

Лекция 24. УСИЛИТЕЛИ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

План

1. Модели МОП-транзисторов.
2. Усилитель на полевом транзисторе с управляющим $p-n$ -переходом.
3. Усилитель на МОП-транзисторе с индуцированным каналом.
4. Выводы.

1. Модели МОП-транзисторов

Рассмотрим простейшие модели МОП-транзисторов, применяемые при ручных расчетах. Как и для биполярных транзисторов, режимы большого и малого сигналов рассмотрим отдельно.

Модель МОП-транзистора в режиме большого сигнала. Рассмотрим МОП-транзистор с индуцированным каналом, включенный по схеме с общим истоком (рис. 24.1). На входе схемы включены два источника напряжения. Источник $E_{зи}$ учитывает постоянное напряжение смещения, подаваемое на затвор. Источник $e_{вх}$ учитывает переменную (сигнальную) составляющую входного напряжения.

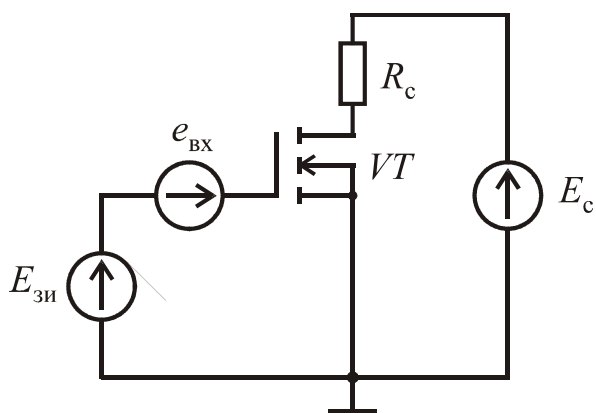


Рис. 24.1

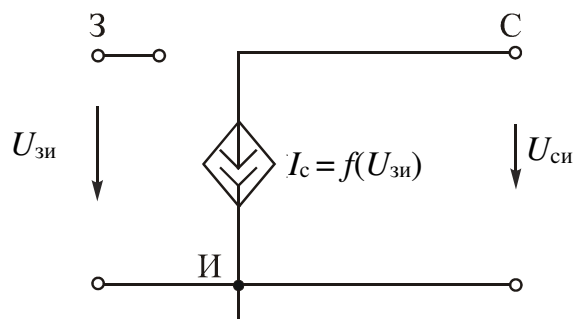


Рис. 24.2

В режиме насыщения поведение МОП-транзистора описывается уравнениями:

$$U_{си} \geq U_{нас} = U_{зи} - U_0;$$

$$I_c = \frac{1}{2} b (U_{зи} - U_0)^2. \quad (24.1)$$

Нелинейная модель МОП-транзистора, соответствующая режиму насыщения, показана на рис. 24.2. Зависимость $I_c = f(U_{си})$ определяется равенством (24.1).

Модель МОП-транзистора на рис. 24.2 называют *квадратичной*, поскольку ток стока пропорционален квадрату напряжения $U_{зи} - U_0$.

Модель МОП-транзистора в режиме малого сигнала. Рассмотрим, какой моделью можно представить МОП-транзистор в схеме на рис. 24.1 для переменной составляющей. Будем считать, что транзистор находится в режиме насыщения.

Запишем выражение для тока стока, учитывая, что напряжение затвора содержит постоянную и переменную составляющие:

$$i_c = \frac{1}{2}b(E_{зи} + e_{вх} - U_0)^2 = \frac{1}{2}b(E_{зи} - U_0)^2 + be_{вх}(E_{зи} - U_0) + \frac{1}{2}be_{вх}^2. \quad (24.2)$$

