

рассчитать контактные и изгибные напряжения, возникающие в процессе нагружения в резьбе. Кроме того, варьируя шагом, диаметром, углом профиля, радиусом выпуклости резьбы, можно подобрать такую резьбу, которая бы отвечала заданным требованиям по жесткости и нагрузочной способности.

Библиографические ссылки

1. Писаренко Г. С., Яковлев А. П., Матвеев В. В. Справочник по сопротивлению материалов. Киев : Наукова думка, 1975.
2. Ефимов Н. В. Краткий курс аналитической геометрии : учеб. пособие. М. : Физматлит, 2005.

S. O. Boyko, N. A. Smirnov

ESTIMATION OF INTENSIVELY-DEFORM STATE OF BLENDING OF THREADS OF TRIANGULAR AND BUCKLED PROFILES

In the article the authors consider a mathematical model of intensively-deform state of screw joint of wind stick, which has a buckled thread profile, and a nut, with triangular profile.

Keywords: thread, linear, drive.

© Бойко С. О., Смирнов Н. А., 2012

УДК 621.316

А. В. Гордеев, Н. Н. Горяшин, А. С. Сидоров

АНАЛИЗ ПОТЕРЬ МОЩНОСТИ В ШУНТОВОМ СТАБИЛИЗАТОРЕ НАПРЯЖЕНИЯ КОРОТКОЗАМЫКАЮЩЕГО ТИПА*

Представлены результаты анализа потерь мощности в шунтовом стабилизаторе напряжения короткозамыкающего типа в зависимости от длины кабельной линии и коэффициента заполнения, полученные путем имитационного моделирования в формате P-Spice пакета MicroCAP. Показано, что потери мощности в данном стабилизаторе составляют около 30 % от суммарных потерь, а остальные потери приходятся на шунтирующие и блокирующие диоды СБ, токосъемные кольца и кабельную линию.

Ключевые слова: шунтовой стабилизатор, солнечная батарея, потери мощности.

В настоящее время солнечные батареи (СБ) являются основным источником электроэнергии на борту космического аппарата (КА), функционирующего на околоземной орбите. Для стабилизации выходного напряжения СБ в системах электропитания (СЭП) геостационарных КА широкое применение нашли шунтовые стабилизаторы (ШС) напряжения короткозамыкающего типа, которые имеют минимальный набор компонентов и не требуют дросселей для сглаживания пульсаций входного и выходного токов, благодаря чему они обладают хорошими удельными характеристиками [1; 2]. Однако основной недостаток преобразователей данного типа связан с динамическими потерями мощности, обусловленными рассеиванием запасенного заряда паразитной емкостью СБ в кабельной линии и цепи ключевого элемента (КЭ) [3; 4].

С повышением мощности СЭП геостационарных КА более нескольких киловатт задача энергосбереже-

ния путем снижения потерь становится особенно актуальной. Для решения этой задачи необходимо провести комплексную оценку потерь во всех подсистемах системы регулирования мощности СБ для определения основных источников потерь. Таким образом, целью данного исследования является оценка статических и динамических потерь в системе регулирования мощности СБ на основе шунтовых стабилизаторов напряжения короткозамыкающего типа путем математического моделирования.

Модель СБ. Традиционно модель панели СБ вне зависимости от используемых материалов и количества каскадов представляют в виде нелинейного источника тока, моделирующего вольт-амперную характеристику (ВАХ) СБ, и параллельно включенной постоянной емкости, которая характеризует заряд, накапливаемый (отдаваемый) нелинейной емкостью СБ при переходе из точки короткого замыкания (КЗ) в точку максимальной мощности [2–4].

* Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (соглашение 14.В37.21.1550 «Повышение эффективности преобразования электрической мощности солнечной батареи на основе многокаскадных фотопреобразователей, работающей в составе системы электропитания космического аппарата»).

