

Тепловой расчет СИТ-транзисторов и узлов силовых модулей с их применением. Часть 1

Юрий Непочатов

yuri.nepochatov@yandex.ru

Введение

Успешное решение задачи создания устройств, потребляющих из сети и выдающих потребителю постоянную активную мощность, и преобразователей, обеспечивающих заданные параметры электроэнергии и электромагнитную совместимость, возможно только с помощью новой элементной базы. Одним из перспективных направлений ее развития являются силовые модули на основе полупроводниковых ключей с использованием различных транзисторов, в частности — мощных полевых транзисторов со статической индукцией (СИТ).

В настоящее время в устройствах энергетической электроники широко применяются следующие основные типы полупроводниковых ключей:

- Биполярные ключи с инжекционным управлением (силовые биполярные транзисторы и тиристоры).
- Униполярные ключи с полевым управлением (мощные МДП-транзисторы, транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом, в том числе транзисторы с электростатической индукцией).
- Комбинированные ключи, сочетающие преимущества полевого управления и биполярного механизма токопереноса (биполярные транзисторы с изолированным затвором, комбинированные СИТ-МОП-транзисторы, МОП-тиристоры).
- Силовые интегральные схемы «разумных» ключей и интеллектуальные силовые модули, объединяющие в одном корпусе силовую часть, схемы управления, диагностики и защиты.

В настоящей работе приведены результаты расчетов и исследований мощных ключевых транзисторных сборок, составляющих основу силовых модулей, выполненных с использованием СИТ с модулируемой проводимостью канала. Произведен расчет теплового сопротивления и допустимой максимальной рассеиваемой мощности проектируемых приборов. Сравняются расчетные и экспериментальные данные.

Полевые транзисторы со статической индукцией

История развития приборов со статической индукцией

Статический индукционный транзистор (СИТ) получил такое название, чтобы можно было отличить режим его работы от режима работы аналогового транзистора, предложенного Шокли в 1952 г. и позднее реализованного в форме многоканального полевого транзистора. СИТ с его коротким каналом не имеет насыщения тока стока так же, как и электронная лампа-триод с ограничением тока пространственным зарядом.

Транзистор со статической индукцией, изобретенный японским профессором Нишизавой в начале

1970-х годов, первоначально нашел широкое применение в высококачественных звуковых усилителях. Дальнейшие успехи в разработке СИТ позволили создать приборы с рассеиваемой стоком мощностью до 1 кВт на рабочие токи и напряжения 20 А и 800 В соответственно [1]. Высокая перегрузочная способность и превосходное быстродействие позволили с успехом использовать эти приборы в качестве высоковольтных ключей.

К основным достоинствам СИТ относятся [2]:

- Возможность получения высоких пробивных напряжений, порядка нескольких киловольт.
- Большая крутизна и высокие значения коэффициента блокирования, то есть хорошие усилительные свойства.
- Малые искажения выходного сигнала, что очень важно при формировании импульсов тока с короткими фронтами.
- Возможность перевода транзистора в биполярный режим работы и, тем самым, обеспечения очень низких остаточных напряжений.
- Более высокая устойчивость к спецвоздействию и статическому напряжению.
- Более низкое значение остаточного тока стока в закрытом состоянии.

За рубежом разработкой мощных высоковольтных СИТ активно занимаются японские фирмы Tohin и Mitsubishi. Последняя разработала серию транзисторов (2SK76, 2SK77, 2SK180, 2SK181, 2SK182, 2SK183), способных оперировать мощностями в сотни киловатт за 300 нс. Все приборы данной серии имеют структуру кристалла со скрытым затвором. Это снижает их быстродействие и ограничивает возможность эффективного снижения сопротивления канала при прямом смещении управляющего перехода.

Первые отечественные мощные высоковольтные СИТ-транзисторы КП801, КП802 [3,4], разработанные в начале 1980-х годов, были выполнены с планарной структурой затвора, что позволило значительно повысить их быстродействие и достичь малой величины сопротивления канала в открытом состоянии при относительно малой площади кристалла. Обладая выходной вольт-амперной характеристикой (ВАХ) триодного типа, СИТ-транзисторы открывают ряд новых возможностей в построении электронных схем с низким выходным сопротивлением и малыми нелинейными искажениями в условиях применения неглубоких отрицательных обратных связей. Однако будет ошибкой считать, что СИТ способны везде работать одинаково хорошо. Как все полевые транзисторы с управляющим $p-n$ -переходом, они имеют нормально открытый канал, что требует первоначально подачи запирающего напряжения, а затем — рабочего. В отдельных случаях это ограничивает их применение.

Принцип действия транзистора со статической индукцией

При отсутствии напряжения на затворе $U_{зи} = 0$ каналы «открыты» и ВАХ транзистора близка к ВАХ полупроводникового $n^+ - n - n^+$ -резистора [5]. С увеличением обратного напряжения на $p - n$ -переходе затвора расширяющаяся область пространственного заряда (ОПЗ) перекрывает канал, вызывая отсечку тока. Ввиду незначительности глубины отрицательной обратной связи, обусловленной малым значением сопротивлением истока $R_{и}$, прибор является «плохим генератором тока» и может быть заблокирован относительно невысоким потенциалом затвора при заданном напряжении на стоке $U_{си}$. Напряженность электрического поля вблизи цепочки p^+ -затворов на стадии блокирования оказывается направленной таким образом, что выходящие из истока электроны тормозятся и не могут преодолеть возникший потенциальный барьер.

Напряженность поля в любой точке вдоль канала является векторной суммой напряженностей поля затвора \vec{E}_1 и поля стока \vec{E}_2 (исток обычно соединяется с «землей»), причем векторы \vec{E}_1 и \vec{E}_2 противоположно направлены. При возрастании напряжения на стоке $U_{си}$ напряженность \vec{E}_2 будет также расти:

$$\Delta E_2 = \Delta U_{си} / W_0 \quad (1)$$

В нулевом приближении приращение напряженности поля затвора можно определить так:

$$\Delta E_1 = \Delta U_{зи} / W_3 \quad (2)$$

где W_3 — расстояние между электронейтральной областью истока и затвором; W_0 — расстояние между электронейтральной областью стока и затвором.

Отсюда выведем коэффициент усиления по напряжению для таких структур:

$$\mu^* = W_3 / W_0 = \Delta U_{си} / \Delta U_{зи} \quad (3)$$

При неизменном $U_{зи}$ и возрастании $U_{си}$ вектор \vec{E}_1 — константа. При этом \vec{E}_2 увеличивается, а при выполнении условия

$$|\vec{E}_2| > |\vec{E}_1| \quad (4)$$

ток в канале возобновляется, то есть прибор открывается напряжением на стоке. На основании рассмотренного механизма включения и запираия Нишизава [5] предложил назвать приборы этого типа «приборами со статической индукцией», поскольку их работа основана на эффекте статической индукции через объемно заряженный диэлектрик.

Отметим еще два важнейших параметра этих приборов:

- внутреннее сопротивление, выраженное отношением

$$r_{вн} = |\Delta U_{си} / \Delta I_{си}| = \mu |\Delta U_{зи} / \Delta I_{си}| = \mu / S, \quad (5)$$

где $S = \Delta I_c / \Delta U_{зи}$ — крутизна;

- коэффициент эффективности затвора, определяемый как

$$\eta = \partial U_{з(0)} / \partial U_{зи} \quad (6)$$

где $U_{з(0)}$ — потенциал в точке, соответствующей вершине потенциального барьера.

