator // 13-th IEEE mediterranean electrotechnical conference. – 2006. – P. 1198–1201.
12. Comparative Study of SiC Transistors for Active Current Limitation in S3R / D. Marroqui, J. Borrell, R. Gutierrez, J.M. Blanes, A. Garrigos, En. Maset // Elektronika ir Elektrotechnika. – 2017. – Vol. 23, No. 5. – P. 54–60.
13. Mourra O. Buck Boost Regulator (B2R) for spacecraft / O. Mourra, A. Fernandez, F. Tonicello // Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). – 2010. – P. 1313–1319.
14. DC/DC Boost Converter with Additional Inductance for the Space Power Supply System / A.V. Geist, A.V. Sidorov, D.V. Korobkov, A.G. Volkov // 19th International Conference of Young Specialists on Micro / Nanotechnologies and Electron Devices. – 2018. – P. 6403–6408.
15. Delepaut C. S3R stability margins and design guidelines // ESPC. – 2008. – P. 54–60.
16. Sanchis-Kilders E. A power conditioning unit for high power GEO satellites based on the sequential switching shunt series regulator / E. Sanchis-Kilders, J.A. Carrasco, J.M. Blanes // IEEE Mediterranean MELECON. – 2006. – P. 1186–1189.
17. Tepsa T. Adjustable Shunt Regulator Based Control Systems / T. Tepsa, T. Suntio // IEEE Power Electronics Letters. – 2003. – Vol. 1, No. 4. – P. 93–96.
18. Цыпкин Я.З. Релейные автоматические системы. – М.: Наука, 1974. – 576 с.
19. Current limitation techniques in a S3R power cell / A. Garrigos, J.A. Carrasco, J.M. Blanes, E. Sanchis-Kilders // IEEE ISIE. – 2006. – Vol. 1. – P. 1064–1069.
20. Design of a Single PWM Section Shunt Switching Unit for High Power Space System / D.H. Lee, B.H. Cho, A.R. Patil, F.C. Lee // 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. – 1995. – Vol. 1. – P. 145–149.
21. Effect of Solar Array Capacitance on the Performance of Switching Shunt Voltage Regulator / R.A. Kumar, M.S. Suresh, J. Nagaraju // IEEE Transactions on power electronics. – 2006. – Vol. 21, No. 2. – P. 543–548.
22. Zhu H. Influence of Multijunction Ga/As Solar Array Parasitic Capacitance in S3R and Solving Methods for High-Power Applications / H. Zhu, D. Zhang // IEEE Transactions on power electronics. – 2014. – Vol. 1, No. 29. – P. 179–190.
23. Influence of the Current Mismatch in Triple-Junction Solar Cells on Power Losses in S3R / N.N. Goryashin, A.V. Karpenko, A.S. Sidorov // IEEE Journal of photovoltaics. – 2014. – Vol. 4, No. 2. – P. 722–728.
24. Алгоритмы управления многоканальным шунтовым стабилизатором напряжения с цифровой системой автоматического управления / И.М. Журавлев, А.С. Асочаков, А.А. Дружинин, А.А. Лопатин // Доклады ТУСУР. – 2021. – № 2. – С. 84–90.
25. Анализ зависимости величины токовой нагрузки транзисторного ключа шунтового преобразователя энергии от параметров схемы и характеристик солнечной батареи / И.М. Журавлев, А.Г. Струговец, Е.И. Крутских // Практическая силовая электроника. – 2022. – Т. 85, № 1. – С. 42–46.
26. Анализ потерь мощности в шунтовом стабилизаторе напряжения короткозамыкающего типа / А.В. Гордеев, Н.Н. Горяшин, А.С. Сидоров // Вестник СибГАУ им. акад. М.Ф. Решетнёва. – 2012. – Т. 1, № 4. – С. 17–22.
27. Моделирование динамических процессов в шунтовом стабилизаторе напряжения / А.В. Гордеев, А.С. Сидоров // IEEE Power Electronics Letters. – 2003. – Т. 1, № 4. – P. 93–96.

