

*Васильев Н.А., Лобазов В.Ю., Лыпкань В.Н.
Военная академия связи им. С.М. Буденного*

Анализ физической эквивалентной схемы полевого транзистора с барьером Шоттки в диапазоне сверхвысоких частот

В работе осуществлено обоснование физической эквивалентной схемы малосигнальных полевых транзисторов с барьером Шоттки в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ) и проведен анализ их усилительных и шумовых свойств с помощью теории линейных активных четырехполюсников.

Вследствие громоздкости и непригодности для практических расчетов аналитических выражений, описывающих поведение транзистора в диапазоне частот, расчет полной физической эквивалентной схемы выполнен численным методом с использованием ЭВМ. Высокая точность решения определяет широкое использование численных методов для расчета характеристик полупроводниковых приборов.

Разработан алгоритм анализа усилительных и шумовых свойств СВЧ транзистора по известным значениям элементов его физической эквивалентной схемы. Составлена вычислительная программа, реализующая данный алгоритм, которая, с одной стороны, позволяет получить все исходные данные для расчета малошумящих усилителей СВЧ, а с другой - может служить средством повышения эффективности разработки транзисторов и использования их в усилительных схемах.

Ключевые слова: СВЧ, полевой транзистор, функциональная эквивалентная схема, расчет усилителей.

В настоящее время основными активными приборами в микросхемах являются полевые транзисторы с затвором Шоттки (ПТШ) благодаря простоте изготовления и возможности применения во многих устройствах СВЧ диапазона. Эти транзисторы более универсальные, чем двухполюсные приборы (диоды Ганна, лавинно-пролетные диоды), и позволяют получать лучшие электрические и эксплуатационные характеристики устройств малой и средней мощности при частотах до 30 ГГц.

Для упрощения анализа физических процессов ПТШ представляют в виде внутренней области (теоретическая модель) и внешних областей истока и стока.

При проведении к промежутку исток-затвор переменного напряжения происходит модуляция толщины канала и усиление мощности входного сигнала за счет мощности источника постоянного питания. Этот процесс в ФЭС ПТШ отражается зависимым источником тока I_{Γ} , характеризуемым крутизной S_0 и управляемым напряжением $U_{зи}$ на барьерной емкости затвор –исток $C_{зи}$

$$I_{\Gamma} = S_0 U_{зи},$$

где $S_0 = dI_c/dU_{зи}$ – крутизна ПТШ на низких частотах.

С ростом частоты время пролета носителей заряда τ от истока к стоку становится соизмеримым с периодом колебаний СВЧ, что приводит к запаздыванию выходного тока относительно входного. Активную область будем

рассматривать, как предающую линию без потерь. Тогда между токами в конце и в начале будет существовать фазовый сдвиг $\omega\tau$, который обуславливает комплектность крутизны ПТ

$$S = S_0 e^{-j\omega\tau}.$$

Обычно в теоретической модели ПТ принято выделять следующие элементы, которые условно рассматривать как сосредоточенные:

емкости затвор-исток $C_{зи}$ и затвор-сток $C_{зс}$;

сопротивление между затвором и истоком (сопротивление канала) $R_{зи}$;

сопротивление рабочей части канала или внутреннее сопротивление $R_{си}$;

емкость между стоком и истоком $C_{си}$;

Емкость затвор-исток $C_{зи}$ является мерой изменения заряда Q_3 , находящегося под затвором, при изменении напряжения

$$C_{зи} = \frac{dQ_3}{dU_{зи}|U_{си}=const}.$$

Так как эта емкость включена последовательно с сопротивлением канала $R_{зи}$, то с возрастанием частоты модуляция канала уменьшается.

Емкость между затвором и истоком является проходной и создается за счет перекрытия частью металлизации затвора области стока. Эта емкость определяется как изменение пространственного заряда за счет изменения напряжения затвор-канал, вызванное напряжением сток-исток

$$C_{зс} = \frac{dQ}{dU_{си}|U_{зи}=const}.$$

Величины емкостей $C_{зс}$ и $C_{зи}$ могут быть вычислены по аналитическим выражением, которые ввиду их громоздкости здесь не приводятся, однако следует заметить, что емкость $C_{зс}$ приблизительно в 5...50 раз меньше емкости $C_{зи}$.

