

УДК 621.317.7.027.3; 621.319.027.3

**ТЕОРИЯ СВЕРХБЫСТРОГО ВКЛЮЧЕНИЯ МОП-ТРАНЗИСТОРОВ****В.В. Тогатов, П.А. Гнатюк, Д.С. Терновский**

Рассмотрен режим сверхбыстрого включения высоковольтного МОП-транзистора, при котором время переключения прибора не превышает единиц наносекунд. Дано объяснение механизма сверхбыстрого включения, предложена его математическая модель. Приведены результаты прямых экспериментов, подтверждающих механизм сверхбыстрого включения.

**Ключевые слова:** МОП-транзистор, высоковольтная техника, импульсная техника, техника наносекундного диапазона, электрооптический затвор.

**Введение**

При формировании высоковольтных импульсов напряжения с наносекундным фронтом используются электронные коммутаторы, построенные на основе различных физических механизмов [1, 2]. В последнее время появилась информация о разработке высоковольтных модуляторов с наносекундным фронтом, построенных на основе высоковольтных МОП-транзисторов [3]. Известно, что типовые времена включения этих транзисторов составляют десятки наносекунд, в то время как фронт импульсов напряжения на выходе модуляторов не превышает единиц наносекунд. В известной нам литературе объяснения механизма такого быстрого включения МОП-транзисторов не дано. Данная статья посвящена анализу режима сверхбыстрого включения МОП-транзистора и его реализации при включении полевого прибора.

**Анализ режима сверхбыстрого включения**

Проанализируем процесс включения МОП-транзистора, работающего в активном режиме, когда темп нарастания тока стока  $i_D$  и его установившееся значение ограничиваются самим транзистором, а не внешней цепью. На рис. 1 показана схема включения МОП-транзистора  $Q$  с омической нагрузкой  $R_L$  в стоке в цепь постоянного напряжения  $V_H$ . Схема дополнена элементами  $L_D$  и  $L_S$ , учитывающими индуктивности выводов транзистора и токоподводящих дорожек в цепях стока и истока. На схеме также показаны межэлектродные емкости  $C_{GS}$ ,  $C_{GD}$  и  $C_{DS}$ . Здесь и далее используются следующие сокращения для обозначения индексов: G – Gate (затвор), D – Drain (сток), S – Source (исток), T – Transistor (транзистор), L – Load (нагрузка), H – High (высокое напряжение), In – Input (входное напряжение), Out – Output (выходное напряжение), F – Forward (прямое напряжение), R – Reverse (обратное напряжение), Del – Delay (задержка), Th – Threshold (пороговое напряжение), Sat – Saturation (режим насыщения), St – Steady (установившееся значение).

На затвор транзистора подаются прямоугольные импульсы напряжения  $V_{In}$  с амплитудой  $V_F$ , причем предполагается, что к моменту прихода импульса на затворе имелось отрицательное смещение  $V_{GS} = -V_R$ . В режиме максимального быстродействия будем считать источник входного напряжения идеальным источником ЭДС.

На этапе задержки емкость  $C_{GS}$ , заряженная к моменту включения до обратного напряжения  $V_R$ , резонансно перезаряжается через индуктивность в цепи истока  $L_S$ . Если напряжение, подаваемое в цепь затвора, равно  $V_F$  и сопротивление в цепи затвора близко к нулю, то ток истока в момент окончания задержки ( $t = t_{Del}$ ) оказывается равным

$$i_S(t_{Del}) = \sqrt{\frac{C_{GS}}{L_S} [(V_F + V_R)^2 - (V_F - V_{Th})^2]} \quad (1)$$

Здесь  $V_{Th}$  – пороговое напряжение, определяющее момент окончания задержки  $V_{GS}(t_{Del}) = V_{Th}$ . Как будет показано ниже, увеличение тока  $i_S(t_{Del})$  принципиально важно для реализации режима сверхбыстрого включения МОП-транзистора.