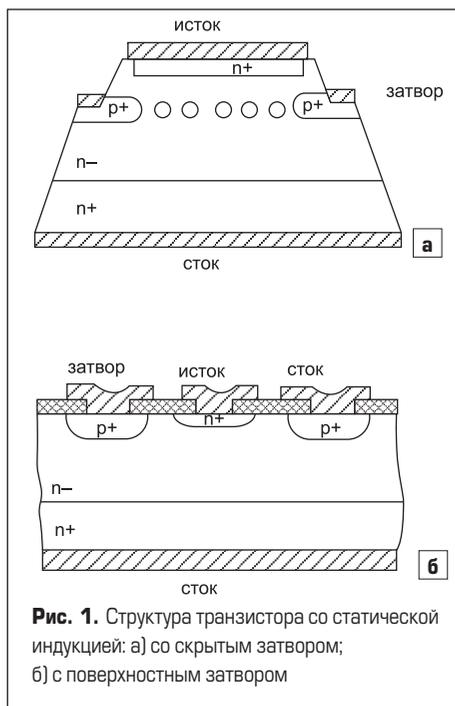
В некоторых работах в (6) наряду с коэффициентом усиления по току вводится коэффициент блокирования, обозначаемый тем же символом $\mu = |U_{си} / U_{зи}|$, при условии, что $I_c = \text{const}$ (7).

С учетом данных работы [7] «внешний» коэффициент блокирования может быть записан в виде:

$$\mu = \eta \mu^* \quad (8)$$

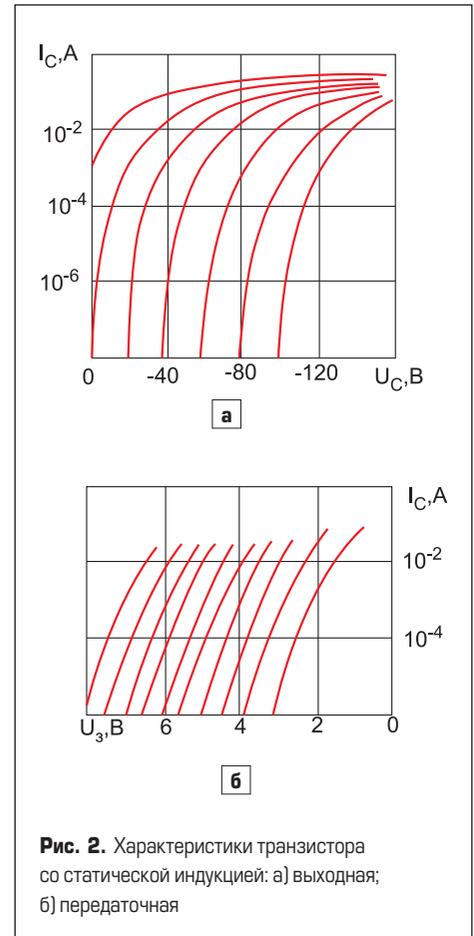
Физические представления о работе транзистора со статической индукцией в стационарном режиме

Изображенная на рис. 1 структура СИТ в целом подобна структуре многоканального полевого транзистора с управляющим $p - n$ -переходом [8].



При отсутствии обратного смещения на управляющем переходе основные носители движутся от истока к стоку, а их током управляет напряжение на стоке. Поскольку последовательное сопротивление канала прибора мало, влияние отрицательной обратной связи значительно слабее, нежели в обычном полевом транзисторе, вследствие чего прибор обнаруживает ненасыщающиеся выходные характеристики в весьма широком диапазоне токов и напряжений. Как отмечается в работе [9], в области малых значений тока стока приборы имеют экспоненциальные выходные характеристики при фиксированном напряжении на затворе.

При дальнейшем возрастании тока стока характеристики начинают приближаться к линейным, что связывают с возрастанием сопротивления канала и приближением произведения $R_{и} S^*$ к единице [10]. Наконец, в области весьма больших токов стока, которые зачастую не достигаются в реальных приборах в рабочих режимах, эффект сужения канала вследствие омического падения напряжения на сопротивлении канала, несмотря на малость $R_{и}$, становится доминирующим, и ВАХ транзистора переходит в квазилинейную, подобно ВАХ полевых транзисторов с длинным каналом (рис. 2а). На рис. 2б приведена передаточная характеристика транзистора со статической индукцией [9].



Распределение потенциала по оси канала транзистора представлено на рис. 3. Как показывает приведенный авторами численный расчет [2], с ростом напряжения стока (анода) потенциальный барьер, обусловленный действием обратно смещенного $p - n$ -затвора, понижается и сдвигается в сторону стока (катода).

Эффект уменьшения высоты барьера, препятствующего протеканию носителей в приборе, эквивалентен повышению прямого смещения на обычном $p - n$ -переходе — с той лишь разницей, что в СИТ проводимость обусловлена только одним типом носителей. Это позволяет понять экспоненциальный участок на ВАХ в области малых токов, где значение высоты потенциального барьера велико. В дальнейшем, поскольку $R_{и} I_c \ll U_{зи}$, эффект модуляции ширины канала за счет омического падения напряжения на его последовательном сопротивлении пренебрежимо мал, и ВАХ подобна характеристике

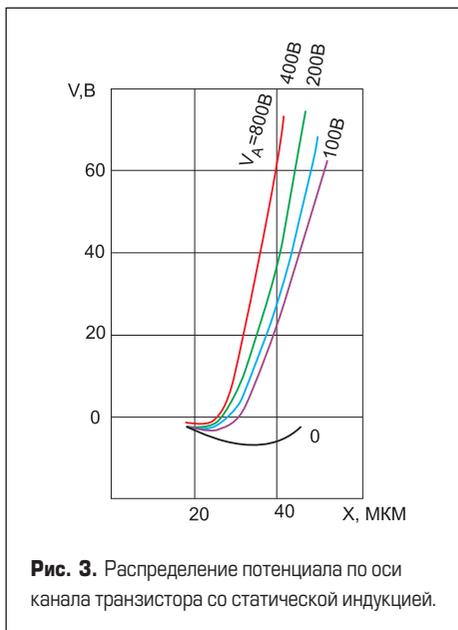


Рис. 3. Распределение потенциала по оси канала транзистора со статической индукцией.

$n^+ - n^- - n^+$ -резистора, эффективное сечение которого зависит от напряжения затвора. Аналогично может быть объяснена и экспоненциальная зависимость тока стока от напряжения на затворе, поскольку, как следует из формулы (6), высота потенциального барьера в канале пропорциональна напряжению затвора. Отличие передаточной характеристики от экспоненциальной, как следует из рис. 2б, соответствует снижению крутизны транзистора и может быть связано, как показано в [10], с возрастанием последовательно сопротивления канала.

Входные характеристики СИТ в рассмотренной литературе не приводятся. Температурный коэффициент тока стока в области малых токов является положительным, что хорошо коррелирует с представлениями о переносе заряда в данном режиме работы транзистора горячими носителями, преодолевающими потенциальный барьер затвора. В области больших значений тока стока температурный коэффициент меняет знак на отрицательный, отражая температурную зависимость проводимости канала [9]. О температурной зависимости стока для транзистора со статической индукцией можно судить по передаточной характеристике прибора, приведенной на рис. 4 [2].

