

УДК 621.314

Е.В. Загородских, В.Н. Школьный, Ю.А. Шиняков, А.В. Осипов, М.П. Сухоруков

Модуль заряда аккумуляторных батарей для космического применения

Рассмотрен вариант реализации модуля зарядных устройств для космического применения на основе понижающего преобразователя с пассивной снабберной цепью. Выполнен анализ работы цепи, проведено моделирование процессов, протекающих в преобразователе, получены осциллограммы процессов коммутации и его КПД. По результатам исследования сделан вывод о преимуществах и недостатках применения данной снабберной цепи.

Ключевые слова: космический аппарат, система электропитания, понижающий преобразователь, мягкая коммутация, снабберная цепь, электромагнитная совместимость.

doi: 10.21293/1818-0442-2017-20-1-121-125

Модуль зарядных устройств является одним из основных элементов системы электропитания (СЭП) космического аппарата (КА), т.к. обеспечивает заряд аккумуляторных батарей (АБ), обеспечивающих энергией аппаратуру КА во время его нахождения в тени.

Однотактные схемы без гальванического разделения входа и выхода получили наиболее широкое распространение при построении СЭП КА, так как они требуют минимального количества элементов, отличаются сравнительно простым управлением и обеспечивают достаточно высокий КПД. В частности, для заряда АБ применяется непосредственный преобразователь напряжения понижающего типа (НПН).

В связи с необходимостью увеличения КПД СЭП широкое распространение получают схемы, обеспечивающие безопасную траекторию переключения (БТП) полупроводниковых элементов. Для однотактных схем можно выделить по крайней мере три варианта реализации БТП:

– цепи с активной составляющей (RC , RCD), являющиеся наиболее простым способом смягчения коммутации, основным недостатком которых является рассеяние мощности на резисторе, что приводит к снижению КПД;

– активные снаббера (с дополнительным ключом), обладающие наибольшим КПД, но имеющие сложности реализации из-за коммутации дополнительного ключа в строго определенный момент времени [1];

– пассивные снаббера, сочетающие простоту управления с достаточно высоким КПД, анализ таких цепей проведен в [2–6].

По результатам анализа ряда источников [1–7] была выбрана схема, представленная на рис. 1. Это сравнительно простая схема обеспечения мягкого переключения, не перегружена чрезмерным количеством элементов и в соответствии с [7] способна значительно повысить КПД при использовании в качестве силового ключа IGBT-модуля.

Целью настоящей работы является исследование процессов, протекающих в схеме, приведенной

на рис. 1, при использовании в качестве силового ключа MOSFET-транзистора. Все процессы в преобразователе рассматриваются как на основе моделирования, так и при практической реализации. Также рассматривается влияние от введения данной цепи на уровень кондуктивных помех. По результатам исследований приводится заключение, отражающее целесообразность применения снаббера данного типа.

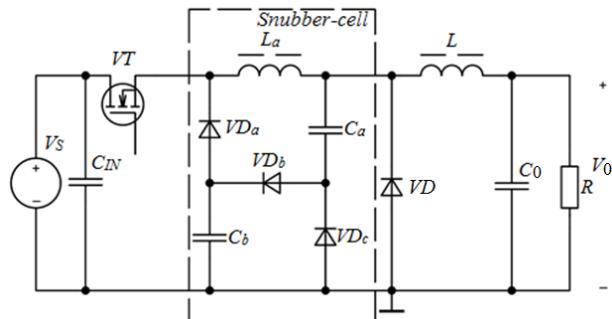


Рис. 1. Схема НПН с пассивной снабберной цепью

Коммутационные процессы в НПН с пассивной снабберной цепью

При работе НПН с пассивной снабберной цепью можно выделить по 5 интервалов на отпирание и запирание транзистора. Все процессы рассматриваются на основе моделирования НПН в среде *LTSpice*.

Интервал открытия транзистора $t_0 - t_1$ (рис. 2) определяется законом коммутации. В случае если все элементы схемы идеальные, ток через дополнительный дроссель L_a нарастает плавно, обеспечивая мягкое включение транзистора. За этот период ток дросселя L_a нарастает до уровня тока основного дросселя L .