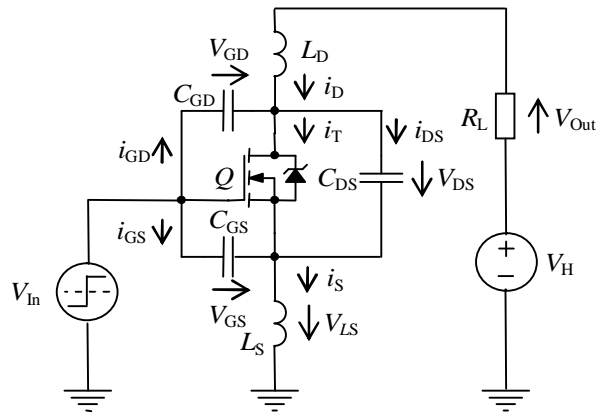


Рис. 1. Схема включения МОП-транзистора Q с омической нагрузкой  $R_L$  в стоке в цепь постоянного напряжения  $V_H$

После окончания этапа задержки начинается рост тока стока. При анализе процесса включения будем использовать кусочно-линейную аппроксимацию передаточной характеристики МОП-транзистора. Согласно этой аппроксимации, ток транзистора  $i_T$  равен

$$i_T = \begin{cases} 0, & V_{GS} \leq V_{Th} \\ S(V_{GS} - V_{Th}), & V_{GS} > V_{Th} \end{cases},$$

где  $S$  – крутизна транзистора,  $V_{GS}$  – напряжение на емкости  $C_{GS}$ . В стационарном режиме ток  $i_T$  равен токам стока  $i_D$  и истока  $i_S$ . Согласно принятой аппроксимации, ток  $i_T$  определяется только напряжением  $V_{GS}$  на емкости  $C_{GS}$  и не зависит от токов в емкостях  $C_{GD}$  и  $C_{DS}$ . Их влияние на ток стока  $i_D(t)$  будет рассмотрено ниже. При выводе переходной характеристики тока  $i_T(t)$  воспользуемся следующими соотношениями:

$$V_F = V_{GS} + V_{LS}, \quad V_{LS} = L_S \frac{di_S}{dt}, \quad V_{GS} = V_{Th} + \Delta V_{GS},$$

$$i_S = i_T + i_{GS}, \quad i_T = S\Delta V_{GS}, \quad i_{GS} = C_{GS} \frac{d\Delta V_{GS}}{dt}.$$

В этих выражениях  $\Delta V_{GS}$  – превышение напряжения  $V_{GS}$  над пороговым  $V_{Th}$ ,  $V_{LS}$  – напряжение на индуктивности истока  $L_S$ . Комбинируя эти выражения, получим уравнение, определяющее переходную характеристику тока  $i_T(t)$  МОП-транзистора:

$$\frac{d^2 \Delta V_{GS}}{dt^2} + \frac{S}{C_{GS}} \frac{d\Delta V_{GS}}{dt} + \frac{1}{L_S C_{GS}} \Delta V_{GS} = \frac{V_F - V_{Th}}{L_S C_{GS}}. \quad (2)$$

Сформулируем начальные условия задачи, используя законы коммутации для емкостной и индуктивной цепей:

$$\Delta V_{GS}(0) = 0, \quad (3)$$

$$\frac{d\Delta V_{GS}}{dt}(0) = \frac{i_S(t_{Del})}{C_{GS}}. \quad (4)$$

Решая уравнение (2) с начальными условиями (3), (4) и переходя затем к току  $i_T(t) = S\Delta V_{GS}(t)$ , получим:

$$i_T(t) = I_F - e^{-\delta t} \left[ I_F \left( \operatorname{ch} \gamma t + \frac{\delta}{\gamma} \operatorname{sh} \gamma t \right) - \frac{2\delta}{\gamma} i_S(t_{\text{Del}}) \operatorname{sh} \gamma t \right]. \quad (5)$$

В этом выражении  $\delta = \frac{S}{2C_{GS}}$ ,  $\gamma = \sqrt{\delta^2 - \frac{1}{L_S C_{GS}}}$ ,  $I_F = S(V_F - V_{Th})$  – установившееся значение тока. При выводе уравнения (5) за начало отсчета ( $t = 0$ ) принят момент окончания этапа задержки  $t_{\text{Del}}$ .

