

**Лекция 5 из курса «Силовая электроника»  
Двадненко В.Я.**

**ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ В СИЛОВЫХ КЛЮЧАХ**

В последнее время полевые транзисторы все чаще используют в силовой импульсной электронике. В настоящее время происходит активное вытеснение биполярных транзисторов из области ключевых устройств. В значительной мере альтернативой служат полевые транзисторы. Полевые транзисторы не потребляют статической мощности по цепи управления, в них отсутствуют неосновные носители, а, значит, не требуется время на их рассасывание, наконец, рост температуры приводит к уменьшению тока стока, что обеспечивает повышенную термоустойчивость, поскольку при параллельном соединении происходит равномерное распределение токов между транзисторами. Действительно, если через какой-то из параллельно соединенных транзисторов течет больший ток, то он и больше греется, следовательно, увеличивается его сопротивление, что уменьшает ток. Это позволило делать мощные полевые транзисторы в виде микросхемы, состоящей из большого числа соединенных параллельно транзисторов. Из всего многообразия полевых транзисторов для построения силовых электронных ключей наибольшее распространение получили МДП транзисторы (метал-диэлектрик-полупроводник) с индуцированным каналом. Транзисторы этого типа также называют полевыми МОП-транзисторами (метал-окисел-полупроводник). В англоязычной литературе их называют MOSFET, *metal-oxide-semiconductor field effect transistor*. Такие транзисторы характеризуются пороговым управляющим напряжением, при котором возникает проводимость канала. В области малых напряжений между стоком и истоком, т. е. в состоянии открытого транзистора, можно представить его эквивалентным сопротивлением (в отличие от насыщенного биполярного транзистора, являющегося источником напряжения). Справочные данные на ключевые транзисторы этого типа включают параметр  $R_{СИоткр}$  - сопротивление сток-исток в открытом состоянии. Для низковольтных MOSFET транзисторов величина этого сопротивления составляет десятые, сотые или даже тысячные доли Ом, что обуславливает малую мощность, рассеиваемую на транзисторе в статическом режиме. К сожалению,  $R_{СИоткр}$

заметно увеличивается у транзисторов, рассчитанных на высокое максимально допустимое напряжение сток-исток.

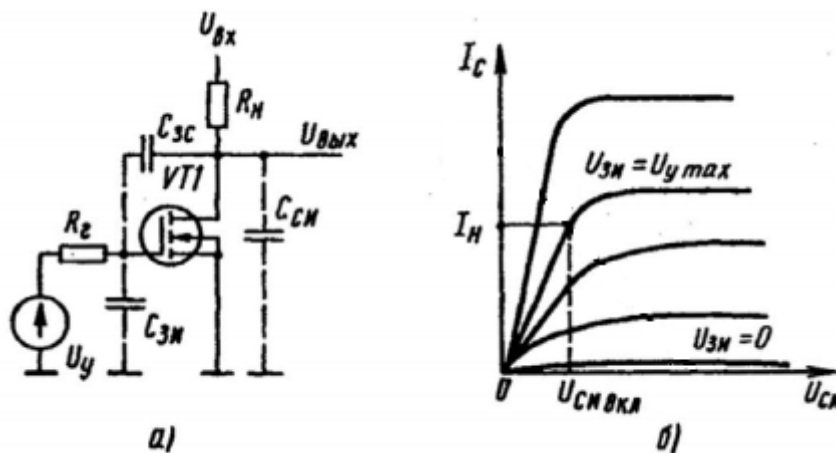


Рис. 1 – Ключ на МДП транзисторе с индуцированным затвором.