В действительности из рис. 2 видно, что включение транзистора сопровождается значительными потерями мощности. Это вызвано тем, что при работе преобразователя на малых мощностях (до 1 кВт) диоды снаббера VD_a , VD_b , VD_c имеют параметры, сопоставимые с силовым диодом VD . То есть при отпирании транзистора VT происходит кратко-

временное короткое замыкание, как и в случае жесткой коммутации, хотя и менее длительное.

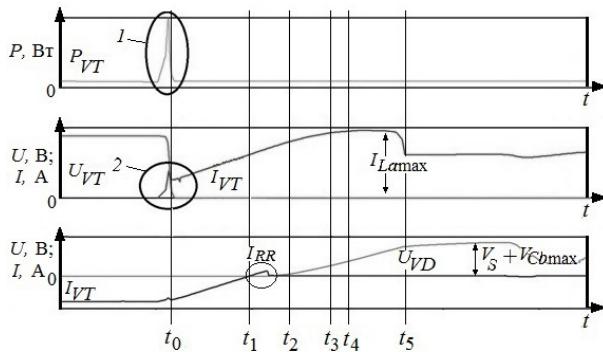


Рис. 2. Результаты моделирования НПН на интервале $t_0 - t_5$, P_{VT} : 1 – потери мощности при отпирании транзистора; 2 – разряд емкости сток-исток; U_{VT} – напряжение сток-исток; I_{VT} – ток стока; I_{VD} – ток диода VD ; U_{VD} – напряжение на диоде VD ; I_{RR} – ток обратного восстановления VD ; V_S – напряжение источника питания; V_{Cbmax} – максимальное напряжение на конденсаторе C_b

У t_0 – момент времени, когда ток стока I_{VT} достигает максимального значения I_{Lmax} .

У t_1 – момент времени, когда ток стока I_{VT} становится равным нулю.

У t_2 – момент времени, когда ток обратного восстановления I_{RR} становится равным нулю.

У t_3 – момент времени, когда ток стока I_{VT} становится равным нулю.

У t_4 – момент времени, когда ток стока I_{VT} достигает максимального значения I_{Lmax} .

В течение времени t_{1-2} происходит запирание основного диода обратным напряжением, при этом резонансный процесс между дополнительным дросселем и конденсаторами C_a и C_b не начнется до полного разряда барьерной емкости основного диода, наличие которой вызывает обратный ток восстановления I_{RR} . Ток основного дросселя L при этом протекает через транзистор VT .

В момент времени t_2 начинается резонансный процесс между дросселем L_a и конденсаторами C_a и C_b по контуру $C_{IN}-VT-L_a-C_a-VD_b-C_b$.

Весь этот резонансный процесс протекает до момента времени t_4 , когда конденсатор C_b зарядится до напряжения питания V_S . В момент времени t_3 ток дополнительного дросселя L_a достигнет своего максимального значения.

Резонансный процесс, протекающий в период времени t_{2-4} , заканчивается зарядом конденсатора C_b до значения V_S , но не полным сбросом энергии с дополнительного дросселя L_a . Поэтому в момент времени t_4 дроссель L_a продолжает сбрасывать энергию по другому контуру $L_a-C_a-VD_b-VD_a$. Продолжается заряд конденсатора C_a . По окончании этого процесса ток дополнительного дросселя спадет до значения тока основного дросселя, а напряжение на конденсаторе C_a будет иметь свое максимальное значение.

Момент времени t_5 определяется окончанием переходного процесса. Следует отметить, что при использовании снабберной цепи на основном диоде VD образуется перенапряжение, сопровождающееся затухающим колебательным процессом. Величина этого перенапряжения может превышать удвоенное напряжение питания и определяется соотношением выбранных емкостей снабберной цепи.

На интервале t_{5-6} принцип работы ничем не отличается от схемы НПН в режиме с жесткой коммутацией, т.е. потери определяются сопротивлением канала транзистора и прямым падением напряжения

на основном диоде. Этот режим работы будет сохраняться до момента выключения транзистора t_6 .

Процесс запирания транзистора VT представлен на диаграммах рис. 3. В момент времени t_6 начинается плавный разряд конденсатора C_b , время разряда которого и определяет потери на выключение транзистора, которое происходит в нуле напряжения.

