

УДК 621.314

DOI: 10.24160/1993-6982-2019-2-94-100

## Особенности выключения мощного составного транзистора при работе на индуктивную нагрузку

П.А. Воронин, И.П. Воронин, Е.М. Духнич

Рассмотрены основные причины выхода из строя мощных составных ключей в переходных процессах их запираания. Описаны существующие методы снижения динамических перенапряжений на их компонентах и показаны главные недостатки.

Проанализированы механизмы и особенности переходного процесса при запираании мощных составных ключей, предложена эквивалентная схема замещения составного ключа с учетом паразитных компонентов, влияющих на динамические процессы в схеме. Получены аналитические выражения напряжений на элементах схемы, определяющих динамические перегрузки в схеме для колебательного и апериодического случаев. Разработаны критерии сохранения блокирующей способности мощных составных ключей в процессе коммутации.

Изучены особенности переходного процесса запираания базового ключевого элемента для применения в высоковольтных схемах, принцип управления которого аналогичен мощному составному ключу, но имеющему вдвое большее максимальное допустимое напряжение. Сформулированы критерии сохранения блокирующих свойств базового ключевого элемента в процессах коммутации. Показаны преимущества топологии высоковольтного базового ключевого элемента в динамических режимах переключения.

*Ключевые слова:* силовой полупроводниковый ключ, статический индукционный тиристор (СИТ), каскодное управление, коммутационное перенапряжение, статическая и динамическая блокирующие способности.

*Для цитирования:* Воронин П.А., Воронин И.П., Духнич Е.М. Особенности выключения мощного составного транзистора при работе на индуктивную нагрузку // Вестник МЭИ. 2019. № 2. С. 94—100. DOI: 10.24160/1993-6982-2019-2-94-100.

## The Turn-off Features of a Composite Power Transistor Operating on an Inductive Load

P.A. Voronin, I.P. Voronin, E.M. Dukhnych

The main factors causing failures of composite power switches in the course of their turn-off transients are considered. The existing methods for reducing the dynamic overvoltages applied to the switch components are described, and the main drawbacks of these methods are pointed out.

The mechanisms and peculiarities of the transient associated with turning off composite power switches are analyzed. A composite switch equivalent circuit that takes into account the parasitic components affecting the dynamic processes in the circuit as proposed. Analytical expressions for the voltages applied to the circuit elements determining the dynamic overloads in the circuit for oscillatory and aperiodic cases are obtained. Criteria for estimating whether composite power switches retain their blocking capability in switching are developed.

The features pertinent to the turning off process of the basic switch element intended for its use in high-voltage circuits, the control principle of which is similar to that of a composite power switch designed for twice as high maximum permissible voltage, are studied. Criteria for estimating whether the basic switch element retains its blocking capability in switching processes are formulated. The advantages of the high-voltage basic switch element topology in dynamic switching modes are shown.

*Key words:* power semiconductor switch, field-controlled thyristor (FCT), cascode control, switching overvoltage, static and dynamic blocking capabilities.

*For citation:* Voronin P.A., Voronin I.P., Dukhnych E.M. The Turn-off Features of a Composite Power Transistor Operating on an Inductive Load. Bulletin of MPEI. 2019;2:94—100. (in Russian). DOI: 10.24160/1993-6982-2019-2-94-100.

### Постановка задачи

Мощные составные ключи с полевым управлением являются основой создания наиболее перспективных силовых ключей для мощных высоковольтных преобразовательных устройств [1]. Они способны коммутировать токи порядка сотен и тысяч ампер и выдер-

живать напряжения в десятки киловольт. Основными областями их применения являются электроэнергетика, электротехнологии, промышленный и тяговый электроприводы [2].

Важная особенность мощных составных ключей — их высокая энергоэффективность, сочетающая принцип полевого управления с биполярным механизмом

переноса тока. При этом падения прямых напряжений на мощных составных ключах в открытом состоянии относительно малы и сравнимы со значениями напряжений на открытых тиристорах.

Мощные составные ключи являются нормально закрытыми приборами, что особенно важно для высоковольтных преобразователей, предъявляющих повышенные требования к надежности всех составляющих элементов. Каскодный принцип управления, применяемый в составных ключах, позволяет обеспечивать их повышенную блокирующую способность в установившихся или статических режимах. Однако практически важной проблемой считается поддержание блокирующей способности всех компонентов составной схемы в динамических (коммутационных) режимах и, особенно, при выключении.

Мощный составной СИТ–МОП транзистор представляет собой последовательное соединение высоковольтного тиристора с электростатическим управлением (ТЭУ) (статическим индукционным тиристором (СИТ)) и низковольтной МОП-структуры, обеспечивающей управление и защиту ключа по цепи изолированного затвора (рис. 1) [3, 4].