Необходимо учитывать, что режим насыщения для МДП-транзистора принципиально отличается от режима насыщения биполярного транзистора. Переходные процессы в ключах на полевых транзисторах обусловлены переносом носителей через канал и перезарядом междуэлектродных емкостей, емкостей нагрузки и монтажа. В схемотехнике ключевых устройств на полевых транзисторах чаще других используется схема с общим истоком, представленная на рис.1а. Когда транзистор закрыт, через него протекает неуправляемый (начальный) очень малый ток стока. При открытом транзисторе ток через транзистор должен определяться величиной сопротивления нагрузки плюс  $R_{СИоткр}$  и напряжением питания. На рис.1б приведены выходные характеристики при разных управляющих напряжениях сток-исток. Следует отметить, что нагрузочная кривая с управляющим напряжением вблизи предельно допустимого значения не используется. Для большинства MOSFET транзисторов предельное напряжение затвор-исток 20В, а управляющее напряжение как правило для надежного отпирания транзистора выбирается около 10 – 15В. Это обусловлено наличием емкостного делителя в цепи затвора (рис.1а), который может добавить в динамике несколько вольт от напряжения стока при выключении транзистора. Если управляющее напряжение близко к предельному, то в этом случае возможен пробой изоляции затвора и повреждение транзистора. Есть силовые ключи, открываемые напряжением 5В, для управления которыми достаточно напряжения ТТЛ-уровня. Это обычно ключи с не очень большой мощностью и с не очень большим напряжением сток-исток.

Переходные процессы в ключах на МДП транзисторах происходят, как показано на рис. 2. Если на затвор подается  $U_y$  в виде прямоугольного

импульса (см верхний график рис.2), на первом этапе происходит заряд емкости  $C_{зи}$  и перезаряд  $C_{зс}$  (см. рис.1а) до напряжения на затворе, близком к пороговому. Транзистор при этом остается запертым.

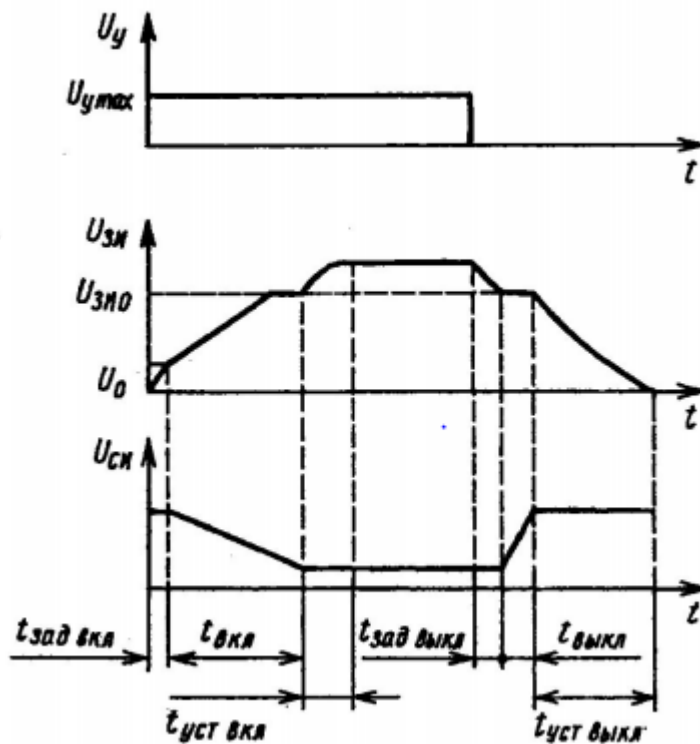


Рис.2. Переходные процессы в ключах на МДП транзисторах

На втором этапе транзистор отпирается и переходит в активный усилительный режим. На этом этапе перезаряд  $C_{зс}$  замедляется за счет действия отрицательной обратной связи (эффект Миллера). В течение 3-го этапа напряжение на затворе остается практически постоянным, поскольку идет процесс перезаряда (переплюсовки) емкости  $C_{зс}$ . По окончании перезаряда емкости  $C_{зс}$  напряжение на затворе увеличивается до величины  $U_{y \max}$ . Выключение происходит в обратном порядке. Для удобства расчета длительности переходных процессов в ключах на МДП транзисторах целесообразно использовать параметр заряд включения  $Q_{звкл}$ . По определению заряд конденсатора есть произведение емкости конденсатора на напряжение конденсатора и в тоже время, заряд конденсатора, это интеграл от тока заряда по времени заряда. Например, транзистор с  $Q_{звкл} = 20$  нКл можно включить за 20 мкс током в 1мА и за 20 нс током в 1А. Указанный параметр приводится в справочниках и определяется изготовителем транзисторов экспериментальным путем. Ключевые МДП транзисторы также характеризуются максимально допустимой скоростью изменения напряжения сток-исток ( $dV/dt$ ). При превышении указанной величины возможно неконтролируемое отпирание транзистора. Имеется две причины, обуславливающие это ограничение: Во-первых, передача