Сопротивление рабочей части канала или, что то же – сопротивление стока, $R_{си}$ отражает изменение напряжения на стоке в результате изменения тока стока

$$R_{си} = \frac{dU_{си}}{dI_c | U_{зи}=const}.$$

Следует заметить, что сопротивление $R_{си}$ не является выходным сопротивлением транзистора, которое меньше R_c из-за влияния паразитного сопротивления канала $R_{и}$ и входной нагрузки.

Перечисленные элементы относятся к внутренней структуре ПТШ (теоретической модели), которая на рис.1.1б ограничена пунктирной линией.

Кроме описанных элементов ТМ (собственно транзистора) необходимо учитывать влияние внешних областей, ухудшающих характеристики приборов. Значения паразитных элементов, характеризующих это влияние, можно считать независимыми от напряжения смещения. Исключением является сопротивление R_c , которое состоит из суммы сопротивлений омического контакта стока и сопротивления п-слоя, расположенного от контакта слоя до канала. Этот слой ограничен с двух сторон обедненными областями под затвором и над границей раздела п-слой-подложка, которые зависят от напряжений на стоке и затворе. Следовательно, сопротивление п-слоя будет зависеть от приложенных напряжений.

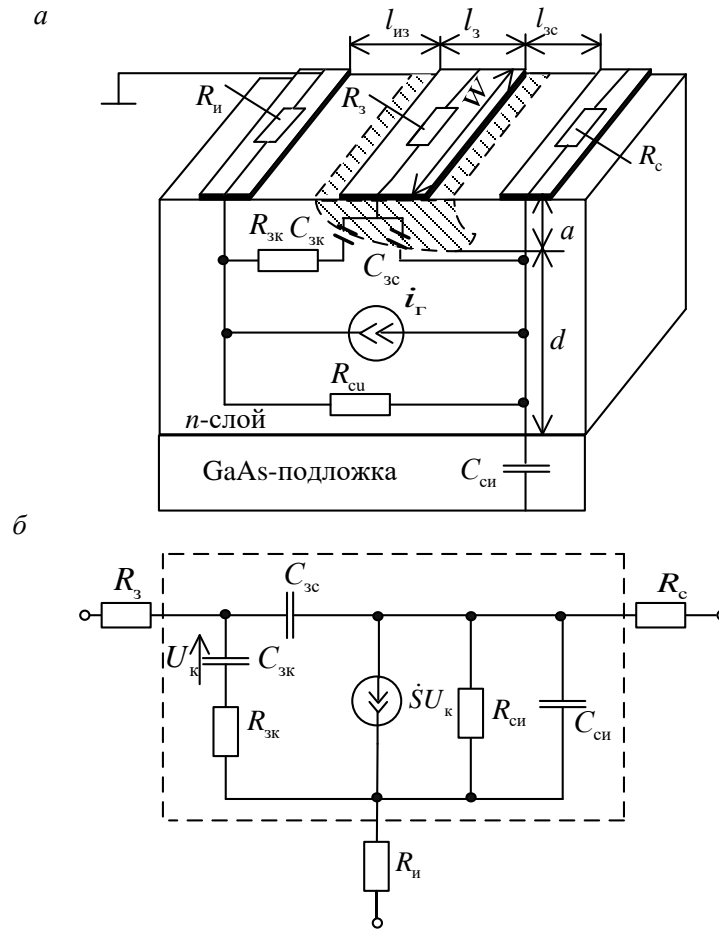


Рис.1.1

Для схемы с общим истоком сопротивлением $R_{и}$ является сопротивление цепи общего электрода и в значительной степени уменьшает коэффициент усиления и ухудшает устойчивость транзистора, в то время как $R_{з} + R_{и}$ приводит к увеличению коэффициента шума.

К элементам корпуса относятся межэлектродные емкости $C_{зк}$, $C_{си}$, $C_{зс}$ и паразитные индуктивности внешних выводов (индекс «0»): затвора $L'_{з0}$, истока $L'_{и0}$ и стока $L'_{с0}$, которые включает индуктивности внутренних соединительных проволочек и внешних выводов. Физическая эквивалентная схема СВЧ ПТШ приведена на рис.1.2.