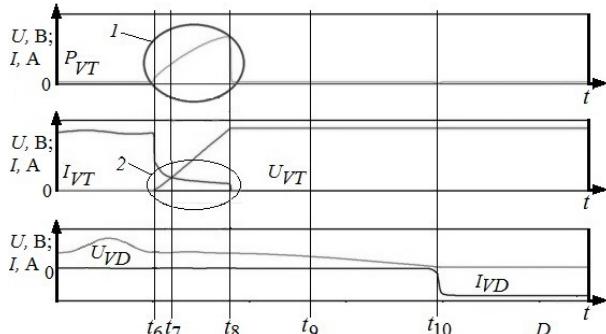


Рис. 3. Результаты моделирования НПН на интервале $t_6 - t_{10}$, P_{VT} : 1 – потери мощности при запирании транзистора; 2 – процесс выключения VT ;

U_{VT} – напряжение сток-исток; I_{VT} – ток стока; I_{VD} – ток диода VD ; U_{VD} – напряжение на диоде VD

Теоретически этот интервал работы должен закончиться в момент времени t_7 , когда конденсатор C_b разрядится до максимального значения напряжения конденсатора C_a . Однако, как показано на рис. 3, он затягивается из-за неидеальности элементов, т.е. небольшой ток в транзисторе продолжает протекать еще некоторое время до момента, пока полностью не разрядится конденсатор C_b .

В момент времени t_7 , когда величина напряжений на конденсаторах C_a и C_b уравнивается, разряжаться через нагрузку начинают сразу оба конденсатора.

В момент времени t_8 конденсатор C_b полностью разрядится и ток дополнительного дросселя начнет протекать через все диоды снаббера $VD_a-VD_b-VD_c$, тем самым сбрасывать накопленную энергию в нагрузку.

В момент времени t_9 ток через дополнительный дроссель L_a прекращается и этот интервал работы заканчивается.

После сброса энергии с дополнительного дросселя последний реактивный элемент снаббера, на котором осталась энергия, – это конденсатор C_a . После полного разряда конденсатора C_a в момент времени t_{10} наступит второй основной режим работы НПН ПТ, когда ток основного дросселя протекает через основной диод. Снабберная цепь в этом режиме не активна. В дальнейшем цикл работы повторяется на каждом периоде.

Теоретически коммутация полупроводниковых элементов должна происходить при нуле напряжения, тогда основные потери определяются статическими характеристиками элементов, тем не менее, неидеальность характеристик полупроводниковых элементов приводит к возникновению значительных динамических потерь. Время проводящего состоя-

ния диодов определяется параметрами реактивных элементов цепи, соответственно статические потери в диодах VD_a - VD_b - VD_c определяются этим временем. Данный интервал достаточно мал по отношению к периоду работы силового ключа и основного диода, поэтому статическими потерями данной цепи можно пренебречь.

Экспериментальные результаты

В соответствии с выполненным моделированием был разработан макет НПН с пассивной снабберной цепью. Полученные результаты подтверждают выполненный теоретический анализ. На рис. 4 приведены осциллограммы коммутационных процессов в преобразователе.

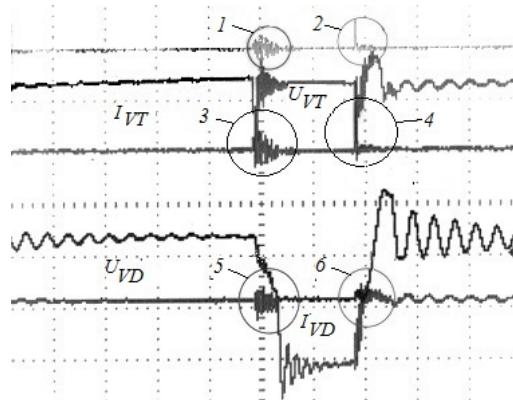


Рис. 4. Диаграммы коммутационных процессов НПН с пассивной снабберной цепью:

1 – потери при выключении VT ; 2 – потери при включении VT ; 3 – процесс запирания VT ; 4 – процесс отпирания VT ; 5 – процесс отпирания VD ; 6 – процесс запирания VD ; I_{VT} – ток стока; I_{VD} – ток диода VD ; U_{VD} – напряжение на диоде VD ; U_{VT} – напряжение сток-исток

Диаграммы на рис. 4 показывают качественное соответствие заявленным ранее физическим процессам, протекающим в преобразователе, тем не менее для более тщательного анализа процессы отпирания и запирания транзистора VT рассматривались более детально. На рис. 5 приведены осциллограммы при отпирании транзистора.