В запертом состоянии относительно высокое внешнее напряжение практически полностью приложено к высоковольтному базовому слою СИТ [5, 6]. Благодаря эффективной блокирующей способности СИТ в выходные цепи транзисторов управляющей МОП-структуры проникает относительно низкое напряжение, как правило, не превышающее нескольких десятков вольт. Аварийные ситуации, приводящие к выходу прибора из строя в процессе выключения, связаны со следующими основными причинами [7, 8]:

- снижением отрицательного блокирующего напряжения в цепи затвора СИТ ниже уровня, обеспечивающего смыкание областей пространственного заряда в базовой области прибора;

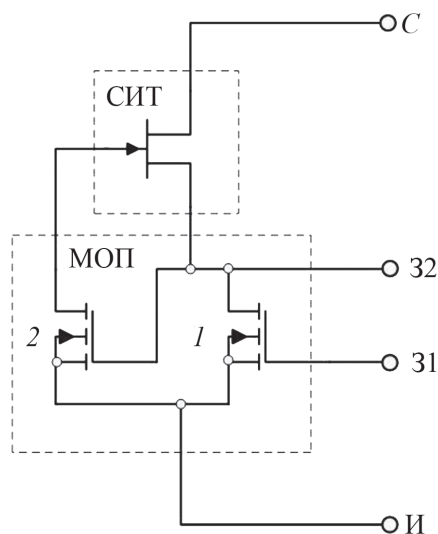


Рис. 1. Мощный составной ключ

- повышением напряжения в выходных цепях низковольтных управляющих транзисторов выше значения максимально допустимого уровня.

Принято считать, что первая из упомянутых проблем обусловлена появлением импульсного броска тока в цепи затвора СИТ в процессе его запираания. Это связано с особенностями восстановления заряда в базовой области прибора. Амплитуда обратного тока затвора пропорциональна току нагрузки и по своей величине соизмерима с его уровнем. При наличии активного сопротивления в контуре протекания тока затвора на его выводах наводится напряжение, полярность которого противоположна полярности напряжения запираания в цепи затвора СИТ. Если суммарное отрицательное напряжение в контуре протекания обратного тока затвора становится выше значения напряжения, обеспечивающего смыкание пространственного заряда, СИТ отпирается. Даже кратковременная потеря блокирующих свойств высоковольтного СИТ приводит к началу необратимого процесса вторичного пробоя его структуры [9, 10]. Одновременно с этим в выходной цепи сток-исток управляющей МОП-структуры начинает наводиться повышенный потенциал, обусловленный потерей блокирующей способности СИТ. В конечном итоге практически все элементы составной схемы необратимо выходят из строя.

Вторая проблема связана с коммутационным перенапряжением в выходной цепи сток–исток управляющей МОП-структуры в процессе запираания составного ключа. Амплитуда динамического перенапряжения зависит от амплитуды обратного тока затвора, а также величины активного сопротивления и паразитной индуктивности в контуре его протекания. При превышении уровня максимально допустимого напряжения МОП-транзисторы пробиваются [11]. При этом высоковольтный СИТ теряет блокирующую способность, поскольку его входная емкость полностью разряжается.

Решение указанных проблем во многих работах направлено, главным образом, на уменьшение активного сопротивления в цепи затвора СИТ. С этой целью в мощных схемах используют структуры СИТ с глубоким планарным затвором [1,12]. Данная конструкция позволяет формировать мощную металлизацию как к областям истоков, так и к областям затворов СИТ, что принципиально важно для уменьшения паразитного сопротивления в цепи коммутации тока затвора.

Однако резкое уменьшение активного сопротивления в контуре коммутации приводит к возникновению паразитных контуров с низким импедансом, колебательные процессы в которых накладываются на уровни статических блокирующих напряжений [13, 14]. Исследованию динамических процессов при запираании составного ключа и определению критериев сохранения его блокирующих свойств посвящена настоящая работа.

### Переходный процесс запираания составного ключа

Рассмотрим процесс запираания составного ключа в режиме работы на непрерывный ток индуктивной нагрузки, шунтированной диодом, наиболее типичным для мощных преобразовательных устройств. Схема узла коммутации при данном виде нагрузки  $H$  с учетом паразитных реактивных компонентов составной схемы показана на рис. 2.

Статический индукционный тиристор на рис. 2 представлен в виде эквивалентной структуры, содержащей электронный и дырочный каналы протекания тока. При этом в дырочном канале (коллектор  $p-n-p$ -транзистора) присутствует источник тока  $\Delta I$ , величина которого отражает амплитуду импульса обратного тока затвора. Входная паразитная емкость СИТ представлена конденсатором  $Cs1$ .