При использовании ПТШ в усилителях и генераторах СВЧ диапазона важными параметрами, характеризующими предельные возможности прибора, являются: максимальная частота генерации f_{max} , граничная частота f_T и коэффициент однонаправленного усиления U , который определяется через параметры проводимости транзистора по формуле

$$U = \frac{|Y_{21} + Y_{12}|^2}{4(ReY_{11}ReY_{12} - ReY_{12}ReY_{21})}$$

Теоретическая модель полевого транзистора представим в виде П-образной эквивалентной схемы с зависимым источником тока на выходе I_g , управляемым напряжением $U_{зи}$ на емкости $C_{зи}$. Проводимости Y_1 , Y_2 , Y_3 определяется выражением

$$Y_1 = 1/Z_1 = \frac{1}{R_k + 1/j\omega C_{зк}} = \frac{j\omega C_{зк}}{1 + j\omega R_k C_{зк}}$$

Обозначив произведение $C_{зк}R_k = \tau_k$, выражение для Y_1 представим в виде

$$Y_1 = \frac{j\omega C_{зк}}{1 + j\omega\tau_k}.$$

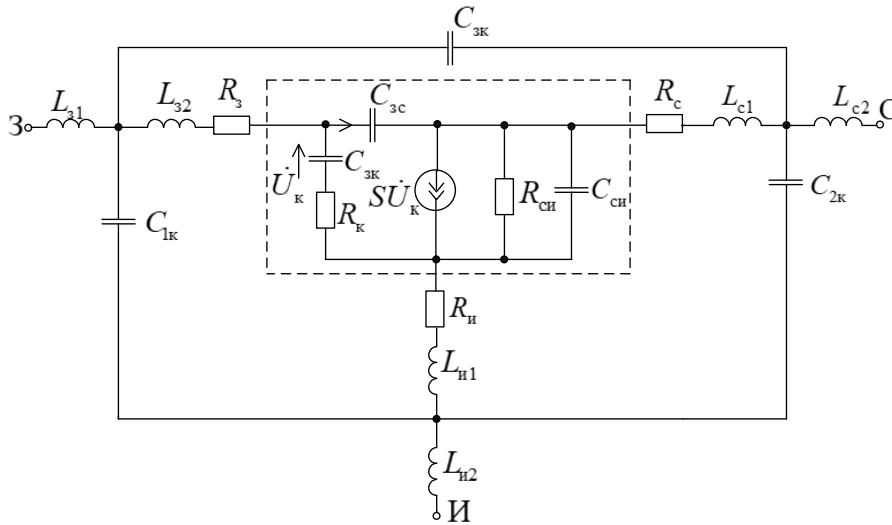


Рис.1.2

$$Y_2 = j\omega C_{сз};$$

$$Y_3 = \frac{1}{R_{сн}} + j\omega C_{сн}.$$

$$i = S \cdot U_{зи}$$

Напряжение на емкости $C_{зи}$ определяется по формуле

$$U_{зи} = U_1 Y_1 \frac{1}{j\omega C_{зи}} = U_1 = \sigma_S U_1$$

Рассмотрим влияние элементов схемы замещения ТМ ПТ на его частотные свойства. Величины $R_{зи}$ и $C_{зи}$ влияют на прямую проводимость (крутизну на высоких частотах). Уменьшение проводимости Y_{21} с ростом частоты принято характеризовать предельной частотой прямой проводимости f_S , на которой крутизна уменьшается по сравнению с низкочастотным значением S_0 в $\sqrt{2}$ раз, т.е. $|Y_{21}| = S_0/\sqrt{2}$.

В реальных приборах емкость $C_{зс}$ составляет (0,1...1) пФ и величиной $j\omega C_{зс}$ в выражении Y_{21} можно пренебречь. следует

$$Y_{21} \cong \frac{\dot{S}}{1 + j\omega R_{зи} C_{зи}} = \frac{\dot{S}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_S}},$$

где $\omega_S = 2\pi f_S = 1/R_{зи} C_{зи}$.

Таким образом, предельная частота прямой проводимости тем выше, чем меньше сопротивление канала $R_{зи}$ и емкость затвор-исток $C_{зи}$. У современных СВЧ транзисторов частота f_S составляет сотни мегагерц – единицы гигагерц.

Следует, однако, иметь ввиду, что большие значения f_S характеризуют предельные возможности полевых транзисторов в условиях короткого замыкания на выходе. На нагрузке выделяется переменное напряжение $U_{сн}$, за счет которого через емкости $C_{сн}$ и $C_{зи}$ протекают токи, что существенно ухудшает усилительные свойства на высоких частотах.