напряжения  $U_{СИ}$  на затвор транзистора через емкостный делитель  $C_{ЗС}$   $C_{ЗИ}$  под действием  $dU_{СИ} / dt$ . Следует также иметь в виду, что величина порогового напряжения снижается с ростом температуры. Во-вторых, технология изготовления МДП транзисторов приводит к формированию паразитного биполярного транзистора (рис. 3) в котором стараются уменьшить резистор  $R$ , что превращает транзистор в диод.

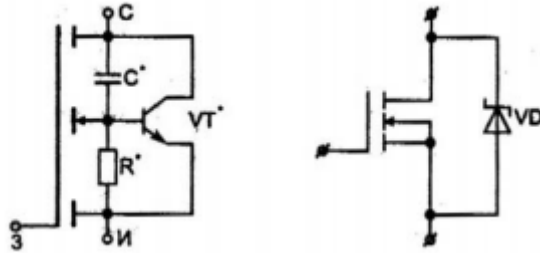


Рис.3. Паразитный биполярный транзистор.

В результате действия механизма, аналогичного вышеописанному, возможно через емкость  $C$  (рис.3) спонтанное отпирание этого паразитного транзистора и переход в режим пробоя. Для исключения этих эффектов надо стремиться к тому, чтобы источник управляющего сигнала в цепи затвора имел минимальное внутреннее сопротивление.

При необходимости увеличения коммутируемой мощности возможно параллельное включение полевых транзисторов (рис.4). При этом необходимо использовать транзисторы с близкими значениями пороговых напряжений и устанавливать в цепи затворов отдельные сопротивления, призванные уменьшить взаимное влияние транзисторов друг на друга при выключении

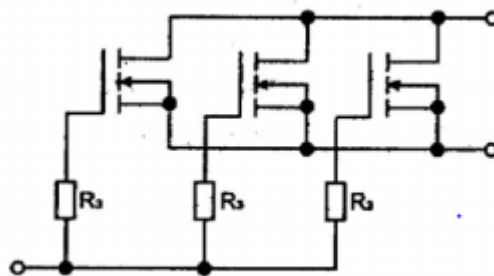


Рис.4 Параллельное соединение полевых транзисторов.

## Расчет режимов работы MOSFET транзисторов с оптимизацией соотношения потерь в силовом ключе

В современной технической литературе часто используют англоязычные обозначения в нижних (подстрочных) индексах. Чтобы их освоить в этом разделе изложение лекции проведем с такими обозначениями, где буквы *g*, *d*, *s* обозначают соответственно затвор, сток и исток, а другие буквы используют от соответствующих английских терминов.

Высокие рабочие частоты позволяют снизить стоимость импульсных источников питания (ИП) за счет уменьшения размера трансформаторов и дросселей и, соответственно, снизить общие массогабаритные показатели. Однако с увеличением частоты коммутации растут и потери. Основные потери мощности в импульсном ИП связаны с потерями в полупроводниковых приборах. Поэтому при проектировании силовых электронных схем важную роль играет оптимальный выбор режимов работы силового ключа. Потери энергии в силовых ключах можно разбить на три основные категории: потери на управление, возникающие при подаче сигнала на силовой ключ, коммутационные потери, возникающие при открытии и закрытии силового ключа, и потери на проводимость, возникающие в открытом состоянии ключа. На частотах коммутации ниже 10 кГц преобладают потери на проводимость. С ростом частоты начинают преобладать потери на управление и коммутационные потери (рис. 5).