Выражение (5) можно существенно упростить, если использовать приближенное равенство  $\gamma = \frac{S}{2C_{GS}} - \frac{1}{SL_S}$ . При этом для значений параметров, характерных для мощных полевых приборов, ошибка в определении  $\gamma$  будет заведомо ниже 1%. Пренебрегая также членами второго порядка малости, приходим к следующему выражению для тока транзистора:

$$i_T(t) = I_F \left( 1 - e^{-\frac{t}{SL_S}} \right) + i_S(t_{\text{Del}}) e^{-\frac{t}{SL_S}}. \quad (6)$$

Из выражения (6) следует, что при  $t = 0$  ток  $i_T$  скачком увеличивается до значения  $i_S(t_{\text{Del}})$ . Этот результат является принципиальным, так как определяет режим сверхбыстрого включения МОП-транзистора. Физический смысл такого режима заключается в том, что до тех пор, пока ток стока не достигнет величины  $i_S(t_{\text{Del}})$ , отрицательная обратная связь, обусловленная индуктивностью  $L_S$ , в приборе отсутствует.

Уравнение (6) правильно отражает факт наличия процесса сверхбыстрого включения. Вместе с тем вытекающее из этого уравнения скачкообразное изменение тока  $i_T$  в момент  $t = 0$  является идеализацией реального процесса быстрого роста тока. Механизм роста тока стока на этапе сверхбыстрого включения определяется обратной связью по току  $i_T$ , которая реализуется в соответствии с выражением  $i_{GS} = i_S - i_T$ , где  $i_{GS}$  – ток в емкости  $C_{GS}$ . Из-за индуктивного характера цепи истока ток истока  $i_S$  на начальной стадии роста тока  $i_T$  меняется незначительно, оставаясь близким к  $i_S(t_{\text{Del}})$ . Следовательно, по мере роста тока  $i_T$  ток  $i_{GS}$  соответственно уменьшается. Это приводит к замедлению темпа роста напряжения  $V_{GS}$ , а, значит, и тока  $i_T = S \Delta V_{GS}$ . Как только ток  $i_T$  достигнет величины тока истока  $i_S(t_{\text{Del}})$ , заряд емкости  $C_{GS}$  прекратится, что приведет к прекращению роста тока  $i_T$ . В дальнейшем токи стока и истока изменяются синхронно с постоянной времени  $\tau = SL_S$ . Это изменение может происходить в сторону как повышения, так и снижения тока  $i_T$  в зависимости от величины напряжения  $V_{GS}$  в момент ограничения тока  $i_T$  на уровне  $i_S(t_{\text{Del}})$  ( $t = t_0$ ). Если  $V_{GS}(t_0) > V_F - V_{Th}$ , то ток  $i_T$  снижается с постоянной времени  $\tau = SL_S$  от  $i_S(t_{\text{Del}})$  до  $S(V_F - V_{Th})$ . В противном случае происходит аналогичное увеличение тока стока до той же величины.

Определим влияние емкостей затвор–сток  $C_{GD}$  и сток–исток  $C_{DS}$  (рис. 1) на переходную характеристику тока стока  $i_D(t)$ , исходя из следующих равенств:

$$i_D = i_T + i_{DS} - i_{GD}, \quad i_{GD} = C_{GD} \frac{dV_{GD}}{dt}, \quad i_{DS} = C_{DS} \frac{dV_{DS}}{dt},$$

$$V_{GD} = V_F - V_H + R_L i_D, \quad V_{DS} = V_H - R_L i_D.$$

В двух последних равенствах пренебрегли напряжениями на индуктивностях стока и истока, которые в высоковольтных схемах малы по сравнению с напряжением на нагрузке. После элементарных преобразований получим:

$$\frac{di_D}{dt} + \frac{1}{R_L(C_{GD} + C_{DS})}i_D = \frac{1}{R_L(C_{GD} + C_{DS})}i_T, \quad (7)$$

где  $i_T(t)$  определено в (5). Начальное условие задачи – нулевое:

$$i_D(0) = 0.$$

Можно, проинтегрировав уравнение (7), получить его точное решение. Однако на этапе сверхбыстрого включения, не превышающего нескольких наносекунд, в качестве первого приближения определим реакцию тока стока  $i_D(t)$  на скачок тока  $i_T = i_S(t_{Del}) = \text{const}$ :

$$i_D = i_S(t_{Del}) \left[ 1 - e^{-\frac{t}{R_L(C_{GD} + C_{DS})}} \right]. \quad (8)$$

Как следует из выражения (8), для реализации режима сверхбыстрого включения емкости  $C_{GD}$  и  $C_{DS}$  должны быть минимальны.