Однако реально панель СБ состоит из нескольких параллельно включенных ветвей, каждая из которых в свою очередь состоит из последовательно включенных фотоэлектрических преобразователей (ФП) (рис. 1). При этом на случай выхода из строя или затенения параллельно каждому ФП включен шунтирующий диод $VD_{шi}$, хотя неизбежный разброс токов короткого замыкания элементов в разных ветвях требует включения блокирующего диода $VD_{бj}$ последовательно в каждой ветви. Панели СБ устанавливаются на штангах, закрепленных на поворотных устройствах, являющихся частью системы ориентации панелей на Солнце. Поэтому «плюс» и «минус» СБ соединены с модулем энергопреобразующей аппаратуры посредством кабельной линии и поворотных токосъемных колец [2]. Таким образом, в составе реальной СБ имеется ряд пассивных элементов, которые являются источниками рассеивания мощности, генерируемой солнечными элементами, и оказывают влияние на форму переходных процессов при переходе из рабочей точки в точку короткого замыкания и обратно [5].

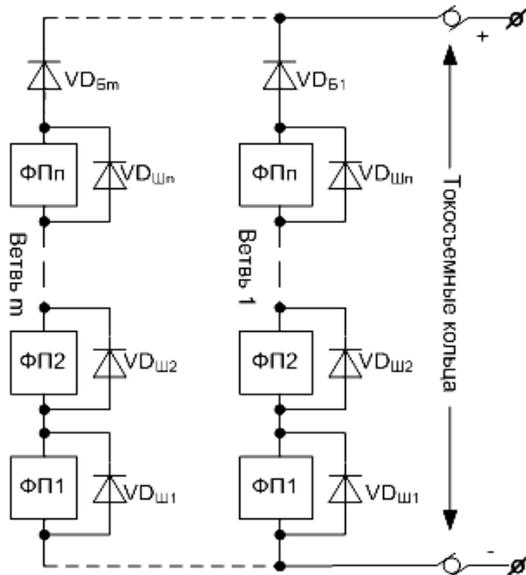


Рис. 1. Структурная схема панели СБ

Структурной схеме на рис. 1 соответствует часть эквивалентной электрической схемы на рис. 2, полученной из структурной схемы следующим образом: диоды $VD_{бj}$ были заменены одним диодом $VD_{б}$, через который протекает весь ток панели СБ $I_{СБ}$ и дифференциальное сопротивление которого в m раз меньше, чем у диода $VD_{бj}$, так как эти диоды включены параллельно; аналогичным образом m параллельно включенных ветвей, состоящих из последовательно включенных диодов $VD_{шi}$, были заменены одной ветвью диодов $VD_{ш1}$ с дифференциальным сопротивлением каждого диода, в m раз меньшим.

Нелинейный функциональный источник тока $I_{СБ}(U)$ моделирует ВАХ панели СБ. В общем случае ВАХ СБ получают путем суммирования токов параллельных ветвей при одном и том же напряжении, а ВАХ ветвей – путем суммирования напряжений отдельных ФП при одном и том же токе ветви.

В данной статье мы будем использовать экспоненциальную модель ВАХ СБ, которая строится по трем точкам ВАХ: точке короткого замыкания, точке максимальной мощности (оптимальной точке) и точке холостого хода, и дает ошибку аппроксимации не более 5% [6]. Эта модель имеет вид

$$I_{СБ}(U) = I_{КЗ} (1 - e^{f(U)}),$$

где $I_{КЗ}$ – ток короткого замыкания; $f(U) = (U - U_{ХХ}) \times \ln(1 - i) / (U_{ХХ}(j - 1))$ – функция текущего напряжения и параметров ВАХ, здесь $U_{ХХ}$ – напряжение холостого хода, $i = I / I_{КЗ}$ – относительный оптимальный ток, $j = U_{опт} / U_{ХХ}$ – относительное оптимальное напряжение, $U_{опт}$ и $I_{опт}$ – напряжение и ток в оптимальной точке соответственно.

Емкость $C_{СБ}$ моделирует эквивалентную емкость СБ, т. е. ту емкость, на заряд (разряд) которой затрачивается определенное время при переходе из точки короткого замыкания в оптимальную точку и наоборот. В общем случае емкость СБ можно либо рассчитать по емкости одного ФП $C_{ФП}$ как $C_{СБ} = mC_{ФП}/n$, где m – количество ветвей; n – количество элементов в ветви, либо измерить емкость панели в целом.