Усилительные свойства ПТ на высоких частотах характеризуется граничной частотой усиления f_T , на которой коэффициент усиления по напряжению

$$k_U = S_0 |Z_{н}|.$$

Произведения коэффициента усиления k_U на полосу усиливаемых частот $\Delta f = 0 \dots f_T$ для ПТ есть величина постоянная и определяется лишь параметрами транзистора

$$k_U \cdot \Delta f = k_U \cdot f_T = \frac{S_0}{2\pi(C_{зв} + C_{си})}.$$

При $k_U = 1$ граничная частота усиления через параметры ПТ определяется выражением

$$f_T = \frac{S_0}{2\pi(C_{зв} + C_{си})}.$$

Ухудшение частотных свойств ПТ на высоких частотах происходит за счет влияния проходной емкости $C_{сз}$, через которое из входной цепи во входную проходит ток, создающий дополнительное падение напряжения на затворе, пропорциональное выходному. При определенных условиях это напряжение может совпасть по фазе с входным напряжением и в приборе возникает самовозбуждение. Во избежание самовозбуждения частота сигнала не должна превышать частоту генерации f_{max} , до которой коэффициент однонаправленного усиления по мощности U , превышает единицу, и возможно самовозбуждение.

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Y_{22}}{\Delta Y} & -\frac{Y_{12}}{\Delta Y} \\ -\frac{Y_{21}}{\Delta Y} & \frac{Y_{11}}{\Delta Y} \end{bmatrix},$$

где $\Delta Y = Y_{11}Y_{22} - Y_{12}Y_{21}$,

Матрицу $[Z^{TM}]$ теоретической модели транзистора, вместе с сопротивлением $Z_{и}$ в цепи истока.

Тогда элементы результирующей матрицы $[Z^2]$ можно записать в виде

$$\begin{aligned} Z_{11}^{(2)} &= Z_{11}^{(TM)} + Z_{и} = \frac{Y_{22}^{(TM)} + \Delta Y^{(TM)} Z_{и}}{\Delta Y^{(TM)}}; \\ Z_{12}^{(2)} &= Z_{12}^{(TM)} + Z_{и} = \frac{Z_{и} \Delta Y^{(TM)} - Y_{12}^{(TM)}}{\Delta Y^{(TM)}}; \\ Z_{21}^{(2)} &= Z_{21}^{(TM)} + Z_{и} = \frac{Z_{и} \Delta Y^{(TM)} - Y_{21}^{(TM)}}{\Delta Y^{(TM)}}; \\ Z_{22}^{(2)} &= Z_{22}^{(TM)} + Z_{и} = \frac{Y_{11}^{(TM)} + \Delta Y^{(TM)} Z_{и}}{\Delta Y^{(TM)}}. \end{aligned}$$

Элементы матрицы сопротивлений эквивалентной схемы полевого транзистора с учетом сопротивлений Z_3 и Z_c определяются выражениями

$$\begin{aligned} Z_{11}^{(3)} &= Z_{11}^{(2)} + Z_3 = \frac{Y_{22}^{(TM)} + \Delta Y^{(TM)} (Z_{и} + Z_3)}{\Delta Y^{(TM)}}; \\ Z_{12}^{(3)} &= Z_{12}^{(2)} = \frac{Z_{и} \Delta Y^{(TM)} - Y_{12}^{(TM)}}{\Delta Y^{(TM)}}; \\ Z_{21}^{(3)} &= Z_{21}^{(2)} = \frac{Z_{и} \Delta Y^{(TM)} - Y_{21}^{(TM)}}{\Delta Y^{(TM)}}; \\ Z_{22}^{(3)} &= Z_{22}^{(2)} + Z_c = \frac{Y_{11}^{(TM)} + \Delta Y^{(TM)} (Z_{и} + Z_c)}{\Delta Y^{(TM)}}, \end{aligned}$$

где $Z_3 = R_3 + j\omega L_3$; $Z_c = R_c + j\omega L_c$.