Первый управляющий МОП-транзистор МОП1 в переходном процессе запираания выключен, и в его выходной цепи присутствует паразитная барьерная емкость  $Cs2$ . Второй управляющий МОП-транзистор МОП2 находится во включенном состоянии, обеспечивая путь протекания обратного тока затвора СИТ. Канал протекания тока транзистора МОП2 представлен эквивалентной схемой, состоящей из последовательного соединения паразитного сопротивления  $R_s$  и паразитной индуктивности  $L_s$ .

В соответствии с представленной на рис. 2 схемой, динамический процесс запираания составного ключа после появления в цепи затвора СИТ импульса обратного тока  $\Delta I$  описывается дифференциальным уравнением второго порядка:

$$L_s C_s \frac{d^2 i_{L_s}}{dt^2} + R_s C_s \frac{di_{L_s}}{dt} + i_{L_s} = \Delta I, \quad (1)$$

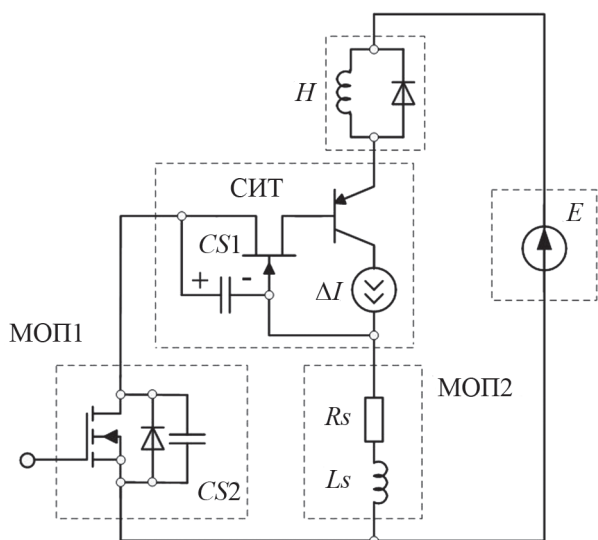


Рис. 2. Схема узла коммутации составного ключа при запираании

где  $i_{L_s}$  — ток в канале управляющего транзистора МОП2;  $C_s = \frac{Cs1Cs2}{Cs1 + Cs2}$  — эквивалентная паразитная емкость.

Начальные условия для решения (1):  $i_{L_s}(0) = 0$ ;  $\frac{di_{L_s}}{dt}(0) = 0$ , поскольку  $U_{Cs1}(0) = -E/\mu$ , а  $U_{Cs2}(0) = +E/\mu$ , то  $U_{Cs}(0) = 0$ . Символом  $\mu$  в начальных условиях обозначен коэффициент блокирования СИТ.

Корни характеристического уравнения для выражения (1) равны:

$$p_{1,2} = -\frac{R_s}{2L_s} \pm \sqrt{\left(\frac{R_s}{2L_s}\right)^2 - \frac{1}{L_s C_s}}.$$

### Колебательный процесс с малым коэффициентом затухания

Поскольку активное сопротивление в контуре протекания обратного тока  $\Delta I$  необходимо сделать как можно более малым, то выполняется условие  $R_s \leq 2\sqrt{\frac{L_s}{C_s}}$ ,

при котором корни характеристического уравнения становятся комплексно сопряженными. При этом в контуре коммутации (рис. 2) возникает колебательный процесс с частотой  $\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_s C_s} - \left(\frac{R_s}{2L_s}\right)^2}$  и коэффициентом затухания  $\delta = \frac{R_s}{2L_s}$ .

Решение уравнения (1) при заданных начальных условиях имеет следующий вид:

$$i_{L_s}(t) = \Delta I \left( 1 - e^{-\delta t} \left[ \cos \omega_0 t + \frac{\delta \sin \omega_0 t}{\omega_0} \right] \right). \quad (2)$$

При этом изменение напряжения на емкости  $C_s$  опишем следующей формулой:

$$U_{C_s}(t) = \Delta I R_s \left( 1 - e^{-\delta t} \cos \omega_0 t \right) + \Delta I \left( \frac{L_s (\delta^2 + \omega_0^2)}{\omega_0} - \frac{R_s \delta}{\omega_0} \right) e^{-\delta t} \sin \omega_0 t.$$

Распределение напряжений на последовательно соединенных емкостях  $Cs1$  и  $Cs2$  определяется следующими выражениями:

$$\begin{cases} U_{Cs1}(t) = U_{Cs1}(0) + \frac{Cs2}{Cs1 + Cs2} U_{C_s}(t); \\ U_{Cs2}(t) = U_{Cs2}(0) + \frac{Cs1}{Cs1 + Cs2} U_{C_s}(t). \end{cases} \quad (3)$$