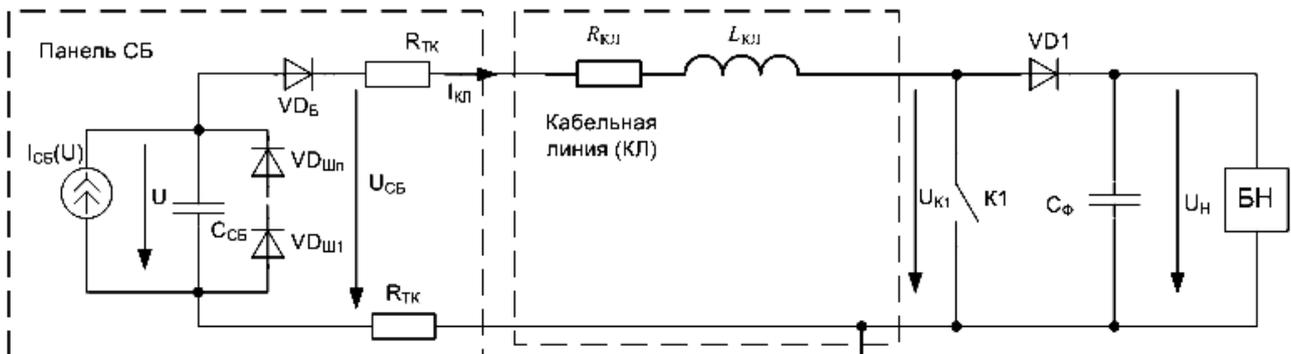


Рис. 2. Эквивалентная схема системы СБ–КЛ–ПС:
 К1 – шунтирующий ключ; C_{Φ} – конденсатор фильтра, БН – бортовая нагрузка

В настоящее время на КА применяются СБ на основе трехкаскадных (GaInP/GaAs/Ge) ФП. Так, например, трехкаскадный ФП производства компании Azur Space Solar Power GmbH (Германия) со встроенным кремниевым шунтирующим диодом имеет следующие номинальные значения параметров ВАХ: $I_{КЗ} = 0,525$ А; $U_{ХХ} = 2,67$ В; $I_{опт} = 0,5$ А; $U_{опт} = 2,35$ В, $C_{ФП} \approx 2$ мкФ [7].

Необходимо также учесть, что ШС напряжения работает на токовой ветви ВАХ, в связи с чем напряжение в оптимальной точке должно быть больше напряжения выходной шины (нагрузки). Так, для шины питания напряжением 100 В $U_{опт}$ должно быть больше 110 В.

Для обеспечения такого $U_{опт}$ необходимо включить последовательно как минимум 47 трех-каскадных ФП. Если мы возьмем 14 ветвей по 48 ФП в каждой ветви, то получим панель СБ со следующими параметрами: $I_{КЗ} \approx 7,35$ А, $U_{ХХ} = 128,2$ В; $I_{опт} = 7,0$ А; $U_{опт} = 112,8$ В; $C_{СБ} = 0,58$ мкФ – и 48 шунтирующими диодами. При этом экспоненциальная модель (1) будет иметь вид $I_{СБ}(U) = 7,35(1 - \exp(0,198 \cdot U - 25,4))$.

Сопротивление одного токосъемного кольца примем равным 50 мОм. Тогда если для одной панели СБ будет использоваться два токосъемных кольца, то параметр модели СБ $R_{ТК} = 0,1$ Ом.

Модель кабельной линии. Как известно, любая длинная кабельная линия (КЛ) представляет собой систему с распределенными параметрами. Однако для упрощения анализа при моделировании КЛ можно с достаточной точностью заменить ее распределенные параметры двумя сосредоточенными параметрами: активным сопротивлением $R_{КЛ}$ и индуктивностью $L_{КЛ}$ (см. рис. 2), учет которых особенно необходим при длине кабельной линии в несколько метров, что характерно для больших КА.

