

Драйверная схема для мощных MOS-управляемых приборов

Светослав Иванов,
Румен Каров

i_svetoslav@hotmail.com

Пловдивский технический
университет, Болгария

I. Введение

Существует известная универсальность драйверных цепей для управления мощных MOS-управляемых приборов. К ним предъявляется требование генерирования однополярных или двуполярных импульсов, необходимых для зарядки входной емкости мощного элемента [1]. Основными требованиями, предъявляемыми к драйверам, являются: обеспечение малых времен зарядки и разрядки входной емкости элемента; предотвращение внезапного включения и защита от короткого замыкания [2]. Входные цепи современных мощных приборов допускают управляющие сигналы с максимальным амплитудным значением ± 20 В. При выборе подходящего драйвера нужно иметь в виду следующие два условия:

- драйвер должен обеспечивать необходимую мощность управляющих импульсов;
- максимальный выходной ток драйвера должен быть равен (или больше) максимально допустимого тока на гейте.

Самым важным параметром, который необходимо знать для корректного определения мощности драйвера, является количество электричества — Q , которым заряжается гейт [3]. В большинстве справочников этот параметр не указывается. Чаще всего указываемым параметром является входная емкость C_{iss} , но на практике она отличается от эффективного значения входной емкости, зависящей от эффекта Миллера при работе транзистора в режиме переключения [4]. При управлении MOS-управляемых тиристором (МСТ) обязательным является генерирование двуполярных импульсов с амплитудами, равными соответственно $+18$ и -7 В. Максимальные значения этих импульсов могут достигать ± 20 В. При отрицательном импульсе на гейте МСТ вклю-

чается, а при положительном — выключается. В предлагаемой работе описан и проанализирован созданный нами новый драйвер, предназначенный для мощных MOS-управляемых приборов.

II. Драйверная схема с биполярными транзисторами

Схема предлагаемого нового драйвера представлена на рис. 1. Входные управляющие сигналы для драйверной ступеньки с TTL или CMOS-уровнями поступают на вход схемы — резистор R_6 . Транзисторы VT_1 и VT_2 связаны по схеме Дарлингтона. Напряжение питания имеет значение ± 20 В. Падение напряжения на резисторе R_1 определяет амплитудное значение положительного (включающего) импульса на гейте MOS полевого транзистора.

Падение напряжения на резисторе R_2 определяет отрицательное значение амплитуды выключающего импульса VT_3 . Резисторы R_4 и R_5 определяют величину зарядных токов для входной емкости C_{iss} полевого транзистора. Резистор R_3 является дополнительным токоограничивающим резистором. Конденсаторы C_1 и C_2 выполняют функцию фильтра для резисторного делителя, а также обеспечивают большой зарядный ток для входной емкости транзистора. При поступлении на резистор R_6 положительного импульса транзисторы VT_4 и VT_3 включаются, а транзисторы VT_1 и VT_2 выключаются. К заряженному положительным напряжением ($+U_{on}$) гейту прилагается обратное по знаку напряжение ($-U_{off}$). Во время паузы входных импульсов транзисторы VT_4 и VT_3 выключаются, а транзисторы VT_1 и VT_2 включаются. Следует процесс перезарядки входной емкости полевого транзистора от значения управляющего напряжения ($-U_{off}$) до значения, равного (U_{on}).

III. Анализ переходных процессов в управляющей цепи MOS-управляемого прибора

При анализе переходных процессов нужно иметь в виду и время нарастания коллекторного тока t_r на транзисторах VT_1 – VT_3 , так как оно соизмеримо с ограничительным условием для времени перезарядки C_{iss} (< 200 ns для MOS-управляемых тиристором). Входная емкость C_{iss} перед каждой коммутацией заряжалась напряжением, равным соответственно ($+U_{on}$) или ($-U_{off}$). Напряжение на гейте по отношению к катоду как функция времени при включении транзистора может быть определено из уравнения