В ряде применений имеет место включение МОП-транзистора на емкостную нагрузку  $C_L$ , например, на электрооптический затвор. В этом случае переходная характеристика выходного напряжения будет представлена в виде

$$V_{Out}(t) = \frac{1}{C_L + C_{GD} + C_{DS}} \int_0^t i_T dt. \quad (9)$$

Если, как и в случае омической нагрузки, в качестве первого приближения переходной характеристики принять реакцию выходного напряжения  $V_{Out}(t)$  на скачок тока  $i_T = i_S(t_{Del}) = \text{const}$ , то придем к линейному росту выходного напряжения:

$$V_{Out}(t) = \frac{i_S(t_{Del})}{C_L + C_{GD} + C_{DS}} t. \quad (10)$$

Возможность реализации режима сверхбыстрого включения МОП-транзистора подтверждена нами прямыми экспериментами. В схеме, приведенной на рис. 2, исследовался процесс включения высоковольтного МОП-транзистора  $Q_2$  (STP8NK100) на омическую нагрузку  $R_L = 20$  Ом при напряжении источника питания  $V_H = 600$  В.

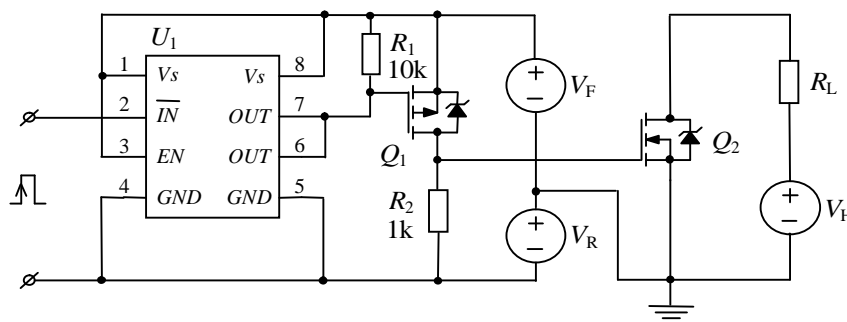


Рис. 2. Схема включения высоковольтного МОП-транзистора  $Q_2$  с омической нагрузкой  $R_L$  в сток в цепь постоянного напряжения  $V_H$ .  
 $Q_1$  – IRF7416,  $Q_2$  – STP8NK100,  $U_1$  – IXDN409SI

На рис. 3 приведены четыре осциллограммы включения транзистора  $Q_2$ . При снятии всех осциллограмм на затвор транзистора подавались импульсы прямого напряжения с равной амплитудой  $V_F = 6,5$  В. При этом напряжения отрицательного смещения на затворе в момент включения были различны и равны 0, 5, 10 и 18 В. Во всех четырех случаях транзистор работал в активном режиме без захода в режим насыщения. Каждая

из осциллограмм имеет два явно выраженных участка. Первый – режим сверхбыстрого включения, не превышающий 2–4 нс, второй – установление стационарного состояния с постоянной  $SL_S$ . На первых двух осциллограммах в период установления происходит рост тока стока, на двух последних – снижение до установившегося значения  $(i_D)_{St}$ . Это означает, что в первых двух случаях ток истока в конце этапа задержки  $i_S(t_{Del})$  ниже установившегося значения  $(i_D)_{St}$ , а в двух последних превосходит установившееся значение.