Зависимость потерь силового ключа от частоты коммутации

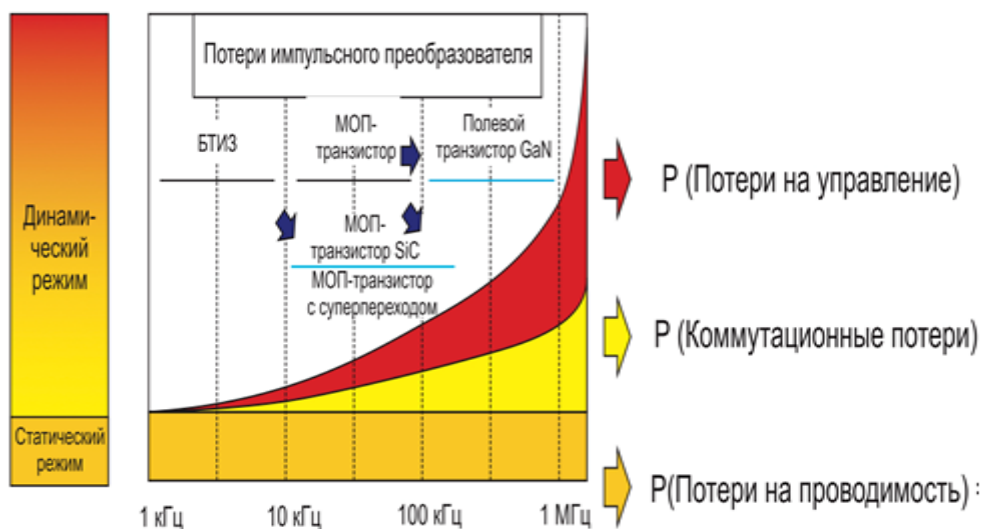


Рис. 5. Увеличение потерь возбуждения и коммутационных потерь

Потери каждого типа можно рассчитать по известным характеристикам полупроводникового прибора: на управление — по заряду затвора  $Q_g$ ; коммутационные — по сопротивлению затвора  $R_g$  и паразитным емкостям прибора  $C_{iss}$  (входная),  $C_{oss}$  (выходная) и  $C_{rss}$  (емкость обратной передачи) или по характеристикам заряда затвора; на проводимость — по сопротивлению в открытом состоянии  $R_{on}$ . И сопротивление в открытом состоянии, и паразитные емкости очень важны в работающих на высокой частоте силовых ключах с низкой добротностью, которая определяется как произведение заряда затвора  $Q_g$  на сопротивление открытого ключа  $R_{on}$ .

Эффективность силового ключа достигается хорошим балансом между сопротивлением в открытом состоянии и паразитными емкостями. Заряд затвора определяется как заряд, необходимый для полного открытия силового ключа. Также его можно рассматривать как параметр, представляющий нелинейные характеристики входной емкости ( $C_{iss} = C_{gs} + C_{gd}$ ), где  $C_{gs}$  – емкость затвор-исток,  $C_{gd}$  – емкость затвор-сток. Заряд затвора — это общее количество заряда, необходимое для полного открытия силового ключа. Его можно рассчитать, как интеграл по времени от тока, протекающего через затвор при переходе ключа в открытое состояние.

Как показано на рис. 6, заряд затвора описывается непрерывной кривой, состоящей из трех участков с разным наклоном.