Дударьков Денис Олегович

Инженер-конструктор Акционерного общества «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнёва
Ленина ул., д. 52, г. Железногорск, Россия, 662972
Тел.: +7-991-375-28-08
Эл. почта: dudarkovdo@iss-reshetnev.ru

Хлыстунов Михаил Евгеньевич

Инженер-конструктор 3 категории Акционерного общества «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнёва
Ленина ул., д. 52, г. Железногорск, Россия, 662972
Тел.: +7-908-023-68-81
Эл. почта: hlystunovme@iss-reshetnev.ru

Журавлев Иван Михайлович

Инженер-конструктор 2 категории Акционерного общества «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнёва
Ленина ул., д. 52, г. Железногорск, Россия, 662972
Тел.: +7-908-021-37-24
Эл. почта: zhuravlevim@iss-reshetnev.ru

Dudarkov D.O., Khlystunov M.E., Zhuravlyov I.M.
Analysis of shunt converter transistor switch current depend at the output voltage value and solar array characteristics

The article investigates shunt converter transistor switch current correlation from the output stabilized voltage level and solar array characteristics, including parasitic output capacitance. Shunt converter heat dependence graphs at output voltage for various solar array parasitic characteristics are obtained. Calculation results verification by shunt converter prototype sample was obtained.

Keywords: solar array, shunt stabilizer, S3R, parasitic output solar array capacitance, transistor current.