Учитывая, что отрицательное напряжение в цепи затвора СИТ не должно быть ниже уровня напряжения смыкания  $V_{CM}^{СИТ}$ , а напряжение в выходной цепи управляющего МОП1 не должно превышать напряжения лавинного пробоя его структуры  $V_{BR}^{МОП}$ , из (3) получим

критерии сохранения блокирующих свойств составного ключа в процессе запираания:

$$\begin{cases} U_{Cs1}(t) = -\frac{E}{\mu} + \frac{Cs2}{Cs1 + Cs2} U_{Cs}(t) \leq -V_{CM}^{СИТ}; \\ U_{Cs2}(t) = +\frac{E}{\mu} + \frac{Cs1}{Cs1 + Cs2} U_{Cs}(t) \leq V_{BR}^{МОП}. \end{cases} \quad (4)$$

#### Апериодический процесс

Апериодический процесс наблюдается при увеличенном активном сопротивлении  $R_s$  в контуре коммутации. В этом случае выполняется неравенство:

$$R_s \geq 2\sqrt{\frac{L_s}{C_s}}. \quad (5)$$

Корни характеристического уравнения при выполнении неравенства (5) будут вещественными и отрицательными, при этом критерии сохранения блокирующих свойств описываются выражениями:

$$\begin{cases} U_{Cs1}(t) = -\frac{E}{\mu} + \frac{Cs2}{Cs1 + Cs2} \Delta I R_s \leq -V_{CM}^{СИТ}; \\ U_{Cs2}(t) = +\frac{E}{\mu} + \frac{Cs1}{Cs1 + Cs2} \Delta I R_s \leq V_{BR}^{МОП}. \end{cases} \quad (6)$$

В системах неравенств (4), (6), описывающих критерии устойчивой работы составного ключа, первые слагаемые отражают статическую блокирующую способность СИТ и управляющего транзистора МОП. Очевидно, что статическая блокирующая способность элементов зависит, главным образом, от величины напряжения в схеме и коэффициента блокирования СИТ, поэтому для заданного уровня напряжения в схеме  $E$  необходимо грамотно подобрать высоковольтный СИТ с соответствующим значением его коэффициента блокирования  $\mu$  [1].

Вторые слагаемые в выражениях (4) и (6) отражают влияние динамических процессов коммутации при запираании, которые фактически накладываются на статические составляющие и могут приводить к нарушениям критериев устойчивой работы. Согласно полученным неравенствам (4), (6) при заданной амплитуде обратного тока затвора  $\Delta I$  для поддержания динамической устойчивости составного ключа необходимо:

- снизить величину паразитного сопротивления  $R_s$  и паразитной индуктивности  $L_s$  в контуре коммутации;
- согласовать величины паразитных емкостей  $Cs1$  и  $Cs2$  в элементах составной схемы, поскольку их соотношение определяет конечную амплитуду динамического воздействия на статические составляющие блокирующих напряжений СИТ и управляющего транзистора МОП.

#### Базовый ключевой элемент для высоковольтных схем

Составная схема ключа (см. рис. 1) использует принцип каскодного управления, что позволяет коэффициенту блокирования СИТ не зависеть от электри-

ческого режима схемы [1, 7]. Сохраняя данный принцип управления и используя в качестве высоковольтного элемента структуры два последовательно соединенных СИТ, получим базовый вариант составного ключа для высоковольтных схем (рис. 3) [15].

В базовом ключевом элементе (см. рис. 3) второй управляющий МОП-транзистор работает в качестве ненасыщенного ключа, а в схему дополнительно введен конденсатор  $C_\phi$ , подключенный между затворами двух СИТ. Данное топологическое построение обеспечивает режим форсированного включения высоковольтных элементов ключа, обладающих относительно высоким начальным сопротивлением базовых слоев. Рассмотрим применение критериев сохранения блокирующих свойств к высоковольтному составному ключу в схеме с индуктивной нагрузкой (рис. 4).

В начальной стадии переходного процесса запираания импульсный обратный ток стремится протекать по цепи затворов обоих СИТ. Однако очень быстро СИТ1 оказывается отсеченным от контура тока: снизу управляющим МОП1, а сверху вторым высоковольтным элементом СИТ2. При этом главный выброс обратного тока  $\Delta I$  происходит в цепи затвора верхнего СИТ2.

Дифференциальное уравнение (1), описывающее динамический процесс коммутации, справедливо и в данном случае. Однако эквивалентная паразитная емкость  $C_s$  для высоковольтного ключа будет состоять из последовательного соединения трех элементов: входной емкости  $Cs1$  цепи затвора верхнего СИТ2, выходной емкости  $Cs2$  управляющего МОП1 и выходной емкости  $Cs3$  нижнего СИТ1.