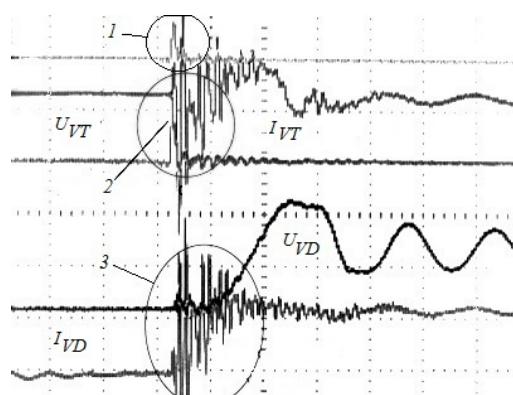


Рис. 5. Диаграммы работы НПН при отпирании транзистора VT : 1 – потери при включении VT ; 2 – процесс отпирания VT ; 3 – процесс запирания VD ; I_{VT} – ток стока; I_{VD} – ток диода VD ; U_{VD} – напряжение на диоде VD ; U_{VT} – напряжение сток-исток

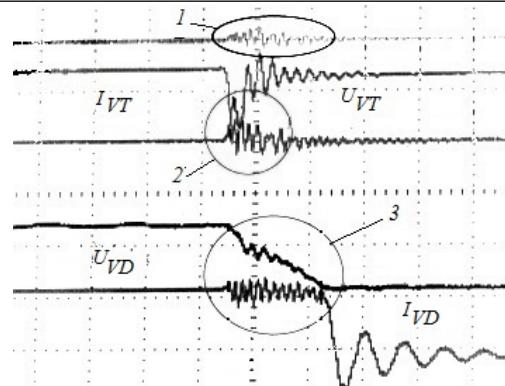


Рис. 6. Диаграммы работы НПН при запирании транзистора VT : 1 – потери при выключении VT ; 2 – процесс запирания VT ; 3 – процесс разряда емкости C_a ; I_{VT} – ток стока; I_{VD} – ток диода VD ; U_{VD} – напряжение на диоде VD ; U_{VT} – напряжение сток-исток

Здесь видно, что отпирание транзистора сопровождается достаточно большими потерями мощности, что на практике привело к значительному разогреву диодов снабберной цепи и, следовательно, к уменьшению КПД. Запирание диода, как и было заявлено, происходит практически без потерь. Напряжение, прикладываемое к диоду VD , близко к удвоенному значению напряжения питания, это приводит к тому, что при выборе диода необходимо задаваться вдвое большей величиной максимального обратного напряжения.

На рис. 6 приведены осциллограммы запирания силового транзистора. Этот процесс происходит без динамических потерь как для транзистора, так и для диода, поэтому не представляет интереса для рассмотрения, т.е. для данного интервала снабберная цепь полностью выполняет заявленную функцию.

Как видно из осциллограмм, все процессы сопровождаются высокочастотными колебаниями, которые вызваны наличием индуктивностей выводов элементов и соединительных проводников, а также паразитными емкостями элементов, что в свою очередь привело к образованию множества паразитных контуров.

Для анализа влияния снабберной цепи на КПД было проведено сравнение НПН в режиме жесткой и мягкой коммутации. Результаты приведены на рис. 7.

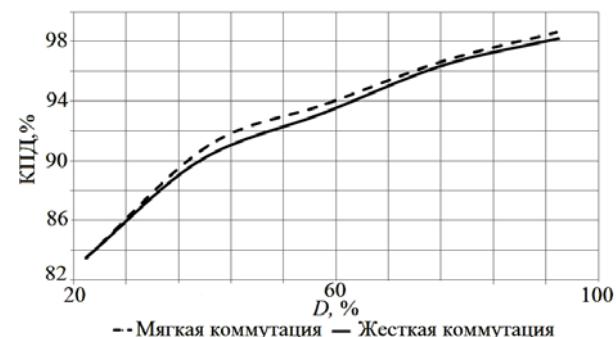


Рис. 7. Результаты сравнения КПД в режиме мягкой и жесткой коммутации

При выполнении измерений мощность для каждого из двух режимов работы была одинаковой, все эксперименты проводились при использовании одинаковой элементной базы:

Транзистор VT :

IRFP260N;

Диод VD :

MBR20200CT;

Магнитопровод дросселя L : феррит N87.