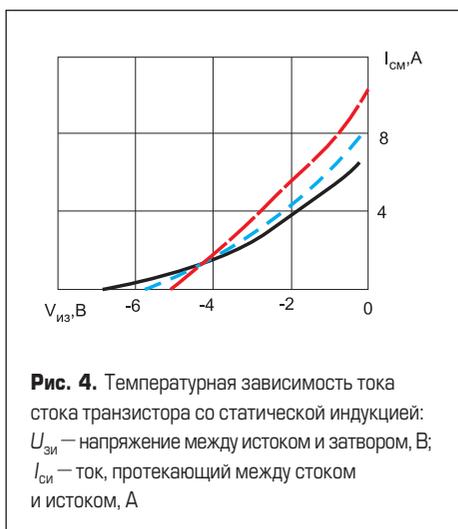


Рис. 4. Температурная зависимость тока стока транзистора со статической индукцией: $U_{зи}$ — напряжение между истоком и затвором, В; $I_{см}$ — ток, протекающий между стоком и истоком, А

Конструктивные особенности структуры кристаллов СИТ-транзисторов

В 70-80-х годах, когда был создан СИТ, написано большое число трудов, объясняющих принцип его работы и предлагающих множество конструктивных решений для создания такого транзистора [11,12]. Большой интерес к этим приборам можно объяснить их высокой линейностью, возможностью создания прибора с короткими каналами, отрицательной температурной зависимостью тока стока и т. д.

Из множества предложенных конструктивных вариантов можно выделить три основных, нашедших широкое применение (рис. 5).

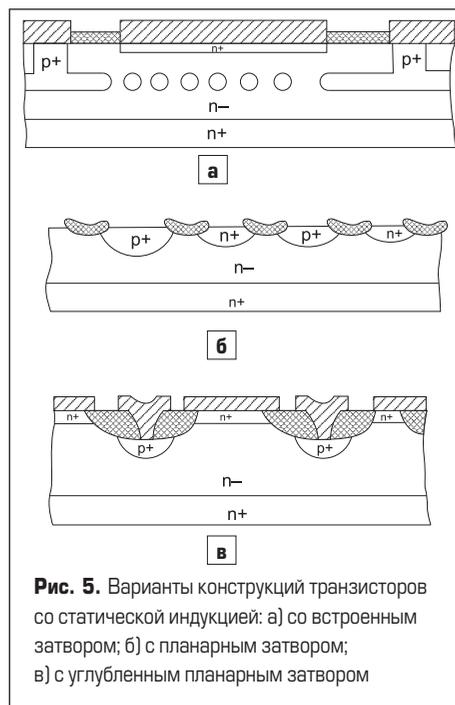


Рис. 5. Варианты конструкций транзисторов со статической индукцией: а) со встроенным затвором; б) с планарным затвором; в) с углубленным планарным затвором

Достоинство СИТ, изображенного на рис. 5а, — простота реализации. Высокое сопротивление затвора ограничивает его использование на высоких частотах, поэтому он широко применяется при разработке низкочастотных транзисторов, предназначенных для работы в высококачественной звуковой аппаратуре. В двух других конструктивных решениях (рис. 5б, в) удалось избежать этих недостатков. Однако в варианте, приведенном на рис. 5в, после нормирования затвора и проведения глубокого окисления кремния сопротивление затвора несколько увеличивается. В связи с этим наиболее перспективной считается конструкция, представленная на рис. 5б, несмотря на то, что с точки зрения технической реализации она является самой сложной, поскольку требует электронной и рентгенолитографии, взрывной металлизации и предъявляет высокие требования к совмещению структур.

СИТ с планарным затвором

На рис. 5б представлен транзистор с планарным затвором. Это прибор с вертикальным каналом, в котором исток и затвор локализованы в приповерхностном n^+ и p^+ -слоях, полученных диффузионным путем.

Электронный ток течет сверху вниз к электроду стока. Длина канала очень мала, и, следовательно, характеристики прибора являются чисто триодными. Что касается частотных свойств, то транзисторы с приповерхностным затвором имеют преимущества по сравнению с транзисторами со встроенным затвором (рис. 5а), поскольку они обладают малым расстоянием между истоком и затвором, меньшим $R_{д}$ и меньшей длиной канала.

Следует отметить, что в планарных структурах отсутствуют и нарушения поверхности, что значительно облегчает металлизацию. Очевидной является и более высокая технологичность таких приборов, поскольку при их изготовлении нет необходимости в наращивании на поверхности пластины с уже сформированной тонкой структурой затвора эпитаксиальной пленки толщиной порядка 10 мкм.

Однако размещение затвора в одной плоскости с истоком приводит к значительному уменьшению площади последнего, что вызывает рост плотности тока истока. При этом возникают сложности с обеспечением высоких пробивных напряжений исток-затвор. Это особенно важно потому, что приборы с поверхностным затвором имеют более низкие значения коэффициента усиления по напряжению μ , нежели приборы со скрытым затвором. Одновременное снижение μ и предельно допустимого $U_{зи}$ приводит к ограничению максимальных значений $U_{си}$. Таким образом, приборы с поверхностным затвором обладают как несомненными достоинствами, так и принципиальными недостатками. В связи с этим значительные усилия конструкторов и технологов направлены на поиски наиболее совершенной геометрии областей затвора, позволившей бы совместить достоинства приборов со скрытым и поверхностным затвором, исключив вместе с тем присутствие им недостатки.

Сравнение основных параметров ключей с использованием IGBT и СИТ-транзистора

Как уже отмечалось во введении, среди прочих вариантов конструкций ключей широкое применение находят комбинированные ключи, в которых используются СИТ-транзисторы. Основной тенденцией развития таких силовых ключей является их совершенствование, направленное на решение следующих основных задач:

- снижение уровня остаточных напряжений при заданной плотности силового тока и высоком быстродействии;
- повышение устойчивости работы ключа в режимах динамических перегрузок (по току, напряжению и тепловому воздействию);
- повышение эффективности управления ключом с ростом коммутируемой мощности.

Одним из преимуществ данного класса приборов является их технологическая доступность для широкого круга фирм-производителей за счет меньших капиталовложений в освоение производства (что особенно важно для отечественных пред-

приятый). Хотя следует подчеркнуть, что высоковольтный элемент каскадного ключа реализуется с использованием как отдельных современных технологических процессов, так и оригинальных отечественных технологий.

Особый интерес представляют сравнительные исследования двух комбинированных полупроводниковых ключей (функциональных аналогов): IGBT и комбинированного СИТ-МОП полевого транзистора (КСМТ). Были проведены экспериментальные исследования модуля IGBT типа CM50DY-24H фирмы Mitsubishi Electric и аналогичного по характеристикам модуля КСМТ типа М2ТКС-50-12, разработанного ВЭИ им. Ленина и МЭИ и изготовленного ОАО «Контур» (г. Чебоксары). Было проведено исследование динамических процессов переключения указанных приборов с использованием устройства контроля параметров силовых транзисторов [13, 22], при этом контролировались следующие основные параметры:

- напряжение насыщения при заданном выходном токе $U_{ds(sat)}$;
- время задержки включения $t_{d(on)}$;
- время задержки выключения $t_{d(off)}$;
- время нарастания выходного тока t_r ;
- время спада выходного тока t_f ;
- время спада остаточного t_j ;
- энергия потерь при включении E_{on} ;
- энергия потерь при выключении E_{off} .

В приведенных ниже таблицах представлены основные элементы структуры двух ключей (табл. 1) и характеристики основных параметров обоих модулей при резистивной нагрузке (табл. 2).

Представленные экспериментальные данные показывают, что параметры отечественного силового транзисторного модуля с использованием СИТ не хуже, чем параметры IGBT третьего поколения (по классификации Mitsubishi Electric); при этом он значительно дешевле, потому что для изготовления не требуется использования технологических процессов с проектными нормами 1 мкм, а также дорогостоящей производственной базы.