Начальные условия для решения уравнения (1):  $i_{L_s}(0) = 0$ ;  $\frac{di_{L_s}}{dt}(0) = 0$ ;  $U_{Cs1}(0) = -E/2\mu$ ;  $U_{Cs2}(0) = +E/2\mu$ ;  $U_{Cs3}(0) = +E/2$ ;  $U_{Cs}(0) = E/2$ .

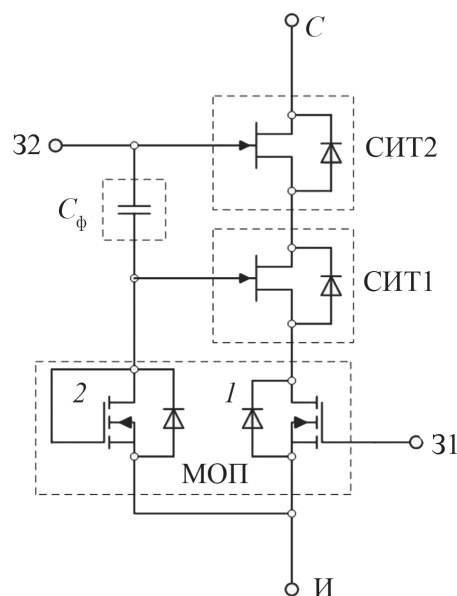


Рис. 3. Высоковольтный составной ключ

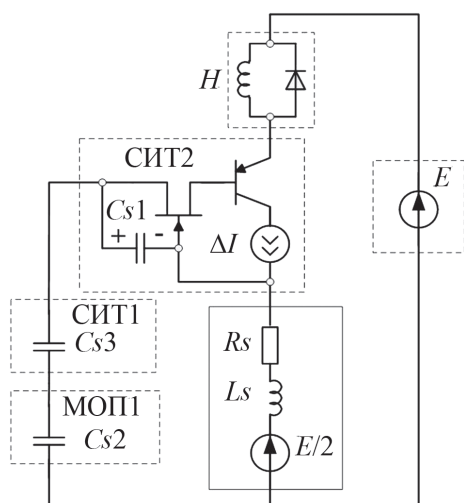


Рис. 4. Схема узла коммутации высоковольтного составного ключа при запирании

Решение уравнения (1) относительно тока  $i_{Ls}(t)$  при заданных начальных условиях по-прежнему описывается (2). Напряжение на емкости  $Cs$  определяется выражением:

$$U_{Cs}(t) = \frac{E}{2} + \Delta I R_s \left( 1 - e^{-\delta t} \cos \omega_0 t \right) + \Delta I \left( \frac{L_s (\delta^2 + \omega_0^2)}{\omega_0} - \frac{R_s \delta}{\omega_0} \right) e^{-\delta t} \sin \omega_0 t.$$

В этом случае критерии работоспособности базового ключевого элемента высоковольтных схем в процессе запирания можно сформулировать следующим образом:

$$\begin{cases} U_{Cs1}(t) = -\frac{E}{2\mu} + \frac{Cs2Cs3}{Cs1Cs2 + Cs1Cs3 + Cs2Cs3} \left( U_{Cs}(t) - \frac{E}{2} \right) \leq -V_{CM}^{СИТ2}; \\ U_{Cs2}(t) = +\frac{E}{2\mu} + \frac{Cs1Cs3}{Cs1Cs2 + Cs1Cs3 + Cs2Cs3} \left( U_{Cs}(t) - \frac{E}{2} \right) \leq V_{BR}^{МОП1}; \\ U_{Cs3}(t) = +\frac{E}{2} + \frac{Cs1Cs2}{Cs1Cs2 + Cs1Cs3 + Cs2Cs3} \left( U_{Cs}(t) - \frac{E}{2} \right) \leq V_{BR}^{СИТ1}, \end{cases} \quad (7)$$

где  $V_{BR}^{СИТ1}$  — напряжение лавинного пробоя СИТ1.

Конструктивно выходная емкость СИТ имеет относительно малую величину [3, 16]. По этой причине выходная емкость  $Cs3$  СИТ1 много меньше, чем входная емкость цепи затвора СИТ2  $Cs1$  и выходная емкость  $Cs2$  управляющего МОП1. Согласно критерию (7) большая часть динамической составляющей паразитного колебательного процесса будет сосредото-

на в выходной цепи СИТ1. Поскольку СИТ1 является высоковольтным элементом в структуре составного ключа, его напряжение лавинного пробоя будет заведомо больше амплитуды паразитного колебательного процесса. Таким образом, топологическая структура высоковольтного ключа в сравнении с мощным составным ключом, представленным на рис. 1, обладает повышенной устойчивостью блокирующих свойств в динамических процессах коммутации.