Свяжем эти параметры с длиной кабельной линии. Как известно, сопротивление проводника можно рассчи-

тать по выражению $R = \rho/l/S$, где ρ – удельное сопротивление, Ом·мм²/м; l – длина проводника, м; S – площадь поперечного сечения, мм². Для медного проводника сечением 1,5 мм² ($\rho = 0,0171$ Ом·мм²/м) получим $R_{КЛ}(l) = 0,011 \cdot l$ Ом/м. Согласно [8], 1 м проводника обладает индуктивностью 1 мкГн, поэтому $L_{КЛ}(l) = 1 \cdot 10^{-6} \cdot l$ Гн/м. Таким образом, для КЛ длиной 10 м $R_{КЛ} \approx 0,114$ Ом, $L_{КЛ} = 10$ мкГн.

Моделирование динамических режимов в системе СБ–КЛ–ШС. Для иллюстрации влияния блокирующего и шунтирующих диодов, сопротивления токосъемных колец, а также параметров кабельной линии на форму переходных процессов проведем моделирование системы СБ–КЛ–ШС в пакете MicroCAP в формате P-Spice (рис. 3). В качестве моделей шунтирующих диодов будем использовать стандартные модели кремниевого диода GENERIC с дифференциальным сопротивлением диода 86 мОм, в качестве моделей блокирующего диода и диода VD1 – модель диода HFA30PA60C_IR, в качестве модели шунтирующего ключа – модель полевого транзистора IRF250N, сопротивление нагрузки примем равным 14 Ом, а емкость фильтрующего конденсатора $C_{Ф}$ равной 1 мФ.

Анализ полученных графиков показывает, что форма переходных процессов в течение одного цикла коммутации ШС имеет сложный вид, вследствие чего аналитическое описание переходных процессов крайне затруднительно.

Однако в переходных процессах можно выделить ряд характерных интервалов времени, в течение которых меняются состояния ключевых элементов – диодов и транзисторов.

В момент времени t_0 открывается ключ К1, напряжение на нем снижается до нуля и начинается процесс разряда емкости СБ через диод VD₆ и КЛ, при этом происходит накопление энергии в индуктивности $L_{КЛ}$.

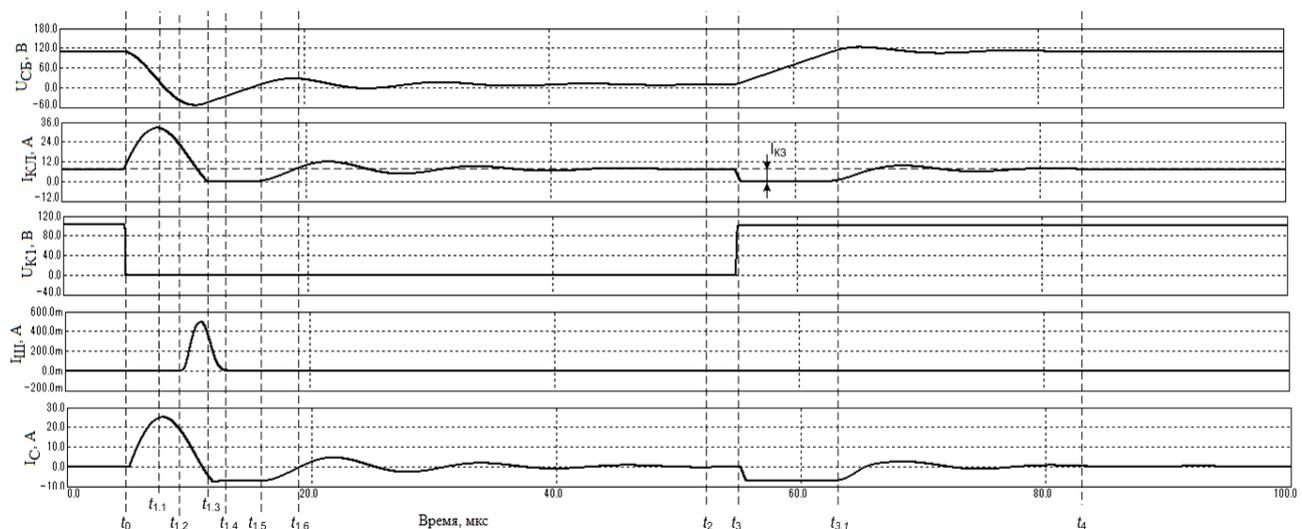


Рис. 3. Результаты моделирования динамических режимов в системе СБ–КЛ–ШС:

$U_{СБ}$ – напряжение на выходе СБ; $I_{КЛ}$ – ток кабельной линии; $U_{К1}$ – напряжение стока-истока ключа К1 (в случае использования МДП-транзистора); $I_{ш}$ – ток, протекающий через шунтирующие диоды; $I_с$ – ток, протекающий через емкость СБ

В момент времени $t_{1,1}$ ток КЛ достигает максимального значения, а емкость СБ полностью разряжается. Начиная с этого момента, энергия, запасенная в $L_{КЛ}$, через канал транзистора ШС сопротивление кабельной линии $R_{КЛ}$ и диод VD_6 заряжает емкость СБ.

В момент времени $t_{1,2}$ шунтирующие диоды отпираются, что ограничивает обратный выброс напряжения на СБ.

В момент времени $t_{1,3}$ блокирующий диод запирается, и в течение интервала времени $t_{1,3} \leq t < t_{1,5}$ в СБ формируются переходные процессы. Так, в течение интервала времени $t_{1,3} \leq t < t_{1,4}$ напряжения на СБ еще достаточно для протекания тока через шунтирующие диоды, но уже в момент времени $t_{1,4}$ шунтирующие диоды запираются и в течение интервала времени $t_{1,4} \leq t < t_{1,5}$ происходит заряд емкости СБ током короткого замыкания СБ.

В момент времени $t_{1,5}$ емкость СБ заряжается до напряжения, достаточного для открытия блокирующего диода VD_6 .

В момент времени $t_{1,6}$ процесс заряда емкости СБ заканчивается и ток в КЛ становится равным току короткого замыкания СБ. В течение интервала времени $t_{1,6} \leq t < t_2$ процесс заряда/разряда емкости СБ заканчивается.

В момент времени t_3 ключ К1 запирается и в течение интервала времени $t_3 \leq t < t_{3,1}$ происходит заряд емкости СБ. В момент времени $t_{3,1}$ напряжение СБ начинает превышать значение U_n , после чего диоды VD_6 и $VD1$ открываются и энергия СБ передается в нагрузку. В интервал времени $t_{3,1} \leq t < t_4$ происходит затухание колебаний в контуре, образованном индуктивностью КЛ и емкостью СБ. А поскольку в этот интервал времени диоды СБ открыты, то колебания демпфируются сильнее.

Методика оценки потерь мощности в системе СБ–КЛ–ШС. Ввиду сложной формы тока, протекающего через элементы системы регулирования мощности СБ, разделить потери на статические (не зависящие от частоты преобразования) и динамические (зависящие от этой частоты) очень сложно. Поэтому в данной статье под статическими потерями будем понимать потери, напрямую не связанные с изменением состояния ключей (транзистора и диода), т. е. энергию, рассеиваемую в канале транзистора К1, диодах $VD1$, VD_6 и $VD_{ши}$, КЛ и токосъемных кольцах из-за перезаряда емкости СБ. Динамическими потерями будем считать потери, обусловленные изменением состояния полупроводниковых ключей: динамические потери ключа К1 (в течение нарастания и спада напряжения стока-истока), динамические потери в диодах, которые численно равны энергии, затрачиваемой на их обратное восстановление в случае применения кремниевого диода на основе $p-n$ -перехода либо на перезаряд барьерной емкости в случае использования диода Шоттки, а также мощность, рассеиваемую на транзисторе К1 при разряде на канал его собственной емкости стока-истока.

Получить высокую точность оценки динамических потерь в транзисторных ключах с помощью имитаци-

онного моделирования в формате P-Spice затруднительно, так как модели полупроводниковых ключей не в полной мере отражают их динамические свойства. С другой стороны, применение быстродействующих МДП-транзисторов и диодов при частотах преобразования не более 10 кГц делают вклад их динамических потерь в общие потери в системе незначительным.