Одним из основных вопросов, возникающих при конструировании мощных силовых ключей, является обеспечение эффективного отвода тепла, его конструктивно-технологических решений и используемых материалов. Наиболее полно они решены

в серийно выпускаемых по технологии SKiIP модулях, разработанных фирмой SEMIKRON. Учитывая интерес разработчиков при проектировании силовых ключей, далее мы вкратце рассмотрим этот вопрос.

Особенности конструктивного исполнения силовых модулей с точки зрения отвода тепла и обеспечения нормальных тепловых режимов

Одна из основных тенденций современной микроэлектроники — это увеличение степени интеграции, объединение на одном кристалле или в одном корпусе максимального количества компонентов для полного решения какой-либо задачи. В области силовой техники эта тенденция привела в свое время к разработке полумостовых и мостовых модулей. Наивысшим достижением интегральной силовой техники на сегодняшний день является создание интеллектуальных силовых модулей — мощных импульсных высоковольтных усилителей, управляемых силовыми сигналами. Колоссальный прогресс, достигнутый за последние годы в технологии производства IGBT, позволил достичь ведущими мировыми производителями высоких значений предельных характеристик у транзисторов и у силовых и интеллектуальных модулей. Так, у модулей IGBT, выпускаемых фирмой SEMIKRON, при напряжении $U_{ce} = 1700$ В, предельный ток I_c составляет 1200 А, а мощность модуля типа 1503GB171-3DL (6-pack) достигает 375 кВт [13–15]. Такие уровни предельных рабочих напряжений и токов у силовых модулей приводят к потерям энергии в виде тепла, что выдвигает особые требования к анализу тепловых режимов, решению вопросов отвода тепла и соответствующего конструктивного исполнения модулей [14].

Конструкции интеллектуальных силовых модулей

Современный интеллектуальный силовой модуль (ИСМ) — это гибридный модуль, содержащий транзисторы IGBT, MOSFET, МОП или СИТ, соединенные в определенной конфигурации, и схемы: управления, оптимизированную по характеристикам управления затвора для данных транзисторов; за-

щиты от перегрузок; индикации состояния. ИСМ объединяет в одном устройстве силовой ключ (одиночный, полумостовой или трехфазный мостовой), драйвер, оптимизированный по сигналам управления, и устройство защиты. Конструктивно силовые модули представляют собой корпус с общей базовой пластиной, на которой размещены силовые полупроводниковые кристаллы (транзисторы, диоды и возможные другие компоненты), электрически изолированные от монтажной пластины (теплоотвода). По сути, это многослойная конструкция с эпоксидной (в маломощных модулях) или керамической изоляцией (в модулях средней и большой мощности). Медные линии связи элементов модуля напыляются непосредственно на изолятор, что исключает пайку. Элементы схемы управления расположены на печатной плате, которая устанавливается непосредственно на силовой модуль.

В конструкции силового модуля должны сочетаться минимальные значения переходных тепловых сопротивлений и распределенных индуктивностей силовых шин с высоким напряжением изоляции. Все указанные требования реализованы в модулях, выпускаемых по технологии SKiIP (Semikron integrated intelligent Power), разработанной фирмой SEMIKRON [14]. В них задняя сторона кристаллов припаяна к металлизированной поверхности изолирующей подложки с помощью специального метода пайки. Подложка выполнена из керамики DСВ (диффузное соединение меди и керамики) с изоляционным материалом Al_2O_3 или AlN. Изоляционный материал сочетает свойства диэлектрика с хорошей теплопроводностью. Нижняя плоскость подложки также металлизирована и припаяна к медной базовой пластине модуля (SEMITRANS, SEMiX) или прижата непосредственно к теплоотводу (SKiM, SKiIP, MiniSKiIP, SEMITOP) с большой площадью теплового контакта.

Непосредственное соединение керамики и радиатора пайкой либо механическим прижимом позволяет обойтись без медной базовой платы. В результате значительно уменьшается значение суммарного теплового сопротивления и перегрев кристалла. Соответственно, увеличивается допустимая токовая нагрузка модулей, повышается надежность и долговечность. Такая технология соединения снижает

Таблица 1. Основные элементы структуры двух ключей

Тип силового прибора	Схема соединения высоковольтного и управляющего элементов	Управляющий элемент структуры	Высоковольтный элемент структуры
Биполярный транзистор с изолированным затвором (IGBT)	Каскадная составная схема (аналог схемы Дарлингтона или комплементарной составной схемы)	Низковольтный МОП-транзистор и высоковольтный унитар (JFET) в едином кристалле	Биполярный транзистор с инжекционным управлением
СИТ в комбинации с МОП-транзистором	Каскадная схема СИТ и МОП-транзистора	Низковольтный МОП-транзистор и высоковольтный унитар (JFET) в двух монокристаллах	Тиристор с электростатическим управлением (управляемый полем диод)

Таблица 2. Характеристики основных параметров обоих модулей при резистивной нагрузке

Тип модуля	$t_{d(on)}$, нс	t_r , нс	$t_{d(off)}$, нс	t_f , нс	t_j , нс	E_{on} , мкДж (по уровню 10%)	E_{off} , мкДж (по уровню 10%)	E_{on} , мкДж (по уровню 2%)	E_{off} , мкДж (по уровню 2%)	$U_{ds(sat)}$, В ($I_d = 50$ А)
CM50DY24H (Mitsubishi Electric, Япония)	45	60	225	325	700	40	120	50	240	2,7
М2ТКС-50-12 (ОАО «Контур», Россия)	45	125	460	250	600	60	115	75	200	2,0

значение переходных тепловых сопротивлений на участке «кристалл–тепlostок», позволяет оптимизировать термодинамические характеристики модуля и повышает эффективность работы схемы термозащиты.

При такой конструкции градиент температуры на участке «кристалл–теплоотвод» снижается более чем на 5–10% по сравнению с модулем, имеющим медное основание. При этом температура распределяется по кристаллу достаточно равномерно, что обусловлено качественным процессом сборки кристалла транзистора и операции крепления изолирующих пластин к теплоотводу [14].

Тепловые характеристики силовых модулей. Постановка задачи

Технология SKiiP, разработанная специалистами фирмы SEMIKRON, позволила создать интеллектуальные модули с уникальными электрическими и тепловыми характеристиками и недостижимыми ранее показателями надежности. Особенности конструкции модулей SKiiP потребовали специального подхода к анализу их тепловых параметров. Включение теплоотвода в состав модуля позволило существенно улучшить распределение тепла, снизить тепловые сопротивления пограничных слоев и повысить надежность работы схемы тепловой защиты. Кроме того, такая конструкция позволяет однозначно определить тепловую модель модуля и производить тепловой расчет с очень высокой точностью.

Основные потери энергии в силовых транзисторах возникают непосредственно в кристалле. Тепло, выделяемое полупроводниковым кристаллом, отводится через кремний и многослойную структуру узла из различных материалов на теплоотвод и далее в окружающую среду. Градиент температур между кристаллом и окружающим воздухом является функцией рассеиваемой мощности и тепловых сопротивлений материалов, из которых состоит узел силового модуля.

Тепловой расчет узла силового модуля является одним из важнейших этапов процесса его разработки, позволяющий подтвердить правильность выбора и применения электронных компонентов, способа крепления и используемых материалов, что во многом определяет в дальнейшем надежность работы устройства. Температура силовых кристаллов модуля в наиболее напряженном электрическом режиме характеризует качество расчета рабочих режимов и конструктивного исполнения отдельных узлов и всего устройства в целом.