### Экспериментальные исследования переключения базового ключевого элемента на индуктивную нагрузку

Для оценки корректности аналитических выражений, описывающих изменения напряжений на паразитных компонентах высоковольтного базового ключевого элемента (см. рис. 3), проведены экспериментальные исследования его работы на непрерывный ток индуктивной нагрузки амплитудой  $I_n = 100$  А при напряжении источника питания схемы  $E = 1500$  В. Параметры элементов ключа:  $Cs1 = 10$  нФ;  $Cs2 = 10$  нФ;  $Cs3 = 0,5$  нФ;  $Ls = 5$  нГн;  $R_s = 10$  мОм;  $\mu = 50$ ;  $\Delta I = 50$  А.

Экспериментальные диаграммы процессов коммутации тока высоковольтным ключевым элементом приведены на рис. 5, 6.

На рисунке 5 показаны отрицательное напряжение  $-U_{Cs1}(t)$  в цепи затвор–исток верхнего СИТ2 и выходное напряжение сток–исток  $U_{Cs2}(t)$  управляющего транзистора МОП1. Из приведенных диаграмм следует, что в процессе запирания паразитные динамические колебания накладываются на уровни статических напряжений блокирования, но не превышают предельных уровней допустимых напряжений: отрицательного напряжения смыкания областей пространственного заряда СИТ2  $V_{CM}^{СИТ} = -4$  В и напряжения лавинного пробоя управляющего транзистора МОП1  $V_{BR}^{МОП1} = 55$  В.

На рисунке 6 изображены диаграммы выходных напряжений в цепях сток–исток СИТ1 и СИТ2. Главная

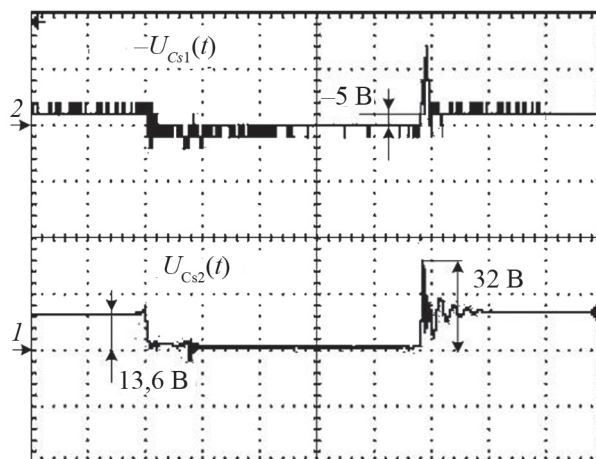


Рис. 5. Осциллограммы напряжений  $-U_{Cs1}(t)$  (канал 2) и  $U_{Cs2}(t)$  (канал 1) при коммутации высоковольтного составного ключа (масштаб 20 В/дел. и 500 нс/дел.)

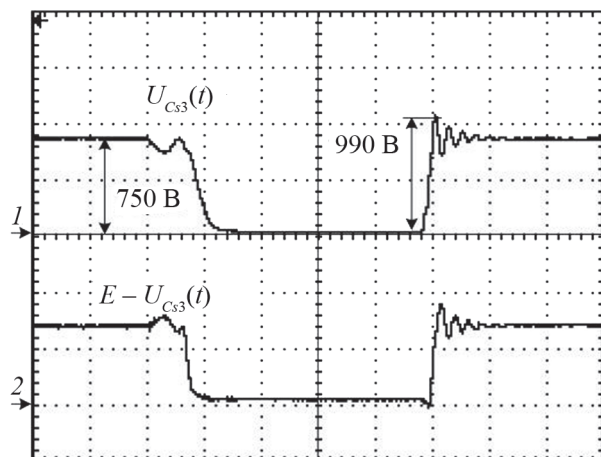


Рис. 6. Осциллограммы напряжений в цепи сток-исток СИТ1 (канал 1) и СИТ2 (канал 2) при коммутации высоковольтного составного ключа (масштаб 500 В/дел. и 500 нс/дел.)

составляющая амплитуды паразитных динамических колебаний наблюдается в выходной цепи СИТ1 (напряжение  $U_{CS3}$ ) и накладывается на статический уровень напряжения 750 В на приборе в закрытом состоянии. Однако максимальное значение напряжения  $U_{CS3}(t)$  в процессе коммутации не превышает предельно допустимого значения  $V_{BR}^{СИТ1} = 1200$  В. Колебательный процесс в выходной цепи верхнего СИТ2 протекает в противофазе относительно кривой  $U_{CS3}(t)$ , поскольку является зависимым и определяется соотношением  $E - U_{CS3}(t)$ .

Сравнительные результаты расчета и эксперимента сведены в таблицу. На основе приведенных данных можно сделать вывод о корректности разработанной аналитической модели, описывающей динамические процессы при выключении мощных составных ключей.