Стандартный подход к оценке потерь мощности, при котором экспериментально измеряются входная и выходная мощности преобразователя и на основании разницы между ними определяется мощность потерь, в большинстве случаев (например, для последовательного понижающего преобразователя постоянного напряжения) является приемлемым. Однако для ШС с короткозамыкающим ключом, у которого напряжение на входе изменяется скачком от нуля до выходного напряжения и обратно каждый цикл коммутации, указанный подход неприменим, поскольку входной сигнал по току и напряжению содержит широкий спектр гармоник. Если использовать при этом усредненные по времени значения, то погрешность измеряемой мощности будет значительной из-за того, что среднее значение входного тока существенно отличается от эффективного значения. Поэтому оценку потерь мощности в элементах системы регулирования мощности СБ, т. е. статических потерь, целесообразно проводить через эффективное значение тока, протекающего через блокирующий диод, токосъемные кольца, КЛ, ключ и диод ШС в течение одного цикла коммутации.

Для определения мощности потерь в этих элементах достаточно получить формы тока через КЛ в течение всего периода коммутации и воспользоваться сравнительно простыми стандартными соотношениями:

– для КЛ и токосъемных колец:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T I_{КЛ}^2(t) dt \cdot R_{акт}; \quad (1)$$

– для ключа, который работает часть цикла:

$$P_{VT} = \frac{1}{T} \int_0^{T \cdot \gamma} I_{КЛ}^2(t) dt \cdot R_{СИ}; \quad (2)$$

– для блокирующего диода:

$$P_{БД} = \frac{1}{T} \int_0^T \left(I_{КЛ}^2(t) \cdot R_{дVD} + U_{пVD} \cdot I_{КЛ}(t) \right) dt, \quad (3)$$

– для диода $VD1$:

$$P_{VD1} = \frac{1}{T} \int_0^T \left(I_{КЛ}^2(t) \cdot R_{дVD} + U_{пVD} \cdot I_{КЛ}(t) \right) dt, \quad (4)$$

где T – период коммутации; $I_{КЛ}(t)$ – ток КЛ в течение интервала коммутации; $R_{акт}$ – активное сопротивление КЛ или токосъемного кольца; $R_{СИ}$ – сопротивление открытого канала транзистора К1; $R_{дVD}$ – дифференциальное сопротивление диода; $U_{пVD}$ – напряжение отпирания диода.

Элемент	Мощность, Вт								
	l = 1 м			l = 5 м			l = 10 м		
	$\gamma = 0,2$	$\gamma = 0,5$	$\gamma = 0,8$	$\gamma = 0,2$	$\gamma = 0,5$	$\gamma = 0,8$	$\gamma = 0,2$	$\gamma = 0,5$	$\gamma = 0,8$
14 БД	9	9	8,89	9	9	9	8,87	8,9	8,86
672 ШД	3	1,93	1,14	5,74	4,4	5,87	6,33	3,27	1,88
ТК	11,23	10,37	9,5	9,05	9	9	8,14	8,17	7,83
КЛ	1,28	1,18	1,08	5,16	5,12	5,17	9,28	9,31	8,92
К1	7,62	8,12	8,74	5,15	6,63	8,45	4,88	5,83	6,93
VD1	6,25	3,88	1,48	6,2	3,87	1,39	6,29	4	1,59
$P_{K1} + P_{VD1}$	13,87	12	10,22	11,35	10,5	9,84	11,17	9,83	8,52
P_{Σ}	38,38	34,48	30,83	40,3	38,02	38,88	43,79	39,48	36,01
$(P_{K1} + P_{VD1}) / P_{\Sigma}, \%$	36	34,8	33,1	28	27,6	25	25,5	24,9	23,66

Примечание. В таблице приняты следующие обозначения: БД – блокирующий диод; ШД – шунтирующий диод; ТК – токосъемные кольца; КЛ – кабельная линия; К1 – шунтирующий ключ.

