

Лабораторная работа №4
курса «Силовая электроника».
Подготовил Двадненко В.Я.

**ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИЛОВЫХ MOSFET
ТРАНЗИСТОРОВ**

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

В последнее время полевые MOSFET транзисторы все чаще используют в силовой импульсной электронике. MOSFET – это сокращенное английское название: metal-oxide-semiconductor field effect transistor. 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 их 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. Такой подход позволил обеспечить повторяемость и стабильность параметров мощных транзисторов.

MOSFET транзисторы характеризуются пороговым управляющим напряжением, выше которого 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.

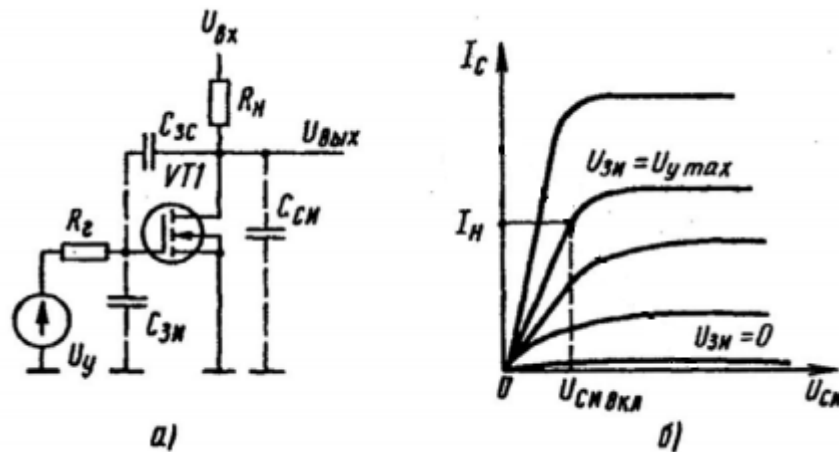


Рис. 1 – Ключ на МДП транзисторе с индуцированным затвором.

Необходимо учитывать, что режим насыщения для MOSFET 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. Максимальный ток нагрузки I_n выбирают в конце линейного участка выходной характеристики. 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.

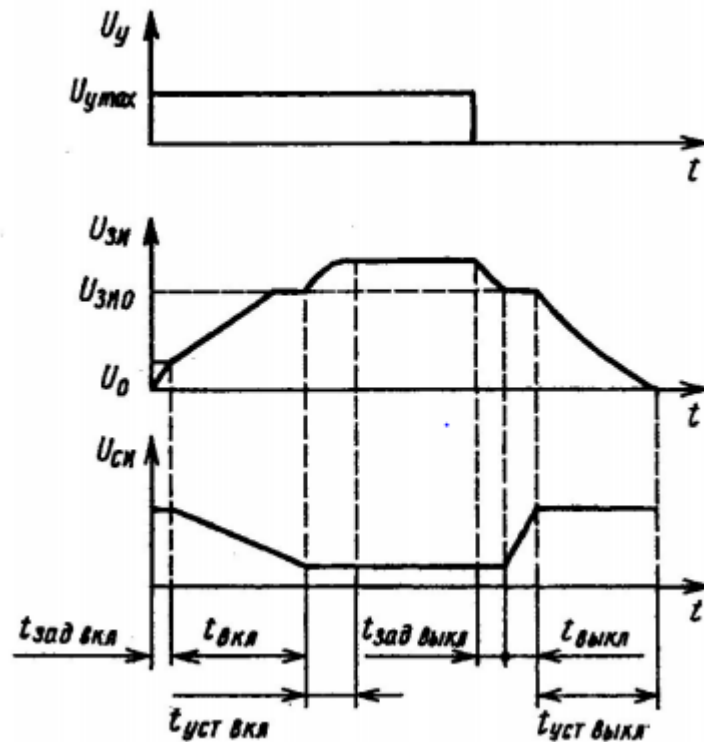


Рис.2. Переходные процессы в ключах на МДП транзисторах

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 (переполюсовки) 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.

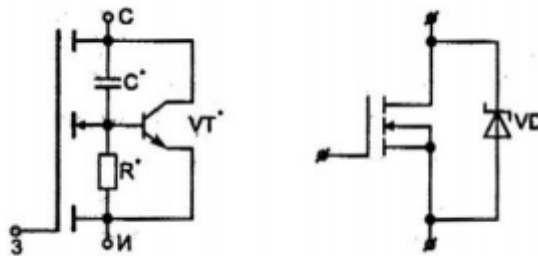


Рис.3. Паразитный биполярный транзистор.

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.

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

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).