В полученном выражении первое слагаемое учитывает постоянную составляющую тока стока. Второе слагаемое – переменная составляющая, пропорциональная входному сигналу $e_{вх}$. Третье слагаемое пропорционально $e_{вх}^2$ и учитывает нелинейные искажения, вызванные нелинейностью передаточной характеристики МОП-транзистора. Этими искажениями можно пренебречь, если амплитуда входного сигнала мала, т. е. выполняется неравенство

$$e_{вх} \ll 2(E_{зи} - U_0).$$

В этом случае третьим слагаемым в (24.2) можно пренебречь, а ток стока определить зависимостью

$$i_{\bar{n}} = i'_{\bar{n}} + i''_{\bar{n}} = \frac{1}{2}b(E_{\phi\bar{c}} - U_0)^2 + be_{\bar{a}\bar{o}}(E_{\phi\bar{c}} - U_0).$$

Переменная составляющая тока стока

$$i''_c = b(E_{зи} - U_0)e_{вх} = g_m e_{вх}.$$

Коэффициент

$$g_m = b(U_{зи} - U_0) \quad (24.3)$$

называют *крутизной* или *передаточной проводимостью* МОП-транзистора для переменной составляющей. В соответствии с (24.3) величина g_m определяется удельной крутизной МОП-транзистора, пороговым напряжением и постоянной составляющей напряжения затвора. Поскольку удельная крутиз-

на $b = \mu C_0 W/L$, передаточную проводимость МОП-транзистора можно регулировать, изменяя геометрические размеры канала. Большую величину g_m имеют транзисторы с широким каналом.

Поскольку ток стока

$$I_c = \frac{1}{2} b (U_{зи} - U_0)^2,$$

передаточная проводимость пропорциональна квадратному корню из постоянной составляющей тока стока:

$$g_m = \sqrt{2bI_c}. \quad (24.4)$$

Из (24.4) следует, что величина g_m определяется величиной I_c , а также размерами канала МОП-транзистора.

Равенство (24.3) позволяет найти и другое полезное соотношение для определения g_m . Учитывая, что удельная крутизна $b = 2I_c / (U_{зи} - U_0)^2$, получаем

$$g_m = \frac{2I_c}{U_{зи} - U_0}. \quad (24.5)$$

Дадим геометрическую интерпретацию полученных соотношений. Крутизна g_m пропорциональна наклону касательной, проведенной в точке передаточной характеристики, соответствующей постоянным составляющим $U_{зи0}$ и I_{c0} (точка Q на рис. 24.3).

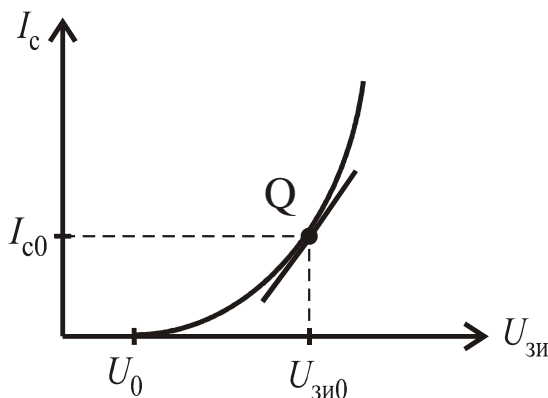


Рис. 24.3

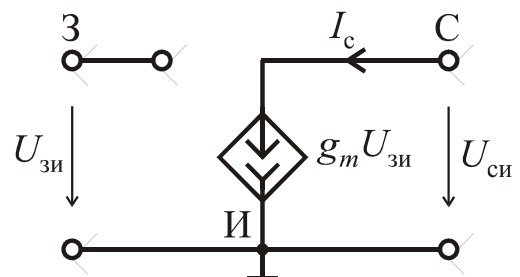


Рис. 24.4

Простейшая линейная модель полевого транзистора для переменной составляющей показана на рис. 24.4.