Из рис. 7 видно, что снабберная цепь не позволила увеличить КПД, т.к. потери с силовых элементов перераспределились на элементы снабберной цепи. И хотя динамические потери в схеме с мягкой коммутацией немного ниже, дополнительные статические потери на элементах снабберной цепи оказались примерно равны потерям, возникающим в режиме жесткой коммутации.

Кондуктивные помехи

Смягчение коммутационных процессов в импульсных преобразователях позволяет оказать влияние на уровень генерируемых высокочастотных помех. Были выполнены измерения уровня кондуктивных помех для случаев жесткой и мягкой коммутации НПН. Эксперименты проводились при использовании измерительного комплекса, состоящего из эквивалента сети NNB111 и анализатора спектра фирмы Agilent. Измерения проводились в режиме RMS. Результаты измерений приведены на рис. 8.

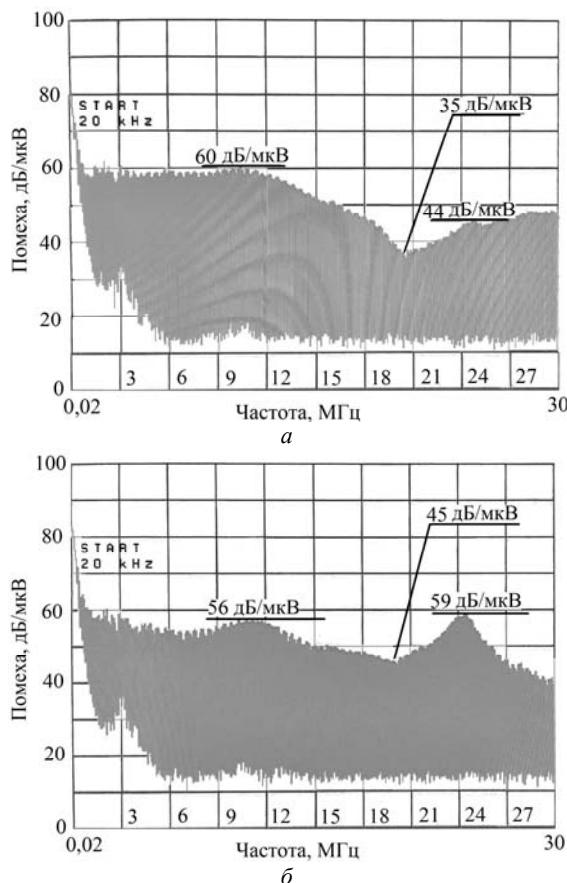


Рис. 7. Спектр кондуктивных помех НПН:
а – мягкая коммутация; б – жесткая коммутация

Как видно из рис. 8, значительно снизился уровень помех в диапазоне частот 18–27 МГц. В част-

ности, на частоте порядка 20 МГц уровень помех снизился примерно на 10 дБ/мкВ, а на частоте 24 МГц – на 15 дБ/мкВ. Помехи в указанном диапазоне частот определяются величиной и длительностью сквозного тока, а также структурой преобразователя. Наличие всплеска напряжения помех на частоте 24 МГц говорит о том, что в режиме жесткой коммутации имел место сквозной ток длительностью порядка 40–45 нс, что соответствует характеристикам выбранного MOSFET.

Наличие перенапряжений и дополнительных высокочастотных колебаний в режиме мягкой коммутации привело к тому, что в диапазоне частот от 20 кГц до 12 МГц уровень помех незначительно возраст. Следует напомнить, что измерения выполнялись в режиме RMS, а значит, диаграммы отображают усредненное значение помех, при использовании режима QP (квазипик), который также является стандартизованным, уровень помех был бы выше.

В результате анализа приведенных диаграмм можно сделать вывод, что выбранная снабберная цепь значительно улучшает электромагнитную обстановку.