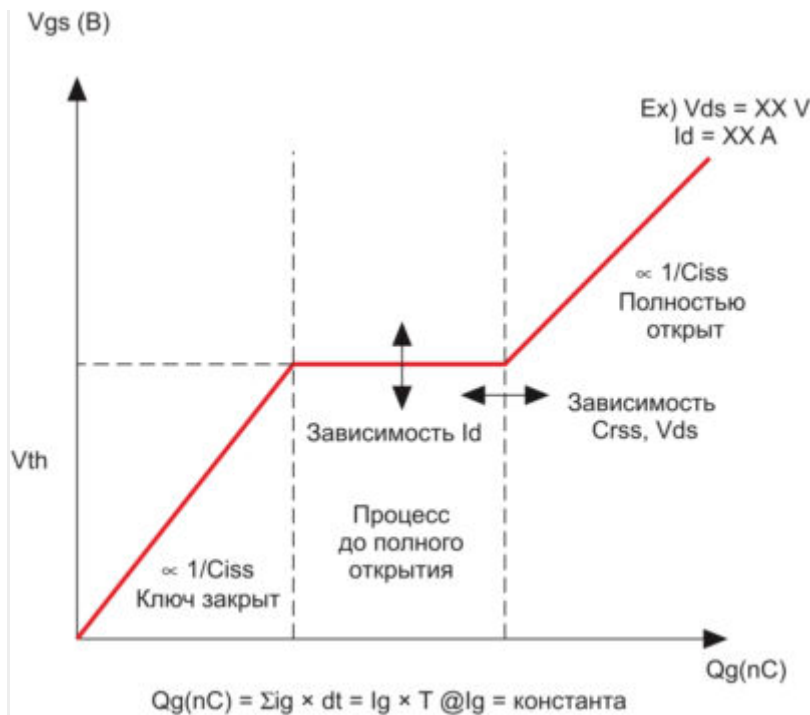
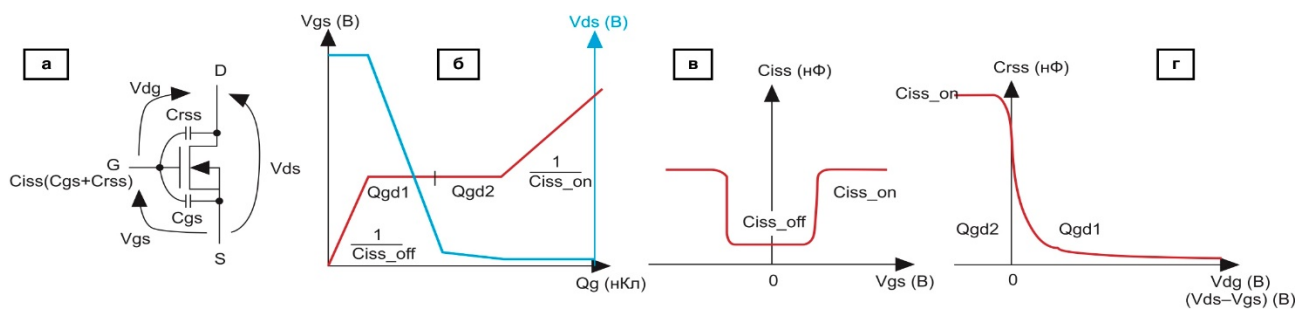


Рис. 6. Теоретическое представление кривой  $Q_g$

Если ток затвора  $I_g$  постоянен, то заряд затвора равен произведению  $I_g$  на время  $t$ . При этом кривую  $Q_g$  можно получить, измеряя напряжение между затвором и истоком  $V_{gs}$ .

Первый участок кривой  $Q_g$  представляет нарастание  $V_{gs}$ , во время которого входная емкость закрытого ключа  $C_{iss\_off}$  заряжается током  $I_g$ , и ключ находится в закрытом состоянии. Этот участок кривой описывается уравнением  $V_{gs} = (1/C_{iss\_off}) \times Q_g$ . Поскольку  $C_{gs}$  обычно значительно больше, чем  $C_{rss}$ , формулу можно упростить:  $V_{gs} = (1/C_{gs}) \times Q_g$ . Заряд затвора для этого участка обозначен как  $Q_{gd1}$ . Когда  $V_{gs}$  становится выше порогового напряжения ( $V_{th}$ ), начинает протекать ток стока. В этом участке  $V_{gs}$  нарастает до тех пор, пока ток стока не достигнет номинального тока по характеристике  $I_d(V_{gs})$ .

На втором участке (горизонтальном), когда ключ переходит в полностью открытое состояние,  $V_{gs}$  не нарастает, поскольку весь ток  $I_g$  втекает в  $C_{rss}$ .



**Рис. 7.** Определение  $Q_g$  по нелинейной зависимости  $C_{rss}-V_{dg}$

На рис. 7 показаны емкостные характеристики транзистора, а на рис. 7г — зависимость  $C_{rss}$  от напряжения. Изменения  $C_{rss}$  можно разделить на две четко отличающиеся области:

- $V_{ds} > V_{gs}$ ,  $C_{rss}$  растет с уменьшением  $V_{ds}$ . Увеличение заряда  $Q_{gd1}$  описывается формулой:

$$Q_{gd1} = \int_0^{V_{ds}-V_{gs}} C_{rss} \times dV, \quad V_{ds} > V_{gs}, \quad (1)$$

где  $Q_{gd1}$  называется зеркальным зарядом.