### Литература

1. Воронин П.А., Воронин И.П., Панфилов Д.И., Духнич Е.М. Оптимизация статических и динамических параметров мощного составного ключа с полевым управлением // Известия РАН. Серия «Энергетика». 2016. № 4. С. 91—102.
2. Бормотов А., Гришанин А., Мартыненко В., Мускатиньев В., Чибиркин В. Современные силовые полупроводниковые приборы для энергоэффективных технологий // Электроника: наука, технология, бизнес. 2010. № 4. С. 36—44.
3. Розанов Ю.К., Воронин П.А., Рывкин С.Е., Чаплыгин Е.Е. Справочник по силовой электронике. М.: Издат. дом МЭИ, 2014.
4. Пат. 2268545 РФ. Полупроводниковое ключевое устройство / О.И. Бономорский, П.А. Воронин // Бюл. изобрет. 2006. № 2.
5. Pat. 4945266 US. Composite Semiconductor Device.

### Результаты сравнения аналитического расчета с данными эксперимента

Параметры, В	Расчет	Эксперимент	Предельное значение
$U_{Cs1}(0)$	-12	-10	-3,0
$U_{Cs1max}$	-6,0	-5,0	
$U_{Cs2}(0)$	15,0	13,6	55,0
$U_{Cs2max}$	24,0	32,0	
$U_{Cs3}(0)$	750	750	1200
$U_{Cs3max}$	970,0	990,0	

### Выводы

В результате выполненных аналитического и экспериментального исследований процессов коммутации тока в мощных составных ключах получены следующие результаты:

- составлены аналитические выражения, описывающие изменения напряжений на основных элементах схемы в процессе коммутации;
- сформулированы основные критерии сохранения блокирующих свойств составных ключей в динамических процессах выключения.

Показано, что для обеспечения блокирующей способности мощного составного ключа при запираии необходимо:

- снизить величину паразитного последовательного сопротивления и распределенной паразитной индуктивности в контуре коммутации;
- обеспечить необходимое согласование значений входной емкости СИТ и выходной емкости управляющего МОП-транзистора.

Установлено, что топология базового высоковольтного ключевого элемента обеспечивает повышенную устойчивость его блокирующих свойств в динамических процессах коммутации.

### References

1. Voronin P.A., Voronin I.P., Panfilov D.I., Dukh-nich E.M. Optimizatsiya Statcheskikh i Dinamicheskikh Parametrov Moshchnogo Sostavnogo Klyucha s Polevym Upravleniem. Izvestiya RAN. Seriya «Energetika». 2016; 4:91—102. (in Russian).
2. Bormotov A., Grishanin A., Martynenko V., Muskatin'ev V., Chibirkin V. Sovremennye Silovye Poluprovodnikovye Pribory dlya Energoeffektivnykh Tekhnologiy. Elektronika: Nauka, Tekhnologiya, Biznes. 2010;4:36—44. (in Russian).
3. Rozanov Yu.K., Voronin P.A., Ryvkin S.E., Chap-lygin E.E. Spravochnik po Silovoy Elektronike. M.: Izdat. Dom MEI, 2014. (in Russian).
4. Pat. 2268545 RF. Poluprovodnikovoe Klyuchevoe Ustroystvo. O.I. Bonomorskiy, P.A. Voronin. Byul. Izobret. 2006;2. (in Russian).
5. Pat. 4945266 US. Composite Semiconductor Device.

6. Pat. 19610135 DE. Elektronische Einrichtung, Insbesondere zum Schalten Elektrischer Ströme, für Hohe Sperrspannungen und Mit Geringen Durschlaßverlusten.

7. **Бonomорский О.И., Воронин П.А., Щепкин Н.П.** Быстродействующий каскодный ключ с полевым управлением // Силовая электроника. 2005. № 1. С. 42—44.

8. **Li Y., Huang A.Q., Motto K.** Experimental and Numerical Study of the Emitter Turn-off Thyristor (ETO) // IEEE Trans. Power Electronics. 2000. Pp. 561—574.

9. **Bakowski M., Gustafsson U.** The Two Basic Failure Modes in GTO Modeling and Experiment // Proc. Power Semiconductor Devices and ICs. 2002. Pp. 354—368.

10. **Huang A.Q., Li Y., Motto K., Xu A.Z., Lee F.C.** High Power Snubberless Switching with the Emitter Turn-off Thyristor (ETO) // Proc. Power Electronics Conf. 1998. Pp. 269—279.

11. **Новиков П.** Защита силового транзистора. Ч. 1. Перенапряжение // Силовая электроника. 2012. № 4. С. 10—12.

12. **Кюрегян А.С.** Подпороговые характеристики транзисторов и тиристоров с электростатическим управлением. Ч. II. Глубокий планарный затвор // Физика и техника полупроводников. 1998. Т. 32. № 4. С. 497—503.