DOI: 10.21293/1818-0442-2022-25-2-75-81

References

- O'Sullivan D., Weinberg A. H. The sequential switching shunt regulator (S3R). *ESTEC Spacecraft Power Conditioning Seminar*, 1977, pp. 123–131.
- Kamel A.M., El-Wakeel Amged S., AbouZayed Usama R. Sequential Switching Shunt Regulator for Satellite Power Control System. *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering*, 2017, vol. 12, pp. 78–83.
- Kamel A.M., Abou Zayed U.R., El-Wakeel A.S., Wahballah W.A. Intelligent Sequential Switching Shunt Regulation for Satellite Solar Arrays. *IEEE Aerospace Conference*, 2018, pp. 1–10.
- Kurochkin D.A., Shults T.E., Geist A.V., Shtein D.A. Comparison of shunt regulators based on DC–DC boost topologies. *20th International Conference on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices*, 2019, pp. 586–590.
- Garrigos A., Carrasco J.A., Blanes J. M., Sanchis-Kilders E. A new sequential switching shunt regulator – digital shunt regulator (S3R-DSR) for solar array regulators. *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2006, pp. 1064–1069.
- Kobzev A.V. *Mnogozonnaya impulsnaya modulyaciya. Teoriya i primeneniye v sistemah preobrazovaniya parametrov elektricheskoy energii*. [Multi-zone pulse modulation. Theory and practice application in system of parameters converter]. Novosibirsk, Science, 1979, 304 p. (in Russ.).
- Kobzev A.V., Mihalchenko G.Y., Muzychenko N.M. *Modulyacionnye istochniki pitaniya REA* [Modulation power supplies for REE]. Tomsk, Radio and communications, 1990. 336 p. (in Russ.).
- Carlos L. Salinas. A hybrid sequential switching shunt regulator (HS3R) for satellites. *International Journal of Information and Electronics Engineering*, 2013, vol. 3, no. 5, pp. 453–456.
- Gianninoto G., Scorzafava E., Carlini D. A new, single diode, sequential switching shunt regulator. *11th European Space Power Conference*, 2017, pp. 1–8.
- Fernández A., González J.R. Modeling of the Section Capacitance to Interface with a S3R. *11th European Space Power Conference*, 2017, pp. 10–18.
- Garrigos A. Influence of the parasitic solar array capacitance in the sequential switching shunt series regulator. *13th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, 2006, pp. 1198–1201.
- Marroqui D., Borrell J., Gutierrez Ro., Blanes J.M., Garrigos A., Maset E. comparative study of sic transistors for active current limitation in S3R. *Elektronika i Elektrotehnika*, 2017, vol. 23, no. 5, pp. 54–60.
- Buck Boost Regulator (B2R) for spacecraft / O. Mourra, A. Fernandez, F. Tonicello // *Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010, pp. 1313–1319.
- Geist A.V., Sidorov A.V., Korobkov D.V., Volkov A.G. DC/DC boost converter with additional inductance for the space power supply system. *19th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices*, 2018, pp. 6403–6408.
- Delepaut C. S3R stability margins and design guidelines. *ESPC*, 2008, pp. 54–60.
- A power conditioning unit for high power GEO satellites based on the sequential switching shunt series regulator. *IEEE Mediterranean MELECON*, 2006, pp. 1186–1189.
- Tepsa T., Suntio T. adjustable shunt regulator based control systems. *IEEE Power Electronics Letters*, 2003, vol. 1, no. 4, p. 93–96.
- Zhipkin Y.Z. Automatically relay system. M.: Science, 1974, 576 p. (in Russ.).
- Current limitation techniques in a S3R power cell / A. Garrigos, J.A. Carrasco, J.M. Blanes, E. Sanchis-Kilders // *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2006, vol. 1, pp. 1064–1069.
- Design of a single PWM section shunt switching unit for high power space system / D.H. Lee, B.H. Cho, A.R. Patil, F.C. Lee // *26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1995. vol. 1, pp. 145–149.
- Effect of solar array capacitance on the performance of switching shunt voltage regulator / R.A. Kumar, M.S. Suresh, J. Nagaraju // *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2006, vol. 21, no. 2, pp. 543–548.
- Zhu H. Influence of Multijunction Ga/As solar array parasitic capacitance in S3R and solving methods for high-power applications / H. Zhu, D. Zhang // *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2014. vol. 1, no. 29, pp. 179–190.
- influence of the current mismatch in triple-junction solar cells on power losses in S3R / N.N. Goryashin, A.V. Karpenko, A.S. Sidorov // *IEEE Journal of Photovoltaics*. 2014, vol. 4, no. 2, pp. 722–728.
- control algorithms for multichannel shunt voltage converter with digital control system / A.S. Asochakov, A.A. Druzhinin, I.M. Zhuravlyov, A.A. Lopatin // *Proceedings of TUSUR University*. 2021, № 2, pp. 84–90 (in Russ.).
- Analysis of a shunt converter transistor switch current loading dependence on the circuit parameters and solar array characteristics / I.M. Zhuravlyov, A.G. Strugovets, E.I. Krutskikh // *Practical Power Electronics*. 2022, vol. 85, no. 1. pp. 42–46 (in Russ.).
- Analysis of shunt voltage stabilizer power loss / N.N. Goryashin, A.V. Karpenko, A.S. Sidorov // *Terms of SibGAU*. 2012, vol. 1, no. 4. pp. 17–22 (in Russ.).
- Modeling of shunt voltage stabilizer dynamical regime / ndrey V. Karpenko, Alexander S. Sidorov // *IEEE Power Electronics Letters*. 2003, vol. 1, no. 4, pp. 93–96 (in Russ.).

Denis O. Dudarkov

Design Engineer, JSK Academician M.F. Reshetnev Information Satellite System
 52, Lenin st., Zheleznogorsk, Russia, 662972
 Phone: +7-991-375-28-08
 Email: dudarkovdo@iss-reshetnev.ru

Mikhail E. Khlystunov

Design Engineer, JSK Academician M.F. Reshetnev Information Satellite System
 52, Lenin st., Zheleznogorsk, Russia, 662972
 Phone: +7-908-023-68-81
 Email: hllystunovme@iss-reshetnev.ru

Ivan M. Zhuravlyov

Design Engineer, JSK Academician M.F. Reshetnev Information Satellite System
 52, Lenin st., Zheleznogorsk, Russia, 662972
 Phone: +7-908-021-37-24
 Email: zhuravlevim@iss-reshetnev.ru