Стандартная методика теплового расчета позволяет определить среднюю температуру кристалла силового транзистора относительно радиатора на основании значений тепловых сопротивлений «кристалл–корпус» R_{thjc} и «корпус–теплоотвод» R_{thcs} , приводимых в технических характеристиках, и величины средней рассеиваемой мощности. Для вычисления температуры кристалла относительно окружающей среды необходимо также знать

тепловое сопротивление всех элементов конструкции, всей цепи распространения теплового потока. Эта величина зависит от площади, геометрии поверхности, толщины материала элемента и его коэффициента теплопроводности. Прямое измерение температуры кристалла модуля всегда представляло известную трудность.

В существующих методиках теплового расчета кристалл транзистора рассматривается как источник тепла. Для определения значений теплового сопротивления элементов конструкции силового модуля задают температуру в точке контакта кристалла с корпусом и мощность, рассеиваемую на кристалле. Однако тепло, выделяемое непосредственно на $p-n$ -переходах внутри полупроводникового кристалла, отводится сначала через толщу кремния самого кристалла, а затем через все слои, входящие в состав конструкции силового модуля, на теплоотвод. Поэтому представляется целесообразным рассмотреть распространение теплового потока сквозь структуру кристалла, произвести расчет его теплового сопротивления на примере кристалла СИТ и узла с его использованием, выполненного из многослойной паяной структуры, размещенной на теплоотводящей пластине силового модуля, а также осуществить экспериментальную проверку расчетных значений тепловых сопротивлений различных вариантов конструкции узла.

Особенности теплового расчета полупроводниковых приборов

Предельно допустимая температура $p-n$ -перехода

Предельно допустимой температурой ($T_{доп}$) является такая температура $p-n$ -перехода, вплоть до которой гарантируется надежность прибора и соответствие электрических параметров техническим условиям. Это — основной тепловой параметр. Для приборов, изготовленных из разных полупроводниковых материалов, его значение колеблется в диапазоне +80...150 °С. При превышении предельно допустимого значения температуры снижается надежность прибора, ухудшаются электрические параметры, падают пробивное напряжение и предельная частота, растет обратный ток коллектора, возрастают собственные шумы прибора.

При дальнейшем увеличении температуры даже отдельных участков активной области могут возникнуть необратимые процессы, связанные с дополнительным впаиванием и диффузией или же с потерей термической устойчивости (вторичным пробоем), приводящей к выходу прибора из строя.

Допустимыми режимами работы полупроводникового прибора будут такие, при которых его температура нигде не превышает предельно разрешенную: $T_{(x,y,z,t)} \leq T_{доп}$. Тепловой расчет полупроводникового прибора сводится, в сущности, к проверке этого неравенства или к формулировке ограничений по электрическому режиму работы, при которых оно соблюдается [16].

Тепловое сопротивление и переходная тепловая характеристика

Тепловое сопротивление (R_T) — это параметр прибора, характеризующий его возможность отводить выделяющееся тепло в теплоотвод или среду в установившемся тепловом режиме. Это понятие введено для линейных или близких к линейным тепловых режимов, то есть режимов, для которых взаимосвязь между полями температур и тепловых потоков линейна, по аналогии с электрическим сопротивлением (R), характеризующим способность проводника проводить электрический ток.

Аналогом температуры T является электрический потенциал U , а теплового потока P — сила электрического тока I . Закон Ома для электрических цепей $RI = U_1 - U_2$ имеет тепловой аналог:

$$PR_T = T_U - T_O \quad (9)$$

где T_U и T_O — соответственно температуры источника тепла ($p-n$ -перехода, поверхности, через которую входит поток тепла) и стока (корпуса, теплоотвода, поверхности, через которую вытекает поток тепла).

Из формулы (9) следует, что тепловое сопротивление как параметр описывает в линейном приближении стационарные тепловые свойства тела в двухтемпературном рассмотрении (температуры источника и стока) и измеряется в °С/Вт:

$$R_T = (T_U - T_O) / P \quad (10)$$

Источником обычно является активная область прибора ($p-n$ -переход), а стоком — среда, корпус или теплоотвод.

Более точным двумерным описанием динамических тепловых свойств полупроводникового прибора в линейном приближении является задание переходной тепловой характеристики. При этом расчет любого теплового режима сводится к интегральным преобразованиям. Переходная тепловая характеристика определяется аналогично тепловому сопротивлению:

$$\theta(\tau) = [T_U(\tau) - T_O] / P \quad (11)$$

где P — мощность, подаваемая в виде ступеньки, начиная с момента $\tau = 0$.

Если мощность источника является какой-либо иной функцией времени $P(\tau)$, то температуру рассчитывают с помощью переходной характеристики $\theta(\tau)$ интегрированием:

$$T_U(\tau) = T_O + \int_{-\infty}^{\tau} \frac{dP(v)}{dv} \theta(\tau - v) dv \quad (12)$$

Тепловая модель

При выборе теплофизической модели прием следующие допущения:

- материалы, используемые в конструкциях приборов, обладают изотропной теплопроводностью;

- теплофизические свойства материалов не зависят от температуры (для многослойных структур);
- во внутренних частях конструкции теплообмен осуществляется только за счет теплопроводности;
- между слоями нет контактных сопротивлений.

Исходя из рассматриваемых выше особенностей мощных транзисторов, может быть принята следующая тепловая модель (рис. 6).

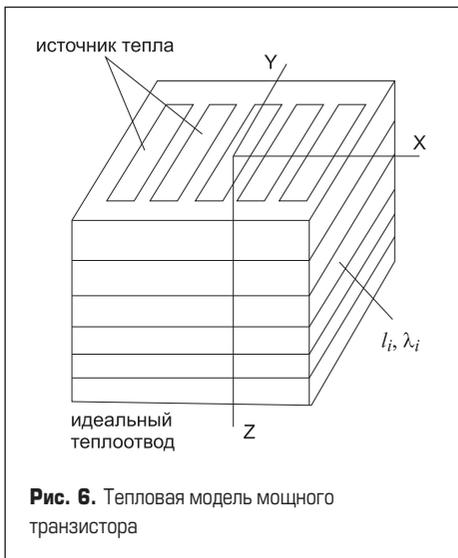


Рис. 6. Тепловая модель мощного транзистора

Несколько разнородных плоских слоев образуют многослойную пластину, которая может иметь форму как прямоугольного параллелепипеда, так и прямого кругового цилиндра. Нижняя поверхность пластины имеет заданную температуру T_0 (то есть находится на идеальном теплоотводе). Боковые поверхности теплоизолированы.

Температурное поле в каждом слое пластины описывается уравнением Лапласа:

$$\lambda \times (\partial^2 T / \partial x^2 + \partial^2 T / \partial y^2 + \partial^2 T / \partial z^2) = (\gamma c \partial T) / \partial \tau. \quad (13)$$

Поместим начало координат в центр верхней поверхности пластины, а ось z направим перпендикулярно этой поверхности в сторону идеального теплоотвода. Тогда условия на границе структуры будут следующие:

а) На плоскости $z = 0$ задана плотность теплового потока:

$$\partial T / \partial z|_{z=0} = \begin{cases} 0 & \text{— вне источника} \\ -g(x,y)/\lambda & \text{— на источнике при } \tau = 0. \end{cases} \quad (14)$$

б) На нижней поверхности ($z = l$, где l — толщина многослойной пластины) имеется идеальный теплоотвод:

$$T(x,y,l,\tau) = T_0. \quad (15)$$

в) На границе двух слоев плотность потока и температура непрерывны:

$$\begin{aligned} \lambda_1 \partial T / \partial z|_{z_i=0} &= \lambda_{i+1} \partial T / \partial z|_{z_{i+0}}, \\ T(x,y,z_i, \tau) &= T(x,y,z_{i+0}, \tau), \end{aligned} \quad (16)$$

здесь i — номер слоя, считая от источника; z_i — координата границы i -го с $i+1$ слоем.