13. **Li X., Huang A.Q., Li Y.** Analytical GTO Turn-off Model under Snubberless Turn-off Condition // Microelectronics J. 2003. V. 34. Pp. 297—304.

14. **Li Y., Huang A.Q., Motto K.** Analysis of the Snubberless Operation of the Emitter Turn-off Thyristor (ETO) // Proc. IEEE Intern. Conf. Power Electronics and Drive Syst. 2002. Pp. 238—245.

15. Пат. 168443 РФ. Высоковольтное ключевое устройство / И.П. Воронин, П.А. Воронин, С.Ю. Кузин // Бюл. изобрет. 2017. № 4.

16. **Бonomорский О.И., Кюрегян А.С., Горбатьюк А.В., Иванов Б.В.** Сравнительный анализ статических характеристик биполярных транзисторов с изолированным затвором и тиристоров с полевым управлением // Электротехника. 2015. № 2. С. 51—56.

6. Pat. 19610135 DE. Elektronische Einrichtung, Insbesondere zum Schalten Elektrischer Ströme, für Hohe Sperrspannungen und Mit Geringen Durschlaßverlusten.

7. **Bonomorskiy O.I., Voronin P.A., Shchepkin N.P.** Bystrodeystvuyushchiy Kaskodnyy Klyuch s Polevym Upravleniem. Silovaya Elektronika. 2005;1:42—44. (in Russian).

8. **Li Y., Huang A.Q., Motto K.** Experimental and Numerical Study of the Emitter Turn-off Thyristor (ETO). IEEE Trans. Power Electronics. 2000:561—574.

9. **Bakowski M., Gustafsson U.** The Two Basic Failure Modes in GTO Modeling and Experiment. Proc. Power Semiconductor Devices and ICs. 2002:354—368.

10. **Huang A.Q., Li Y., Motto K., Xu A.Z., Lee F.C.** High Power Snubberless Switching with the Emitter Turn-off Thyristor (ETO). Proc. Power Electronics Conf. 1998:269—279.

11. **Novikov P.** Zashchita Silovogo Tranzistora. Ch. 1. Perenapryazhenie. Silovaya Elektronika. 2012;4:10—12. (in Russian).

12. **Kyuregyan A.S.** Podporogovye Kharakteristiki Tranzistorov i Tiristorov s Elektrostatcheskim Upravleniem. Ch. II. Glubokiy Planarnyy Zatvor. Fizika i Tekhnika Poluprovodnikov. 1998;32;4:1497—503. (in Russian).

13. **Li X., Huang A.Q., Li Y.** Analytical GTO Turn-off Model under Snubberless Turn-off Condition. Microelectronics J. 2003;34:297—304.

14. **Li Y., Huang A.Q., Motto K.** Analysis of the Snubberless Operation of the Emitter Turn-off Thyristor (ETO). Proc. IEEE Intern. Conf. Power Electronics and Drive Syst. 2002:238—245.

15. Пат. 168443 RF. Vysokovol'tnoe Klyuchevoe Ustroystvo. I.P. Voronin, P.A. Voronin, S.Yu. Kuzin. Byul. Izobret. 2017;4. (in Russian).

16. **Bonomorskiy O.I., Kyuregyan A.S., Gorbatyuk A.V., Ivanov B.V.** Sravnitel'nyy Analiz Statcheskikh Kharakteristik Bipolyarnykh Tranzistorov s Izolirovannym Zatvorom i Tiristorov s Polevym upravleniem. Elektrotekhnika. 2015;2:51—56. (in Russian).

#### Сведения об авторах:

**Воронин Павел Анатольевич** — кандидат технических наук, доцент кафедры промышленной электроники НИУ «МЭИ», e-mail: voroninpa@list.ru

**Воронин Игорь Павлович** — кандидат технических наук, доцент кафедры промышленной электроники НИУ «МЭИ», e-mail: VoroninIP@mpei.ru

**Духнич Елена Михайловна** — аспирантка кафедры промышленной электроники НИУ «МЭИ», e-mail: dukhnichhelen@mail.ru

#### Information about authors:

**Voronin Pavel A.** — Ph.D. (Techn.), Assistant Professor of Industrial Electronics Dept., NRU MPEI, e-mail: voroninpa@list.ru

**Voronin Igor P.** — Ph.D. (Techn.), Assistant Professor of Industrial Electronics Dept., NRU MPEI, e-mail: VoroninIP@mpei.ru

**Dukhnich Elena M.** — Ph.D.-student of Industrial Electronics Dept., NRU MPEI, e-mail: dukhnichhelen@mail.ru

**Конфликт интересов:** авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов

**Conflict of interests:** the authors declare no conflict of interest

Статья поступила в редакцию: 15.02.2018

The article received to the editor: 15.02.2018