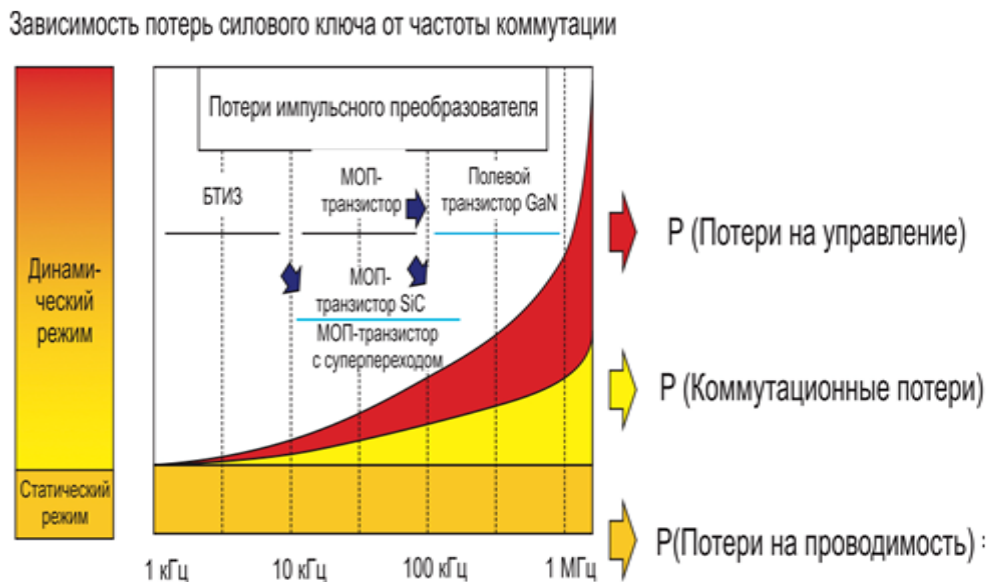


Рис. 5. Увеличение потерь возбуждения и коммутационных потерь

Потери каждого типа можно рассчитать по известным характеристикам полупроводникового прибора: на управление — по заряду затвора Q_z ; коммутационные — по сопротивлению затвора R_z (см. рис. 1а) и паразитным емкостям прибора C_{zu} (входная), C_{cu} (выходная) и C_{cz} (емкость обратной передачи) или по характеристикам зависимости напряжения затвора от заряда затвора и по проводимости канала (по сопротивлению в открытом состоянии $R_{СИоткр}$).

Полевые транзисторы с датчиком тока

Как правило, для того чтобы защитить ключ от токовой перегрузки, надо контролировать и ограничивать его максимальный 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.

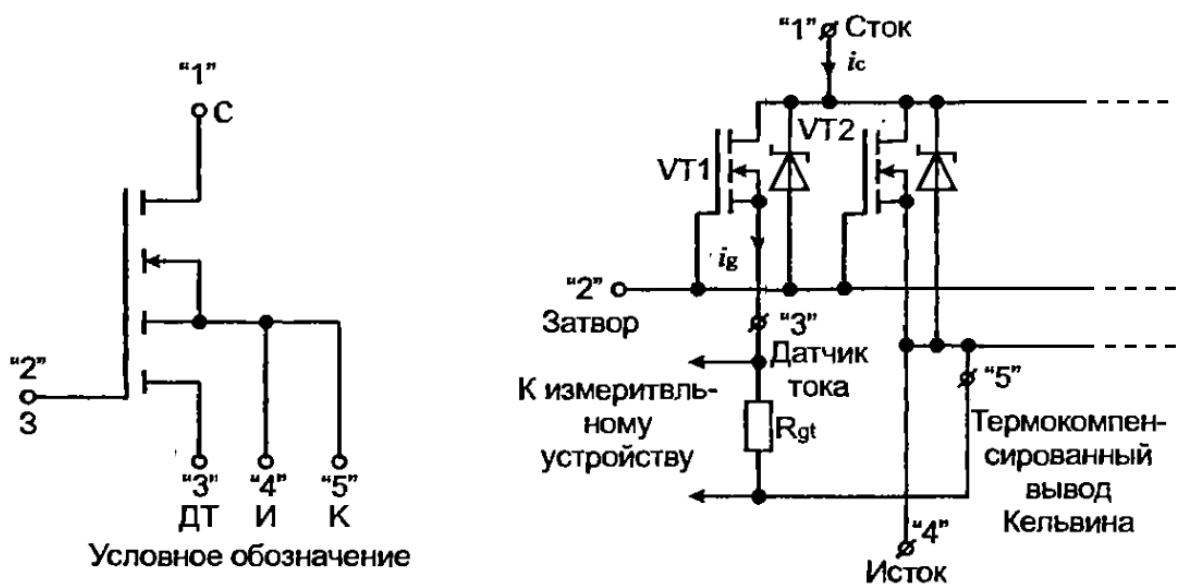


Рис.9. Полевые транзисторы с датчиком тока

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 его внутреннее строение вместе со схемой включения такого транзистора (справа).

ОБОРУДОВАНИЕ ДЛЯ ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

Для выполнения работы понадобится двухканальный источник питания или два одноканальных источника с регулируемым напряжением до 30В и регулируемым током до 3А. Кроме того, необходимо иметь кроме встроенных в блок питания вольтметров и отдельный вольтметр для измерения напряжения непосредственно на электродах транзистора. Также возможно применение токоограничивающих резисторов, если в блоках питания нет ограничения тока.

Для выполнения работы понадобится набор испытуемых транзисторов. (IRF3808 IRF540, IRFP4110).