используя связь между матрицами сопротивлений и проводимостей четырехполюсника

$$[Y] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{Z_{22}}{\Delta Z} & -\frac{Z_{12}}{\Delta Z} \\ -\frac{Z_{21}}{\Delta Z} & \frac{Z_{11}}{\Delta Z} \end{bmatrix}$$

где $\Delta Z = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$,

Запишем матрицу проводимостей схемы ПТ, представленной на рис.1.3

$$\begin{aligned}
Y_{11}^{(3)} &= \frac{Z_{22}^{(3)}}{\Delta Z^{(3)}} = \frac{Y_{11}^{(TM)} + \Delta Y^{(TM)}(Z_{\text{н}} + Z_{\text{с}})}{\Delta Y^{(TM)} \Delta Z^{(3)}}; \\
Y_{12}^{(3)} &= -\frac{Z_{12}^{(3)}}{\Delta Z^{(3)}} = \frac{Y_{12}^{(TM)} - \Delta Y^{(TM)} Z_{\text{н}}}{\Delta Y^{(TM)} \Delta Z^{(3)}}; \\
Y_{21}^{(3)} &= -\frac{Z_{21}^{(3)}}{\Delta Z^{(3)}} = \frac{Y_{21}^{(TM)} - \Delta Y^{(TM)} Z_{\text{н}}}{\Delta Y^{(TM)} \Delta Z^{(3)}}; \\
Y_{22}^{(3)} &= \frac{Z_{11}^{(3)}}{\Delta Z^{(3)}} = \frac{Y_{22}^{(TM)} + \Delta Y^{(TM)}(Z_{\text{н}} + Z_{\text{с}})}{\Delta Y^{(TM)} \Delta Z^{(3)}}.
\end{aligned}$$

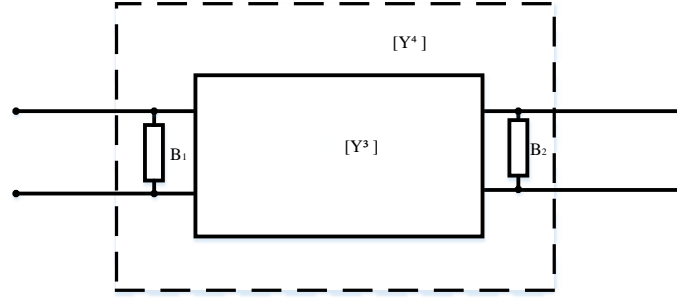


Рис.1.3

где $\Delta Z^{(3)} = Z_{11}^{(3)} Z_{22}^{(3)} - Z_{12}^{(3)} Z_{21}^{(3)}$ – определитель матриц $[Z^{(3)}]$.

Определитель $\Delta Z^{(3)}$ определяется выражением

$$\Delta Z^{(3)} = \frac{1 + Z_{\text{н}}(Y_{11}^{(TM)} + Y_{12}^{(TM)} + Y_{21}^{(TM)} + Y_{22}^{(TM)}) + Y_{11}^{(TM)} Z_{\text{с}} + Y_{22}^{(TM)} Z_{\text{с}} + \Delta Y^{(TM)}(Z_{\text{н}} Z_{\text{с}} + Z_{\text{н}} Z_{\text{с}} + Z_{\text{с}} Z_{\text{с}})}{\Delta Y^{(TM)}}$$

$$\begin{aligned}
Y_{11}^{(3)} &= \frac{Y_{11}^{(TM)} + \Delta Y^{(TM)}(Z_{\text{с}} + Z_{\text{с}})}{D_Z}; \\
Y_{12}^{(3)} &= \frac{Y_{12}^{(TM)} - \Delta Y^{(TM)} Z_{\text{н}}}{D_Z}; \\
Y_{21}^{(3)} &= \frac{Y_{21}^{(TM)} - \Delta Y^{(TM)} Z_{\text{н}}}{D_Z}; \\
Y_{22}^{(3)} &= \frac{Y_{22}^{(TM)} + \Delta Y^{(TM)}(Z_{\text{с}} + Z_{\text{н}})}{D_Z}.
\end{aligned}$$

Элементы матрицы проводимостей эквивалентной схемы ПТ с учетом проводимостей емкостей $B_1 = \omega C_{1к}$ и $B_2 = \omega C_{2к}$, включены параллельно входу и выходу транзистора, можно записать в виде

$$\begin{aligned}
Y_{11}^{(4)} &= Y_{11}^{(3)} + jB_1 = \frac{Y_{11}^{(TM)} + \Delta Y^{(TM)}(Z_{\text{н}} + Z_{\text{с}})}{D_Z} + jB_1, \\
Y_{12}^{(4)} &= Y_{12}^{(3)} = \frac{Y_{12}^{(TM)} - \Delta Y^{(TM)} Z_{\text{н}}}{D_Z}; \\
Y_{21}^{(4)} &= Y_{21}^{(3)} = \frac{Y_{21}^{(TM)} - \Delta Y^{(TM)} Z_{\text{н}}}{D_Z}; \\
Y_{22}^{(4)} &= Y_{22}^{(3)} + jB_2 = \frac{Y_{22}^{(TM)} + \Delta Y^{(TM)}(Z_{\text{н}} + Z_{\text{с}})}{D_Z} + jB_2.
\end{aligned}$$