г) На боковых поверхностях имеет место адiabатичность:

$$\delta T / \delta n = 0, \quad (17)$$

где n — нормаль к соответствующей боковой поверхности.

Для прямоугольной пластины:

$$\begin{aligned} \delta T / \delta x &= 0 \text{ при } x = \pm x_{\max}, \\ \delta T / \delta y &= 0 \text{ при } y = \pm y_{\max}. \end{aligned} \quad (18)$$

Для круглой пластины:

$$\delta T / \delta r = 0 \text{ при } r = r_{\max}. \quad (19)$$

Начальное условие (при $\tau = 0$):

$$T(x,y,z,0) = T_0; \quad (20)$$

Мощность источника:

$$P = -\lambda_1 \iint_{S_0} \frac{\partial T}{\partial z} \Big|_{z=0} dx dy = \begin{cases} const - npu \tau \geq 0, \\ 0 - npu \tau < 0 \end{cases} \quad (21)$$

где S_0 — поверхность источника (согласно условию (14) расширение области интегрирования за пределы S_0 не меняет величину P).

Для тепловой модели мощного СИТ примем, что источник тепла расположен на поверхности кристалла и имеет сложную конфигурацию (состоит из ряда простых источников). С достаточной степенью достоверности можно принять, что в мощных СИТ все тепло, выделившееся на поверхности кристалла, отводится через нижнюю пластину, мощность распределяется по всему источнику равномерно.

Для источника с равномерным распределением потока ($q(x,y) = q = const$) будем рассматривать тепловое сопротивление и переходную характеристику по максимальной температуре:

$$R_{Tmax} = (T_{max} - T_0) / P, \quad (22)$$

$$\theta_{max(\tau)} = (T_{max(\tau)} - T_0) / P. \quad (23)$$

Определение понятия эквивалента

Авторы [16] рассматривают функцию $R_T(z)$, подразумевая под ней тепловое сопротивление части пластины между источником и сечением $z = const$ ($0 \leq z \leq l$), если в этом сечении осуществить условия идеального теплоотвода ($T = T_0 = const$). Очевидно, что $R_T(z)$ — возрастающая функция.

За эквивалент пластины с данным источником тепла примем тело, обладающее следующими свойствами:

1. На верхней грани тела расположен источник, тождественный данному. Систему координат разместим относительно этого источника так же, как у пластины (рис. 7).
2. Материал тела анизотропен, его теплопроводность вдоль оси z совпадает с теплопро-

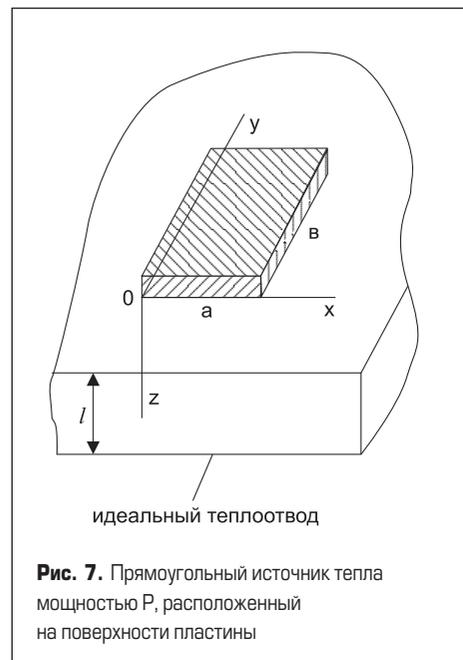


Рис. 7. Прямоугольный источник тепла мощностью P , расположенный на поверхности пластины

водностью пластины $\lambda(z)$, а в направлениях осей x и y теплопроводность бесконечно велика.

3. если в сечении этого тела с произвольным $z = const$ соблюсти условие идеального теплоотвода, то его тепловое сопротивление $R_T(z)$ совпадает с той же функцией для пластины.

Поверхности, не занятые теплоотводом и источником, теплоизолированы.

Из этого определения следует, что температурное поле и плотность теплового потока вдоль оси z в эквиваленте одномерны (рис. 8):

$$\left. \begin{aligned} T(x,y,z) &= T(z) \\ -\lambda(z) \frac{\partial T(x,y,z)}{\partial z} &= -\lambda(z) \frac{dT}{dz} \end{aligned} \right\}, \quad (24)$$

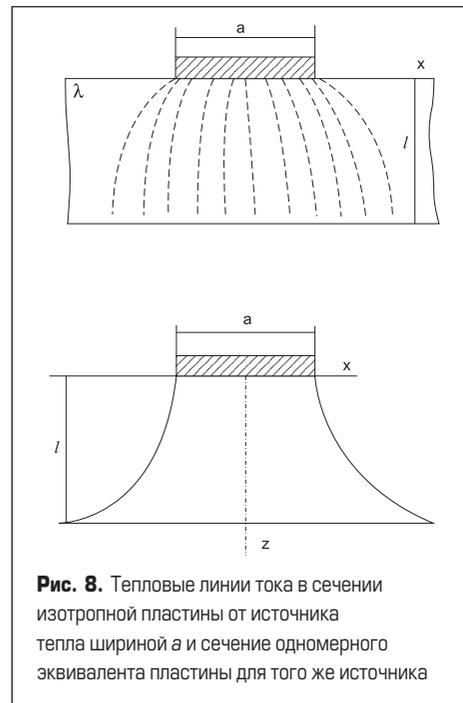


Рис. 8. Тепловые линии тока в сечении изотропной пластины от источника тепла шириной a и сечение одномерного эквивалента пластины для того же источника

поэтому легко установить связь между его тепловым сопротивлением и геометрическими размерами:

$$R_{T(z)} = \frac{1}{P} \int_0^z \left(-\frac{dT}{dz} / z=\xi \right) d\xi = \int_0^z \frac{d\xi}{\lambda(\xi)S(\xi)} \quad (25)$$

или

$$S(z) = [\lambda(z)(dR_T/dz)]^{-1}, \quad (26)$$

где $S(z)$ — площадь сечения эквивалента с координатой z , P — мощность источника.

Метод расчета тепловых сопротивлений мощных транзисторов и узлов силовых модулей

Расчет теплового сопротивления однородной изотропной пластины с прямоугольным источником тепла

Металлическое основание, керамическая подложка и отдельный транзистор с точки зрения задачи отвода тепла являются многослойной структурой, представляющей собой соединенные однородных изотропных пластин. Поэтому проведем сначала расчет теплового сопротивления R_T однородной и изотропной пластины с прямоугольным источником тепла.

Рассмотрим однородную бесконечную изотропную пластину толщиной l , на верхней грани которой расположен прямоугольный источник тепла со сторонами $a < b$, а нижнее

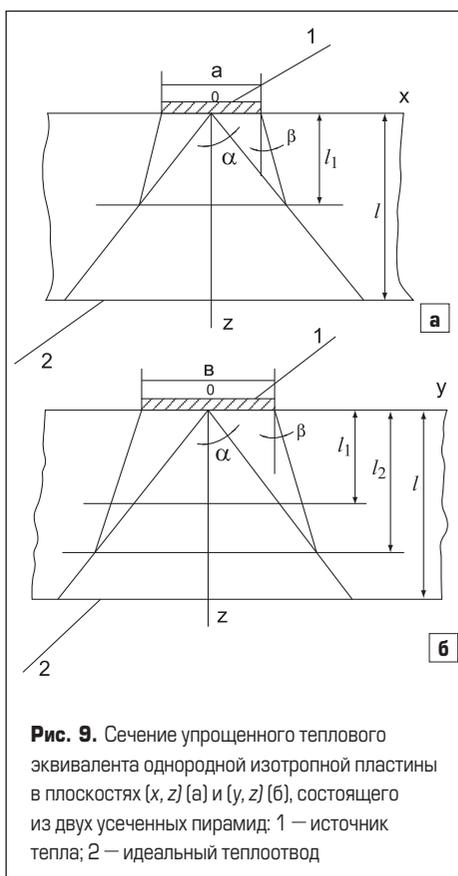


Рис. 9. Сечение упрощенного теплового эквивалента однородной изотропной пластины в плоскостях (x, z) [а] и (y, z) [б], состоящего из двух усеченных пирамид: 1 — источник тепла; 2 — идеальный теплоотвод

основание находится на идеальном теплоотводе. Обозначим температуру источника тепла T_U , а теплоотвода — T_O . Тепловое сопротивление пластины можно определить по следующей формуле:

$$R_T = (T_U - T_O) / P, \quad (27)$$

где P — мощность рассеяния тепла, Вт.