СХЕМА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ MOSFET ТРАНЗИСТОРОВ

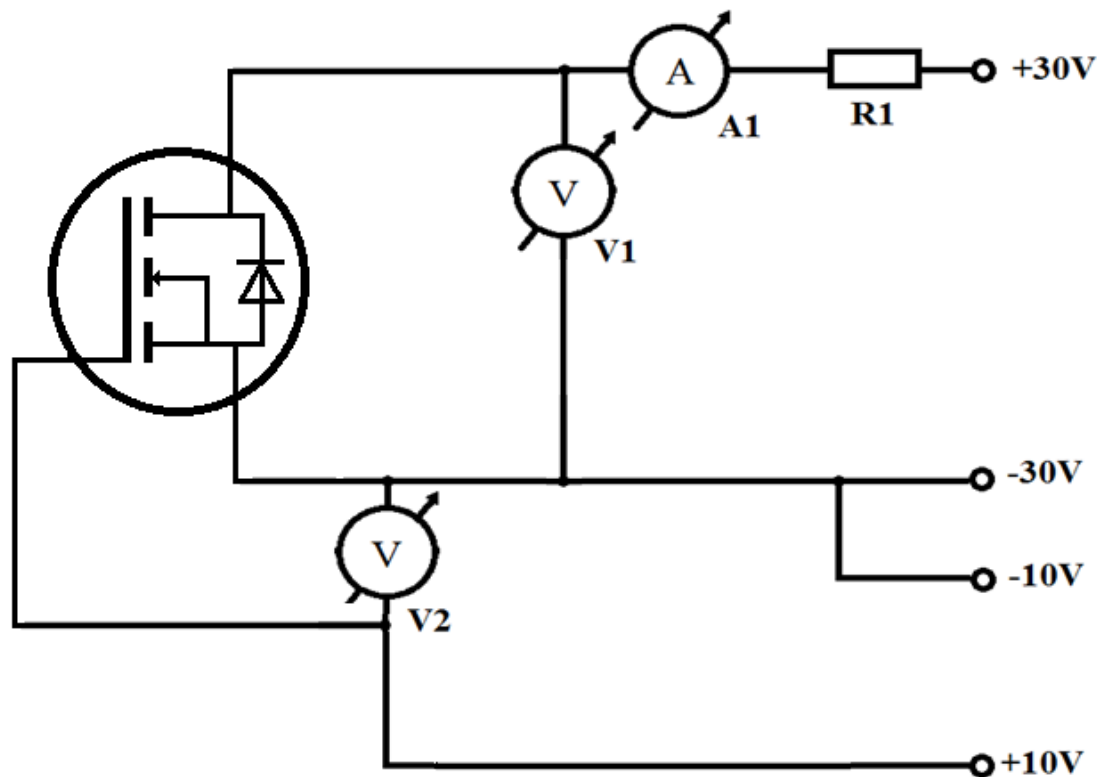


Рис. 10. Схема для снятия параметров MOSFET транзисторов

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

Собрать схему согласно Рис.10. $R1=10$ ом. Ток можно измерять встроенными в блок питания амперметрами. В начале для транзистора IRF3808 снимем выходные вольтамперные характеристики (ВАХ) в запертом состоянии. Для этого надо менять напряжение подаваемое на клеммы +30В и -30В (сток-исток транзистора), чтобы снять зависимость $I(U)$. Питание на клеммы +10В и -10В (затвор-исток) установить 0В). Если установка напряжения не позволяет получить 0В, затвор закоротить на исток. График $I(U)$ в декартовых

координатах по этим точкам будет в виде прямой линии, проходящей вблизи оси абсцисс (оси напряжения). Далее следует снять выходные характеристики транзистора при значении напряжения затвор-исток 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14 и 16 вольт. Для этого, меняя напряжение сток-исток, снять зависимость тока стока (амперметр А1) от этого напряжения (вольтметр V1). Снять надо 5 - 6 точек для каждой характеристики (каждого значения напряжения затвора).

Провести все описанные выше измерения с другими входящими в комплект лабораторной работы транзисторами (IRF540, IRFP4110).

ОФОРМЛЕНИЕ РАБОТЫ

По данным, полученным в процессе выполнения работы построить ВАХ для всех транзисторов в координатах: ось абсцисс напряжение сток-исток, ось ординат ток через транзистор. При построении ВАХ конкретного транзистора наносятся на график и точки закрытого прибора и точки открытого прибора. Точки соединяют сплошными линиями (см. рис.1).

Под каждым графиком привести полученные для данного транзистора значения сопротивления канала при различных значениях напряжения затвора. Сопротивление канала вычислять по формуле:

$$R_{СИоткр} = \frac{U_{СИ}}{I_C}$$

Значения $U_{СИ}$ и I_C брать в точках линейного участка ВАХ. Для каждого транзистора сделать заключение о минимально допустимом значении напряжения затвора, т.е. напряжения, после увеличения которого, сопротивление $R_{СИоткр}$ перестает заметно уменьшаться.