2. Усилитель на полевом транзисторе с управляющим $p-n$ -переходом

Схема усилителя на полевом транзисторе с $p-n$ -переходом, включенном по схеме с общим истоком, показана на рис. 24.5. Конденсаторы C_1 и C_2 являются разделительными: C_1 препятствует связи по постоянному току источника входного сигнала и усилителя, C_2 служит для разделения по постоянному току цепи стока и нагрузки. Конденсатор $C_{и}$ устраняет отрицательную обратную связь для переменной составляющей. Резистор R_3 обеспечивает нулевое напряжение между затвором и общей точкой при отсутствии сигнала на входе.

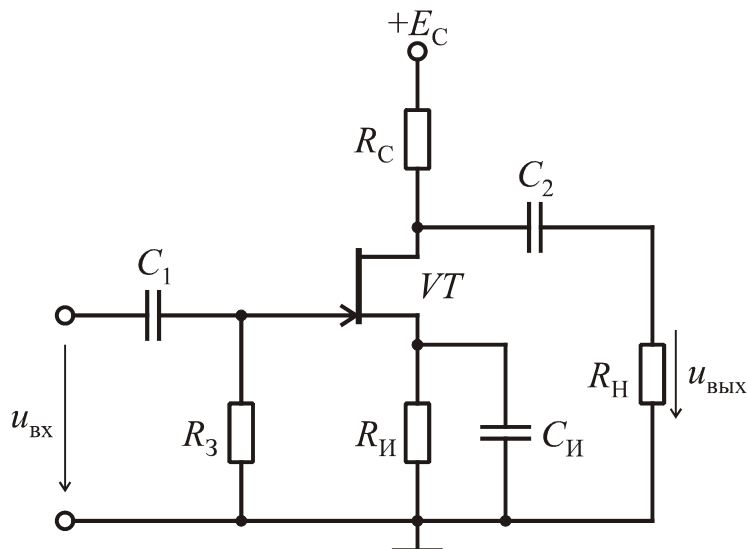


Рис. 24.5

В n -канальном ПТ с управляющим переходом напряжение затвор-исток должно быть отрицательным. Это достигается с помощью автоматического смещения. Цепь автоматического смещения состоит из резистора R_3 , соединяющего затвор с общей точкой, и резистора $R_{и}$ в цепи истока. Поскольку ток затвора полевого транзистора ничтожно мал, постоянная составляющая напряжения на резисторе R_3 равна нулю и напряжение затвор-исток отрицательно: $U_{зи} = -R_{и} I_c$.

Для обеспечения высокого входного сопротивления схемы величина R_3 выбирается большой (до нескольких МОм). Номиналы разделительных конденсаторов в усилителях на полевых транзисторах могут быть гораздо меньше, чем

в схемах на биполярных транзисторах. Это объясняется тем, что входные сопротивления полевых транзисторов значительно выше, чем биполярных.

3. Усилитель на МОП-транзисторе с индуцированным каналом

Схема усилителя на МОП-транзисторе, включенном по схеме с общим истоком, показана на рис. 24.6.

Заметим, что схема на рис. 24.6 очень похожа на схему усилителя на биполярном транзисторе, рассмотренную в лекции 22. Функции элементов, входящих в эти схемы, аналогичны. Резистор R_r учитывает сопротивление источника сигнала. Конденсаторы C_1 и C_2 являются разделительными. Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель, определяющий напряжение затвора. Резистор R_{ii} является цепью отрицательной обратной связи.