В соотношении (4) мощность потерь на диоде рассчитана для модели диода, в которой он представлен эквивалентной ЭДС, соответствующей его напряжению отпираания, и активным сопротивлением, соответствующим дифференциальному сопротивлению диода, а время $t_{3,1}$ является моментом окончания заряда емкости СБ при переходе в оптимальную точку (см. рис. 3). Так, для модели диода HFA30PA60C_IR в формате P-Spice $U_{nVD} = 0,8$ В, $R_{dVD} = 0,011$ Ом, для модели GENERIC – $U_{nVD} = 0,77$ В, $R_{dVD} = 0,086$ Ом.

Оценка потерь мощности при различных длине кабеля и коэффициенте заполнения. Проведем оценку потерь мощности при различных длине кабеля l , коэффициенте заполнения γ и частоте коммутации 10 кГц согласно выражениям (1)–(4). Форму тока в КЛ за один цикл получим путем имитационного моделирования системы в пакете MicroCAP 7 после нескольких циклов, т. е. после установления рабочего режима. Результаты вычислений представим в таблице.

Анализируя данные таблицы, можно сделать следующие выводы:

- при одной и той же длине КЛ с ростом коэффициента заполнения импульса сигнала, управляющего шунтирующим ключом, а также при увеличении длины кабельной линии и фиксированном коэффициенте заполнения суммарные потери в системе уменьшаются. Этот факт объясняется тем, что при небольшом коэффициенте заполнения энергия, накопленная в индуктивности КЛ при разряде емкости СБ, не успевает поступить в нагрузку или выделиться в виде тепла на пассивных элементах и переходит в следующий рабочий цикл, повышая средний ток в КЛ;

- доля потерь в элементах ШС: шунтирующем ключе К1 и диоде VD1 – в зависимости от длины кабельной линии и коэффициента заполнения варьируется от 23,66 до 36 % от суммарных потерь, т. е. большая часть энергии, запасаемой паразитной емкостью СБ, рассеивается в виде тепла на шунтирующих и блокирующих диодах СБ (30 %), токосъемных кольцах и КЛ (30 %), а не самим ШС. Если учесть большое количество блокирующих и шунтирующих диодов, то такие потери в перерасчете на один диод

практически не существенны. Однако если сравнить потери на токосъемных кольцах без учета энергии, запасаемой в емкости СБ, равные $(I_{КЛ}(t))^2 R_{ТК}$ (в нашем случае это 5,3 Вт, то из-за разряда емкости СБ потери на токосъемных кольцах увеличиваются с 47 до 110 % в зависимости от длины кабельной линии и коэффициента заполнения.

Таким образом, при анализе потерь мощности в системе регулирования мощности СБ на основе шунтовых стабилизаторов напряжения необходимо учитывать пассивные элементы СБ (блокирующие и шунтирующие диоды), токосъемные кольца и параметры кабельной линии, так как эти элементы системы являются основными источниками потерь мощности при разряде паразитной емкости СБ.

Библиографические ссылки

1. O'Sullivan D., Weinberg A. The Sequential Switching Shunt Regulator S3R // Proc. of the 3rd ESTEC Spacecraft Power Conditioning Seminar. Noordwijk, Netherlands, 1977. P. 123–131.
2. Patel M. R. Spacecraft Power System. New York : CRC Press, 2005.
3. Influence of Parasitic Solar Array Capacitance in the Sequential Switching Shunt Regulator / A. Garrigos, J. Blanes, J. Carrasco, J. Ejea // Proc. of the 13th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conf. Benalmadena, Spain, 2006. P. 1198–1201.
4. Anil Kumar R., Suresh M. S. Effect of Solar Array Capacitance on the Performance of Switching Shunt Voltage Regulator // IEEE Transactions on Power Electronics. 2006. Vol. 21, № 2. P. 543–548.
5. Гордеев А. В., Сидоров А. С. Моделирование динамических режимов в шунтовом стабилизаторе напряжения // Решетневские чтения : материалы XVI Междунар. науч. конф. В 2 ч. / под общ. ред. Ю. Ю. Логинова ; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2012. Ч. 1. С. 142–143.
6. Источники энергии систем электроснабжения космических аппаратов : монография / М. В. Лукьяненко, М. М. Лукьяненко, А. Н. Ловчиков, А. Б. Базилевский ; Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2008.