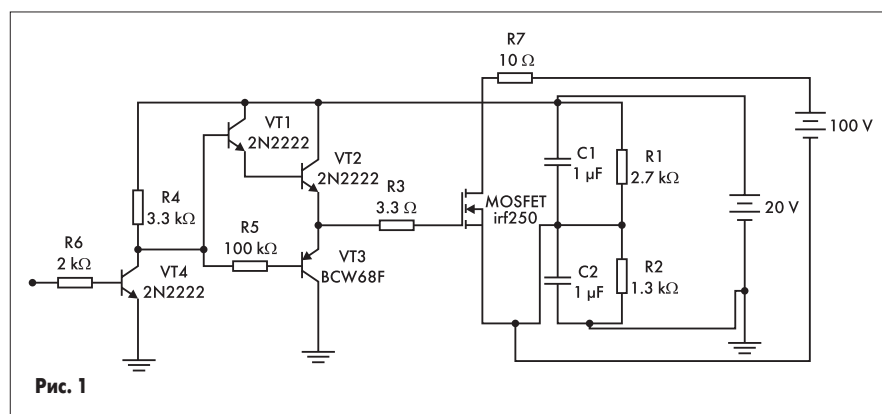


Рис. 1

$$U_{GA(t)} = U_{on} - \left[U_{on} + U_{off} - \frac{K_I \times t_{r1}^2}{2 \times C_{iss}} \right] \times e^{-\frac{t-t_{r1}}{T_I}}, \quad (1)$$

при условии, что $t > t_{r1}$.

Так как VT_1 и VT_2 связаны последовательно, общее время запоздания [5] будет равно

$$t_{r1} = \sqrt{t_{rVT1}^2 + t_{rVT2}^2} \quad (2)$$

Коэффициент K_I представляет собой отношение максимального значения зарядного тока, достигнутого за время t_{r1} , к продолжительности этого интервала

$$K_I = \frac{I_{gm1}}{t_{r1}} \quad (3)$$

Максимальное значение тока можно определить из уравнения

$$I_{gm1} = \frac{U_{on} + U_{off} - \frac{K_I \times t_{r1}^2}{2 \times C_{iss}}}{R_3 + \frac{R_{VT1}}{h_{21VT2}}}, \quad (4)$$

где R_{VT1} — выходное сопротивление транзистора, а h_{21VT2} — коэффициент усиления по току транзистора VT_2 .

Временная константа T_1 равна

$$T_1 = \left(R_3 + \frac{R_{VT1}}{h_{21VT2}} \right) \times C_{iss} \quad (5)$$

Напряжение на гейте при включении полевого транзистора может быть определено из выражения

$$-U_{GA(t)} = U_{off} - \left[U_{off} + U_{on} - \frac{K_I \times t_{r1}^2}{2 \times C_{iss}} \right] \times e^{-\frac{t-t_{r1}}{T_I}} \quad (6)$$

По аналогии с уравнением (3), можем определить коэффициент K_2 :

$$K_2 = \frac{I_{gm2}}{t_{r3}}, \quad (7)$$

где t_{r3} — время нарастания коллекторного тока транзистора VT_3 .

Определяем значение максимального зарядного тока:

$$I_{gm2} = \frac{U_{on} + U_{off} - \frac{K_I \times t_{r1}^2}{2 \times C_{iss}}}{R_3 + R_{VT3}} \quad (8)$$

Временная константа T_2 в этом случае будет равна

$$T_2 = (R_3 + R_{VT3}) \times C_{iss} \quad (9)$$

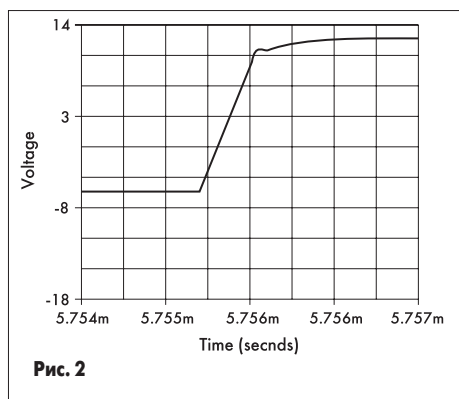


Рис. 2

Осциллограммы управляющего напряжения для управляющей цепи MOS полевого транзистора представлены на рис. 2 и 3.