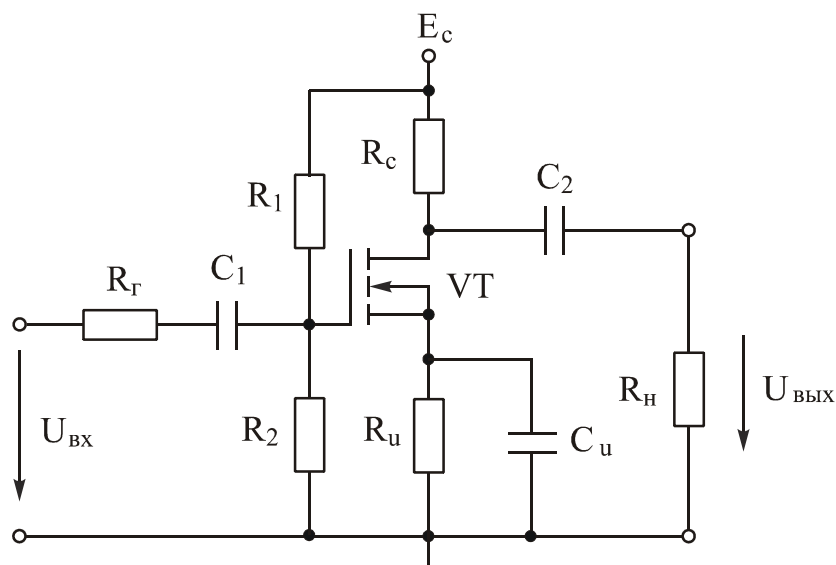


Рис. 24.6

Определим коэффициент усиления переменной составляющей напряжения, воспользовавшись моделью МОП-транзистора для режима малого сигнала. Исключая постоянный источник и замыкая накоротко зажимы конденсаторов, получаем эквивалентную схему усилителя для малого сигнала (рис. 24.7). Передаточная проводимость g_m определяется соотношениями (24.4) и (24.5).

Анализ схемы на рис. 24.7 несложен.

Сопротивление

$$R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Напряжение затвор-исток

$$u_{зи} = \frac{R_{12}}{R_{\Gamma} + R_{12}} u_{вх}.$$

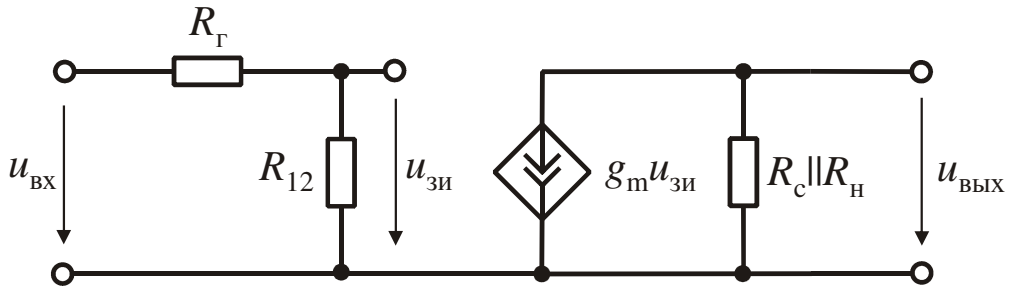


Рис. 24.7

Сопротивление R_{12} составляет несколько МОм и значительно больше сопротивления источника сигнала. Поэтому можно считать, что $u_{\phi\epsilon} \approx u_{\hat{a}\delta}$.
Выходное напряжение

$$u_{\text{ВЫХ}} = -g_m R_c \parallel R_H u_{\text{ВХ}}.$$

Коэффициент усиления переменной составляющей напряжения

$$K_U = -g_m R_c \parallel R_H.$$

Из последнего выражения следует, что коэффициент усиления напряжения максимален в режиме холостого хода, т.е. при $R_H = \infty$. Биполярные транзисторы имеют большее значение передаточной проводимости, чем полевые транзисторы. Поэтому усилитель на биполярном транзисторе позволяет получить большее значение K_U , чем усилитель на МОП-транзисторе.

4. Выводы

1. При анализе в режиме большого сигнала используют квадратичную модель МОП-транзистора.
2. Простейшая модель МОП-транзистора для режима малого сигнала представляет источник тока, управляемый напряжением затвор-исток.
3. Биполярные транзисторы имеют большее значение передаточной проводимости, чем полевые транзисторы. Поэтому усилитель на биполярном транзисторе обеспечивает большей коэффициент усиления напряжения, чем схема на МОП-транзисторе.