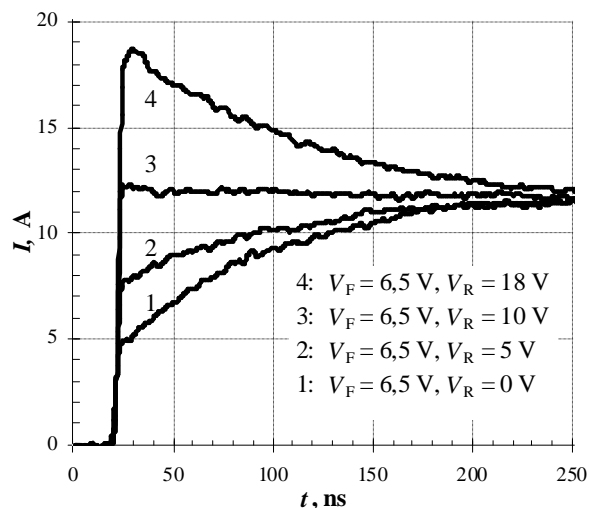


Рис. 3. Осциллограммы тока при включении транзистора Q2 (STP8NK100) на омическую нагрузку  $R_L = 20$  Ом

На рис. 4 приведена осциллограмма включения того же транзистора на нагрузку 40 Ом при напряжении источника 600 В, прямом затворном напряжении  $V_F = 6$  В и отрицательном смещении 18 В. Как видно из осциллограммы, ограничение тока в схеме осуществляется при токе стока  $(i_D)_{Sat} = 14,5$  А, а установившееся значение тока стока в активном режиме работы  $(i_D)_{St} = 7$  А. Значение тока истока в момент окончания задержки  $i_S(t_{Del})$ , рассчитанное по формуле (1), составляет 16,6 А. Поскольку  $i_S(t_{Del}) > (i_D)_{Sat}$ , то на этапе сверхбыстрого включения происходит ограничение тока стока на уровне  $(i_D)_{Sat}$ , т.е. осуществляется переход транзистора в режим насыщения. Это состояние поддерживается до тех пор, пока емкость  $C_{GS}$  не разрядится до напряжения, соответствующего току  $(i_D)_{Sat}$ . Начиная с этого момента, транзистор переходит в активный режим, и ток стока с постоянной  $SL_S$  снижается до установившегося значения  $(i_D)_{St} = 7$  А.

На рис. 4 приведена также осциллограмма тока стока при включении того же транзистора на нагрузку 40 Ом при прямом затворном напряжении, равном пороговому напряжению  $V_F = V_{Th} = 4,7$  В и отрицательном смещении 18 В. В рамках общепринятых представлений ток стока в этом режиме по определению должен быть близок к нулю. В то же время, как видно из осциллограммы, амплитуда импульса тока стока составила 11 А, что может быть объяснено только в рамках концепции сверхбыстрого включения. Значение тока истока в момент окончания задержки  $i_S(t_{Del})$ , рассчитанное по формуле (1), оказалось равным 15,7 А, что хорошо согласуется с результатом эксперимента.

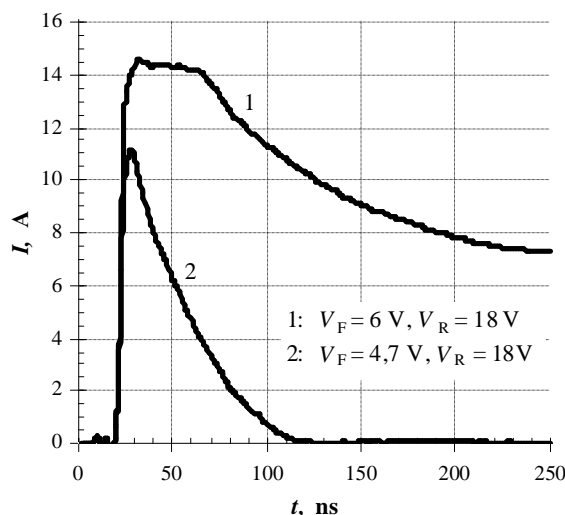


Рис. 4. Осциллограммы тока при включении транзистора Q2 (STP8NK100) на омическую нагрузку  $R_L = 40 \text{ Ом}$

Таким образом, рассмотренные экспериментальные зависимости на рис. 3–4 хорошо укладываются в концепцию сверхбыстрого включения МОП-транзистора.

Режим сверхбыстрого включения использован нами при создании высоковольтных модуляторов для управления электрооптическими затворами [4]. Импульсы напряжения, формируемые этими модуляторами, при амплитуде 2–6 кВ характеризуются длительностью фронта 2–4 нс.