- В области  $V_{gs} > V_{gd}$   $C_{rss}$  существенно увеличивается из-за возникновения канала под затвором в результате открытия ключа. Увеличение заряда  $Q_{gd2}$  описывается формулой:

$$Q_{gd2} = \int_{V_{ds}}^{V_{gs}} C_{iss\_on} \times dV. \quad (2)$$

Значение  $C_{iss\_on}$  получается из характеристики  $V_{gs}(C_{iss})$ , как показано на рис. 7в. На этом участке заряд называется  $Q_{gd}$ . Величина  $Q_{gd}$  зависит от напряжения стока (или коллектора) в закрытом состоянии и от  $C_{rss}$  — в открытом.

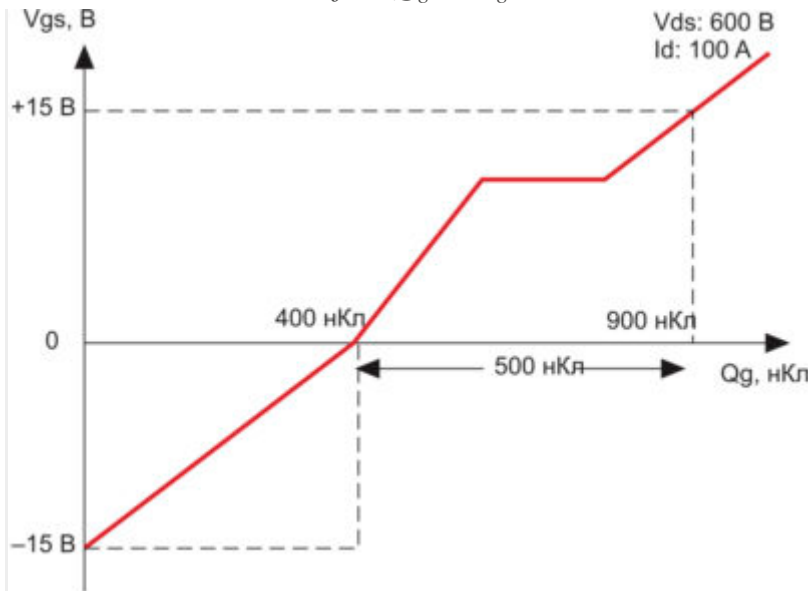
$$Q_{gd} = Q_{gd1} + Q_{gd2}. \quad (3)$$

Значение  $Q_{gd}$  ограничивает ключевые характеристики полупроводникового прибора.

На последнем участке ключ полностью открыт, и заряд  $C_{iss\_on}$  продолжается.  $V_{gs}$  описывается уравнением  $V_{gs} = (1/C_{iss\_on}) \times Q_g$ .

При проектировании цепи управления затвора MOSFET и расчета потерь на управление нужно учитывать характеристики заряда затвора силового транзистора. С этой целью выбирают рабочее напряжение на затворе, учитывая характеристики ключа, их разброс, зону самопроизвольного открытия ключа, и рассчитывают общий заряд по кривой  $Q_g$ . Предположим, например, что кривая  $Q_g$ , показанная на рис. 6, получена при  $V_{ds} = 600$  В и  $I_d = 100$  А. Если на затвор подается напряжение 0–15 В, то  $Q_g$  получается равным 500 нКл. Если частота коммутации равна 20 кГц, потери на управление составляют 0,15 Вт:

$$P = f \times Q_g \times V_g = 20 \text{ кГц} \times 500 \text{ нКл} \times 15 \text{ В}.$$



**Рис. 8.** Характеристики  $Q_g$ , полученные по отрицательным значениям  $V_{gs}$

Кроме того, если необходимо получить длительность фронта 100 нс, то потребуется ток управления не меньше 5 А (500 нКл/100 нс). Недостаточный ток управления снижает скорость переключения и



увеличивает коммутационные потери. Максимальный подъем тока управления является важным аспектом проектирования драйвера.