Из рис. 2 можно определить продолжительность переходного процесса при включении полевого транзистора. Напряжение на гейте меняет свое значение от 0 до +5 В за время, равное 67 нс. Из рис. 3 можно определить продолжительность переходного процесса при выключении мощного транзистора. Напряжение на гейте меняется в интервале от 12 до 0 В за время, равное 45 нс. Форма зарядных токов для входной емкости транзистора при включении и выключении показана соответственно на рис. 4 и 5. Для этой цели с помощью осциллооскопа измерено падение напряжения на резисторе R_3 (3,3 Ом). Измерения выполнены с помощью MOS полевого транзистора IRF 250.

Заключение

Предложенный драйвер подходит для управления MOS-управляемых приборов P- и N-типов. Амплитудные значения управляющих импульсов могут меняться через изменение значений напряжения питания.

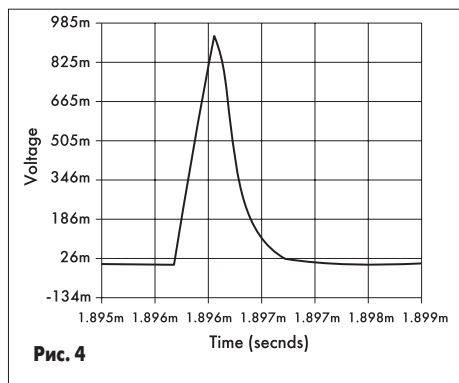


Рис. 4

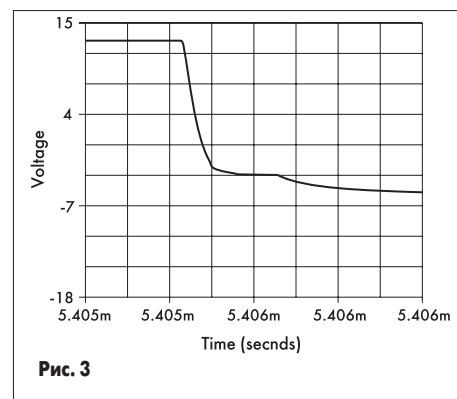


Рис. 3

Амплитудные значения зарядных токов для входной емкости могут быть установлены резисторами R_4 и R_5 . Драйвер может быть выполнен в виде интегральной схемы, с внешними элементами — резисторным делителем и конденсаторами.

Литература

1. Carmelo L. A New Driving Circuit for IGBT Devices, IEEE, Transaction On Power electronics. Vol. 10, No 3, May 1995, pp. 373–378.
2. Hefner A. An investigation of the drive circuit requirements for the power Insulated gate bipolar transistor. IEEE, Transaction On Power electronics. Vol. 6, No 2, pp. 208–219, 1991.
3. Braun C., Carter J. Progress towards a MCT based high frequency capacitor Power supply, Proc. of International Symposium on Power semiconductor Devices and IC's, May 1992.
4. Braun C. Circuit Level Modeling of MOS controlled Thyristors. IEEE 19th Power Modulator Symposium, 1990.
5. Войшвилло Г. Усилительные устройства. М.: Связь. 1983.

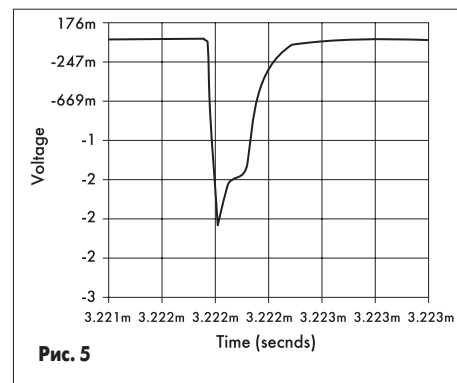


Рис. 5