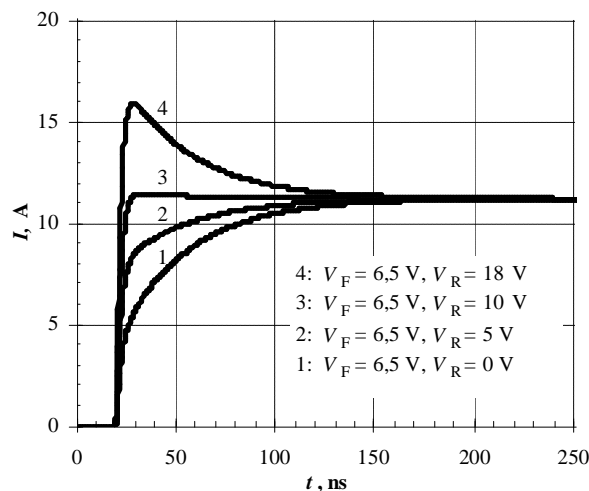


Рис. 5. Расчет переходных характеристик тока стока при включении МОП-транзистора Q2 (STP8NK100) на омическую нагрузку  $R_L = 20 \text{ Ом}$

Для проверки предложенной математической модели проведен расчет переходных характеристик тока стока МОП-транзистора  $i_D(t)$  в тех же режимах, что и в рассмотренном эксперименте (рис. 5). Ток стока находился в результате решения уравнения (7), в котором в качестве  $i_T(t)$  использовалось выражение (5). Значения параметров транзистора STP8NK100 при расчете приняты следующими:  $C_{GS} = 2,4 \text{ нФ}$ ,  $C_{GD} + C_{DS} = 100 \text{ пФ}$ ,  $L_S = 5 \text{ нГн}$ ,  $V_{Th} = 5 \text{ В}$ ,  $S = 7 \text{ А/В}$ . Из сравнения кривых на рис. 3 и 5 следует, что расчетные и экспериментальные кривые хорошо согласуются как по форме, так и по порядку измеряемых величин. Некоторое различие сравниваемых кривых вполне объясняется ограничениями принятой модели МОП-транзистора.

### Заключение

Показано, что в процессе включения МОП-транзистора в общем случае реализуются два режима: режим сверхбыстрого включения, не превышающий нескольких наносекунд, и режим медленного включения с постоянной установления  $SL_S$ . Временной границей этих режимов является момент времени, когда величина тока стока (точнее, тока  $i_T$ ) достигает величины тока истока.

Установлено, что за счет предварительной накачки тока в индуктивности истока, осуществляемой по цепи затвора, максимальный ток стока в режиме сверхбыстрого включения может достигать десятков ампер.

Справедливость механизма сверхбыстрого включения и его математической модели подтверждены прямыми экспериментами.

### Литература

1. Grekhov I.V., Kardo-Sysoev A.F. Subnanosecond Current Drops in Delayed Breakdown of Silicon P-N Junctions // Sov. Tech. Phys. Lett. – 1979. – V. 5. – № 8. – P. 395–396.
2. Grekhov I.V., Efanov V.M., Kardo-Sysoev A.F., Shenderey S.V. Power drift step-recovery diodes // Solid-State Electronics. – 1985. – V. 28. – № 6. – P. 597–599.
3. Behlke Power Electronics GmbH, Germany, Fast High Voltage Transistor Switches [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.behlke.de/>, своб.
4. Тогатов В.В., Гагарский С.В., Гнатюк П.А., Терновский Д.С. Высоковольтный импульсный модулятор с наносекундным фронтом // Приборы и техника эксперимента. – 2007. – № 6. – С. 134–135.

- Тогатов Вячеслав Вячеславович** – Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, доктор технических наук, профессор, [v.togatov@mail.ru](mailto:v.togatov@mail.ru)
- Гнатюк Петр Анастасьевич** – Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, научный сотрудник, [gnyatyuk@mail.ru](mailto:gnyatyuk@mail.ru)
- Терновский Дмитрий Сергеевич** – Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики, магистр техники и технологий, аспирант, [dm-ternovsky@mail.ru](mailto:dm-ternovsky@mail.ru)