Заключение

Применение снабберных цепей, позволяющих осуществить коммутацию MOSFET транзистора в режиме ZCS, не целесообразно с позиции повышения КПД преобразователя, т.к. не позволяет полностью исключить динамические потери. Это связано с тем, что MOSFET содержит в своей структуре паразитную емкость сток-исток, которая к моменту отпирания транзистора заряжена до напряжения питания, при его отпирании эта емкость будет разряжаться на сопротивление канала транзистора. К сожалению, в рассматриваемой структуре (см. рис. 1) в моменты включения транзистора создается контур протекания тока короткого замыкания через снабберные диоды.

К преимуществам данной цепи можно отнести снижение уровня высокочастотных электромагнитных помех за счет уменьшения времени восстановления снабберных диодов по отношению к силовому диоду, а также смягчения коммутации при выключении силового транзистора.

Работа выполнена в рамках реализации Постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. № 218, и договора между АО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 01.12.2015 г. № 02.G25.31.0182.

Литература

1. Запольский С.А. Анализ способов реализации мягкого переключения транзисторных ключей повышающего преобразователя для энергосистемы космического аппарата / С.А. Запольский, Е.В. Загородских, В.Н. Школьный и др. // Доклады ТУСУРа. – 2016. – Т. 19, № 7. – С. 90–93.

2. Hua G. Novel zero-voltage-transition PWM converters / G. Hua, C.S. Ley, Y. Jiang, F.C.Y. Lee // IEEE Trans. Power Electronics (United States). – 1994. – Vol. 9. – PP. 213–219.

3. Hua G. Novel zero-voltage-transition PWM converters / G. Hua, C.S. Ley, Y. Jiang, F.C.Y. Lee // IEEE Trans.

Power Electronics (United States). – 1994. – Vol. 9. – PP. 601–606.

4. Improved zero-current-transition converters for high-power applications / H. Mao, F.C.Y. Lee, X. Zhou, H. Dai, M. Cosan, D. Boroyevich // IEEE Trans. on Industry Applications (United States). – 1997. – Vol. 33. – PP. 1220–1232.

5. Bodur H. A passive lossless snubber cell design for an ohmic loaded PWM IGBT chopper fed by a diode bridge from AC mains / H. Bodur, M.H. Sarul, A.F. Bakan // Proc. Int. Conf. Electrical and Electronic Eng., ELECO'99 (Turkey: Bursa). – 1999. – PP. 440–444.

6. Bodur H. An improved ZCT-PWM DC-DC converter for high-power and frequency applications / H. Bodur, A.F. Bakan // IEEE Transaction on Industrial Electron (United States). – 2004. – Vol. 51, No. 1. – PP. 89–95.

7. Bodur H. A detailed analytical analysis of a passive resonant snubber cell perfectly constructed for a pulse width modulated d.c.-d.c. buck converter / H. Bodur, A.F. Bakan, M. Baysal // Electrical Engineering. – 2003. – Vol. 85, No. 1. – PP. 45–52.

Шиняков Юрий Александрович

Д-р техн. наук, директор НИИ КТ ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 90-01-83
Эл. почта: shua@mail.tusur.ru

Осипов Александр Владимирович

Канд. техн. наук, с.н.с. НИИ КТ ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 90-01-83
Эл. почта: ossan@mail.ru

Сухоруков Максим Петрович

Зав. лаб. теплового и механического анализа и синтеза
НИИ КТ ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 90-01-06
Эл. почта: max_sukhorukov@mail.ru

Zagorodskikh E.V., Shkolnyi V.N., Shiniykov Yu.A., Osipov A.V., Sukhorukov M.P.

Module to charge storage batteries for space application

The paper outlines the way to realize charge devices module for space application on the basis of buck-converter with the passive snubber cell. Work analysis of the snubber, simulation of processes in the converter were made as well as switching oscillograms and coefficient efficiency of the converter on the basis of the scale model were taken. Based on the research results, the conclusion about advantages and disadvantages given snubber was made.

Keywords: spacecraft, power system, buck-converter, soft-switching, snubber, electromagnetic compatibility.

Загородских Евгений Вячеславович

М.н.с. НИИ космических технологий (НИИ КТ),
аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 90-01-83
Эл. почта: eugenescic@yandex.ru

Школьный Вадим Николаевич

Гл. конструктор проектирования и испытаний РЭА
АО «Информационные спутниковые системы»
им. акад. М.Ф. Решетнева», Железногорск
Тел.: +7 (391-9) 72-09-4
Эл. почта: shkolnyy@iss-reshetnev.ru