7. 3G28 Triple-Junction Solar Cell Datasheet [Electronic resource]. URL: <http://azurspace.de> (date of visit: 02.11.2012).

8. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей : справ. кн. 3-е изд., перераб. и доп. Л. : Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986.

A. V. Gordeev, N. N. Goryashin, A. S. Sidorov

ANALYSIS OF POWER LOSSES IN SWITCHING SHUNT REGULATOR

The paper presents the results of power losses analysis in switching shunt regulator versus harness length and duty cycle, got by means of P-Spice simulation. The authors show that the power losses in switching shunt regulator are about 30 % of total power losses. The rest of losses are the share of shunt and blocking diodes of a solar array, slip rings of solar array drive and harness.

Keywords: shunt regulator, solar array, power losses.

© Гордеев А. В., Горяшин Н. Н., Сидоров А. С., 2012

УДК 621.314

Н. Н. Горяшин, А. С. Сидоров

АНАЛИЗ РЕЖИМОВ РАБОТЫ СВЕТОДИОДНЫХ ИСТОЧНИКОВ СВЕТА БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ СОВМЕСТНО С ИМПУЛЬСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ*

Представлены результаты экспериментов по работе светодиодных элементов большой мощности совместно с импульсным преобразователем. Исследованы инерционные свойства светодиодных элементов двух типов. Проанализировано их влияние на режимы работы выходного фильтра.

Ключевые слова: светодиод, импульсный преобразователь напряжения.

Импульсные преобразователи электроэнергии лежат в основе источников вторичного электропитания для светодиодных осветительных систем, длительность работы которых во многом зависит от обеспечения стабильности тока, протекающего через светодиодный элемент. Таким образом, при использовании в качестве первичного источника электроэнергии (ПИЭ) для питания светодиодных осветителей сети переменного тока общего назначения или источников постоянного тока, например аккумуляторных батарей и других электрогенерирующих устройств, необходимо промежуточное преобразование электроэнергии. В результате ресурс осветительной системы в целом, включая источник вторичного электропитания, будет определяться не только ресурсом светодиодных элементов, но и ресурсом элементов энергопреобразующего устройства.

Ведущие производители мощных светодиодных элементов заявляют, что ресурс (срок службы) этих элементов может достигать 100 тыс. ч, т. е. около 11 лет непрерывной работы с 30%-м падением яркости. Следовательно, необходимо обеспечить такой же длительный ресурс и для вторичных преобразователей. Как правило, такие преобразователи выполняются по классическим схемам с широтно-импульсной модуляцией и индуктивно-емкостным выходным

фильтром с частотами преобразования в несколько десятков килогерц, массогабаритные характеристики которого и определяют массу всего преобразователя. В качестве емкостных фильтров используются оксидные или электролитические конденсаторы, ресурс которых варьируется от 2 до 5 тыс. ч, после чего они существенно теряют свою емкость, что приводит к увеличению пульсаций выходного напряжения и тока и, следовательно, к ухудшению как светоизлучающих, так и ресурсных характеристик светодиодов вплоть до выхода их из строя [1; 2]. Таким образом, длительный ресурс светодиодных источников света может быть обеспечен только за счет соответствующего ресурса элементов вторичного источника электропитания. Особенно актуально это для светодиодных осветителей большой мощности, отличающихся сравнительно высокой стоимостью.

Данная проблема может быть решена за счет повышения частот преобразования импульсных преобразователей напряжения до нескольких сотен килогерц, благодаря чему станет возможным применение входных и выходных фильтрующих конденсаторов малой емкости – пленочных или керамических конденсаторов, имеющих малую удельную емкость и высокую удельную стоимость, но гораздо больший ресурс по сравнению с электролитическими конденсаторами.

* Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (соглашение 14.В.37.21.1507 «Исследование и разработка перспективных импульсных высокочастотных вторичных преобразователей электроэнергии для светодиодных осветителей большой мощности»).