Как показано в [17], из анизотропной пластины толщиной l с бесконечной теплопроводностью в плоскости (x, y) и с теплопроводностью однородной изотропной пластины в направлении z можно получить ограниченное в плоскости (x, y) геометрическое тело, называемое тепловым эквивалентом пластины (ТЭ), тепловое сопротивление которого равно тепловому сопротивлению однородной изотропной пластины. Тепловое сопротивление однородной изотропной пластины с прямоугольным источником $a < b$ равно:

$$R_{T(l)} = \frac{1}{\lambda} \int_0^l \frac{dz}{S_{\text{экв}}(z)}. \quad (28)$$

Площади растекания потока тепла в бесконечной пластине $S(l)$ и эквиваленте $S_{\text{экв}}(z)$ равны.

На рис. 9 а, б показаны сечения эквивалента по оси x (сторона a) и по оси y (сторона b). Вблизи источника эквивалент расходится под углом β к оси z , а вдали — под углом α .

При $l > a$, b тепловой эквивалент состоит из трех усеченных пирамид с координатами по оси z : $0 \leq z_1 \leq l_1$; $l_1 \leq z_2 \leq l_2$; $l_2 \leq z \leq l$. Обозначим $m = \text{tg}\beta$, $n = \text{tg}\alpha$, $\varphi = 0,5(1-m/n)$.

Координаты l_1 и l_2 определяются из геометрического построения в виде:

$$l_1 = 0,5a/(n-m); \quad l_2 = 0,5b/(n-m). \quad (29)$$

Из формул (29) следует, что l_1 и l_2 не зависят от толщины пластины l . При изменении l эквивалент пластины будет охватывать области, попадающие в первую, вторую и третью пирамиды. Выражая в каждой пирамиде функции изменения сечения ТЭ $S_{\text{экв}}(z)$, по формуле (28) можно определить тепловое сопротивление изотропной пластины толщиной l .

В случае, если $l < l_1$, тепловое сопротивление равно:

$$R_T(l) = \frac{1}{\lambda m(b-a)} \times \left[\text{Arcth} \left(\frac{a+b}{b-a} \right) - \text{Arcth} \left(\frac{a+b+4ml}{b-a} \right) \right]. \quad (30)$$

Размеры растекания теплового потока, прошедшего через пластину l_1 :

$$a_1(l) = a+2mk; \quad b_1(l) = b+2ml. \quad (31)$$

В случае, если

$$l_1 \leq l \leq l_2, \quad R_T(l) = R_{T1} + R_{T2}(l), \quad (32)$$

где

$$R_{T1} = \frac{1}{\lambda m(b-a)} \times \left\{ \text{Arcth} \left[\frac{b+a}{b-a} \right] - \text{Arcth} \left[1 + \frac{a}{\varphi(b-a)} \right] \right\} \quad (33)$$

$$R_{T2}(l) = \frac{1}{\lambda nb} \times \left\{ \text{Arcth} \left[1 + \frac{a(1-2\varphi)}{b\varphi} \right] - \text{Arcth} \left[1 + \frac{4mb}{b} \right] \right\} \quad (34)$$

$$a_1(l) = 2nk; \quad b_1(l) = b+2lm. \quad (35)$$

В случае, если $l > l_2$,

$$R_T(l) = R_{T1} + R_{T2} + R_{T3}(l), \quad (36)$$

где R_{T1} определяется соотношением (33).

$$R_{T2} = \frac{1}{\lambda nb} \times \left\{ \text{Arcth} \left[1 + \frac{a(1-2\varphi)}{b\varphi} \right] - \text{Arcth} \left[\frac{1-\varphi}{\varphi} \right] \right\}, \quad (37)$$

$$R_{T3}(l) = \frac{1}{4\lambda n^2} \left(\frac{4n\varphi}{b} - \frac{1}{l} \right), \quad (38)$$

$$a_1(l) = b_1(l) = 2nl. \quad (39)$$

Для прямоугольного источника тепла с постоянной плотностью потока $n = 1,527$, $m = 0,720$ при оценке по средней температуре источника и $m = 0,252$ при оценке по максимальной температуре [18].

По формулам (29–39) можно рассчитать также значение R_T квадратного источника (со стороны a_0) на пластине толщиной l , если искусственно задать малое отличие сторон, то есть $a = a_0$, $b = a_0 + \epsilon$, где $\epsilon \rightarrow 0$.

Случай одно-, двух- и трехстороннего ограничения бесконечной пластины по сторонам источника

При расчете теплового сопротивления элементов кристаллов, транзисторных сборок и узлов силовых модулей с использованием СИТ необходимо учитывать их расположение на пластине, при этом по топологии или в процессе вычисления R_T структур может образоваться отсечение теплового эквивалента по одной, двум и трем сторонам источника.

1. Рассмотрим одностороннее отсечение ТЭ, например, по стороне a (рис. 10). Расчет ТЭ по формулам (29–39) выполняется для источника со сторонами b и $2a$. При этом за a' примем меньшую сторону источника, за b' — большую. В результате для исходно-

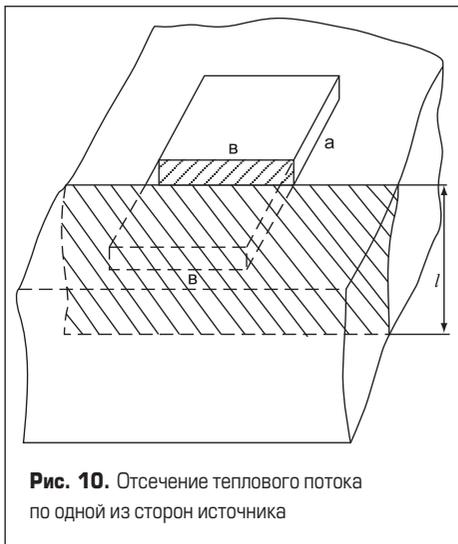


Рис. 10. Отсечение теплового потока по одной из сторон источника

го источника с отсечением ТЭ по одной из сторон получим:

$$R_T(a, b, l) = 2R'_T(a', b', l).$$

2. При двухстороннем отсечении ТЭ по двум взаимно перпендикулярным сторонам источника a и b (рис. 11) расчет по формулам (29–39) осуществляется для источника со сторонами $a' = 2a$ и $b' = 2b$. В этом случае для исходного теплового источника:

$$R_T(a, b, l) = 4R'_T(a', b', l).$$

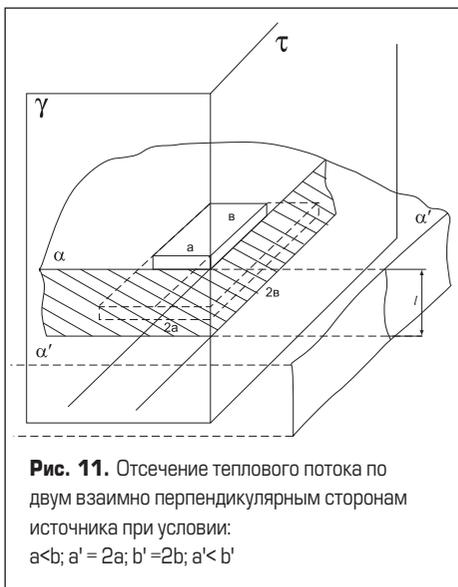


Рис. 11. Отсечение теплового потока по двум взаимно перпендикулярным сторонам источника при условии: $a < b$; $a' = 2a$; $b' = 2b$; $a' < b'$