В общем случае рекомендуется, чтобы входное напряжение IGBT начиналось с отрицательного значения, что позволяет избежать произвольного открытия. Корректное общее значение  $Q_g$  получается из суммы значений в области отрицательных и положительных напряжений. Например, напряжение затвора на рис. 8 меняется от  $-15$  до  $+15$  В, поэтому к  $Q_g$  нужно добавить  $400$  нКл, что дает общие потери на управление  $0,27$  Вт:  $P = 20 \text{ кГц} \times (400 \text{ нКл} + 500 \text{ нКл}) \times 15 \text{ В}$ .

Кривая  $Q_g$  в сочетании с выходным напряжением ключа позволяет детально проанализировать и оптимизировать силовой транзистор, работающий в ключевом режиме.

### Полевые транзисторы с датчиком тока

Как правило, для того чтобы защитить ключ от токовой перегрузки, надо контролировать его большой ток, например, установив токоизмерительный шунт в цепь истока. Но такой шунт имеет большие габариты, высокую цену, имеет потери, греется, вносит нежелательную паразитную индуктивность. Как было сказано выше, мощные транзисторы состоят из большого числа одинаковых параллельно соединенных маломощных транзисторов, через которые текут одинаковые токи.

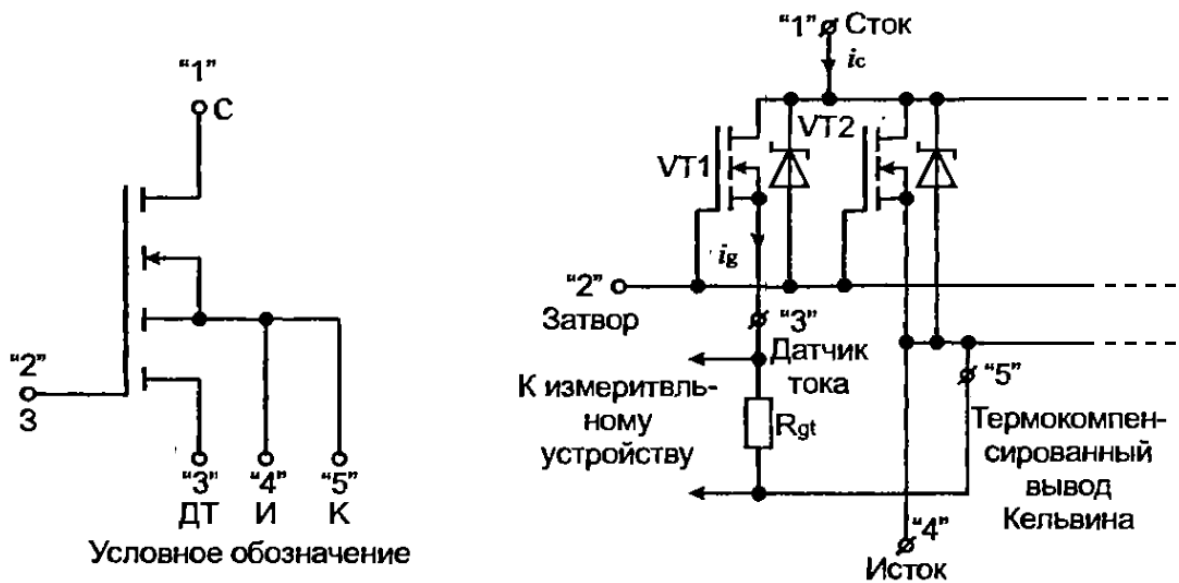


Рис.9. Полевые транзисторы с датчиком тока

Поэтому было предложено красивое техническое решение – контролировать ток только одного из множества транзисторов на кристалле мощного полевого транзистора и потом умножать полученный ток на число

транзисторов. Поскольку этот ток намного меньше общего тока, соответственно нет проблем присущих мощному токоизмерительному шунту. Его заменяет маленький недорогой резистор.

На рис.9 приведено условное обозначение полевого транзистора с датчиком тока в пятивыводном корпусе (слева) и внутреннее строение вместе со схемой включения такого транзистора (справа).