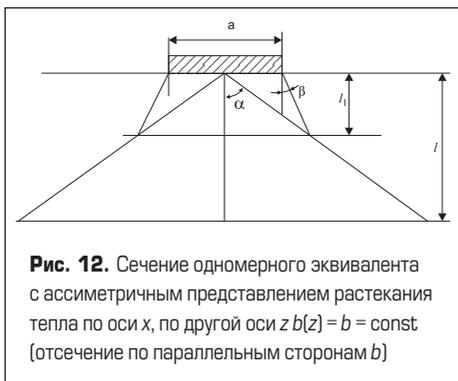


Рис. 12. Сечение одномерного эквивалента с ассиметричным представлением растекания тепла по оси x , по другой оси z $b(z) = b = \text{const}$ (отсечение по параллельным сторонам b)

3. Рассмотрим двухстороннее отсечение ТЭ по двум параллельным сторонам, например, сторонам b . Сечение ТЭ по стороне a изображено на рис. 12.

В этом случае R_T можно определить следующим образом:

при $l < l_1$

$$a_1(l) = a + 2ml, b_1(l) = b$$

$$R_T(l) = \frac{1}{2\lambda mb} \ln\left(1 + \frac{2ml}{a}\right), \quad (40)$$

при $l > l_1$

$$R_T(l) = \frac{1}{2\lambda mb} \ln\left(\frac{1}{2\phi}\right) + \frac{1}{2\lambda nb} \ln\left[\frac{2l(n-m)}{a}\right]. \quad (41)$$

Растекание теплового потока, прошедшего пластину толщиной l , произойдет до следующих размеров:

$$a_1(l) = a + 2mk; b_1(l) = b \text{ при } l < l_1, \quad (42)$$

$$a_1(l) = 2nk; b_1(l) = b \text{ при } l > l_1. \quad (43)$$

4. При трехстороннем отсечении ТЭ по сторонам источника, например, по стороне a и двум сторонам b (рис. 13), расчет R_T осуществляется для источника со сторонами $a' = 2b$ и $b' = a$ по формулам (40–43). Тепловое сопротивление для исходного источника будет определяться по формуле:

$$R_T(a, b, l) = 2R'_T(a', b', l) \quad (44)$$

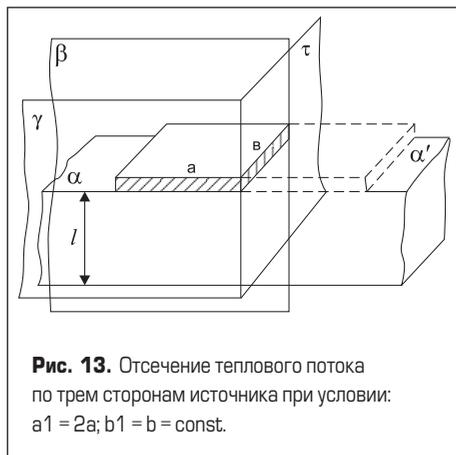


Рис. 13. Отсечение теплового потока по трем сторонам источника при условии: $a' = 2a$; $b' = b = \text{const}$.

Литература

1. Бичурин М. И., Букашев Ф. И., Петров В. М. SPICE-модели биполярных транзисторов со статической индукцией. Новгородский государственный университет им. Ярослава Мудрого. Великий Новгород, 2009.
2. Тамма М. и др. Мощные транзисторы со статической индукцией // Тохоку Киндзозону Гихо. 1980. № 1.
3. Антонов М. И., Данилов В. С., Корнилова С. Н., Максименко Ю. Н. Мощный полевой транзистор со статической индукцией КП801А, Б // Электронная промышленность. 1984. № 6.

4. Антонов М. И., Данилов В. С., Корнилова С. Н., Максименко Ю. Н., Мягкая Н. К. Мощный полевой транзистор со статической индукцией // Электронная промышленность. 1985. № 7.
5. Nishizawa, Terasaki, Yhibata. Fild-Effect transistor vervies analog transistor (Statis induction transistor) // IEEE Trans on electron devices. 1975. № 4.
6. Транзисторы со статической индукцией // Хайдомай кэмноси хекоку. 1980. № 4.
7. Пат. № 52-6076 (Япония). Транзистор, управляемый полем / Nishizawa // Заявл. 28.04.71. № 46-28405, опубли. 16.11.77.
8. Коббонд Р. Теория и применение полевых транзисторов / Пер. с англ. Л.: Энергия, 1975.
9. Nishizawa, Yamamoto. High-Frequency-High-Power Statis Induction Transistor // IEEE Trans on electron devices. 1978. № 3.
10. Зи С. М. Физика полупроводниковых приборов / Пер.с англ. М.: Энергия, 1975.
11. Balige. IEEE Trans on electron devices, T. ED-27. 1980. № 2.
12. Патент № 4.106.044 (США). Полевой транзистор с ненасыщенными характеристиками / Joschida // Заявл. 27.05.77, опубли. 8. 08.78.
13. Бономорский О., Воронин П., Куканов В., Щепкин Н. Сравнительные экспериментальные исследования модулей IGBT и модулей на основе комбинированных СИТ МОП-транзисторов // Силовая электроника. 2004. № 1.
14. Колпаков А. И. Тепловые характеристики интеллектуальных силовых модулей фирмы SEMIKRON // Компоненты и технологии. 2003. № 4.
15. Колпаков А. И. Расчет тепловых режимов MOSFET-транзисторов с помощью программы HEXRISE // Компоненты и технологии. 2002. № 5.
16. Захаров А. Л., Асвадунова Е. И. Расчет тепловых параметров полупроводниковых приборов. Метод эквивалентов. М.: Радио и связь, 1983.
17. Захаров А. Л., Асвадунова Е. И. Метод расчета тепловых сопротивлений мощных транзисторов. Сб. Полупроводниковые приборы и их применение. М.: Советское радио. 1968. № 20.
18. Захаров А. Л., Асвадунова Е. И. Расчет тепловых сопротивлений многослойных структур при наличии контактного сопротивления между слоями. Сб. Полупроводниковые приборы и их применение. М.: Советское радио. 1972. № 26.
19. ОСТ 11. 073.82. Методы контроля температуры транзисторной структуры.
20. Canali C., Donzelli G., Janoni E. Correlation between thermal resistance, channel temperature, infrared maps and failure mechanisms in bow power MESFET devices // Microelectronics and reliability. 1989. № 2.
21. Диковский В. И., Асвадунова Е. И. Некоторые причины повышенного значения тепловых сопротивлений в мощных СВЧ-транзисторах // Электронная техника. 1980. № 1.
22. Бономорский О., Воронин П., Щепкин Н. Исследование процессов запираания комбинированных силовых транзисторов // Силовая электроника. 2004. № 2.