На последнем этапе анализа учтем влияние емкости $C_{\text{зк}}$, включенной параллельно четырехполюснику, описываемому матрицей $[Y^{(4)}]$, матрица которой (рис.1.4а) записывается в виде

$$[Y_{\text{зк}}] = \begin{bmatrix} jB_3 & -jB_3 \\ -jB_3 & jB_3 \end{bmatrix},$$

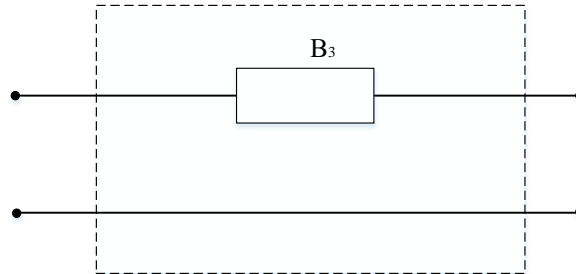
где $B_3 = \omega C_{\text{зк}}$.

Матрица результирующего четырехполюсника $[Y^{(5)}]$ записывается в виде

$$[Y^{(5)}] = \begin{bmatrix} Y_{11}^{(4)} + jB_3 & Y_{12}^{(4)} - jB_3 \\ Y_{21}^{(4)} - jB_3 & Y_{22}^{(4)} + jB_3 \end{bmatrix}.$$

Элементы результирующей матрицы проводимостей $[Y^{(5)}]$ физической эквивалентной схемы полевого транзистора (рис 1.4б) запишем в виде

а)



б)

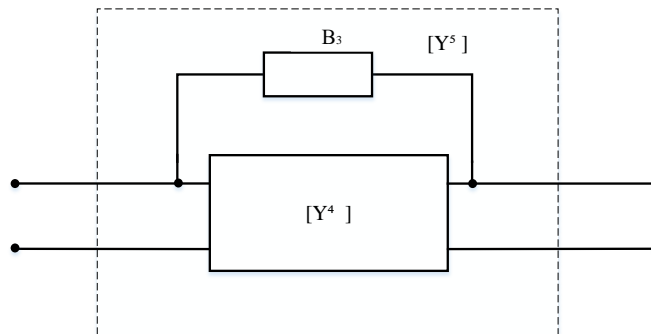


Рис.1.4

$$Y_{11}^{(5)} = \frac{Y_{11}^{(TM)} + \Delta Y^{(TM)}(Z_{и} + Z_c)}{D_Z} + j(B_1 + B_3);$$

$$Y_{12}^{(5)} = \frac{Y_{12}^{(TM)} - \Delta Y^{(TM)}Z_{и}}{D_Z} - jB_3;$$

$$Y_{21}^{(5)} = \frac{Y_{21}^{(TM)} - \Delta Y^{(TM)}Z_{и}}{D_Z} - jB_3;$$

$$Y_{22}^{(5)} = \frac{Y_{22}^{(TM)} + \Delta Y^{(TM)}(Z_{и} + Z_3)}{D_Z} + j(B_2 + B_3).$$

Для учета индуктивностей внешних выводов корпуса преобразуем матрицу проводимостей $[Y^{(5)}]$ в матрицу $[Z^{(5)}]$ в окончательном виде элементы матрицы определяются следующим образом:

$$Z_{11}^{(p)} = Z_{11}^{(5)} + jX_3 + jX_1;$$

$$Z_{12}^{(p)} = Z_{12}^{(5)} + jX_3;$$

$$Z_{21}^{(p)} = Z_{21}^{(5)} + jX_3;$$

$$Z_{22}^{(p)} = Z_{22}^{(5)} + jX_3 + jX_2,$$

где $X_1 = \omega L_{30}$, $X_2 = \omega L_{c0}$, $X_3 = \omega L_{и0}$.

Значения Y -параметров теоретической модели полевого транзистора, можно получить аналитические выражения для Z -параметров ФЭС полевого транзистора. Однако получаемые аналитические выражения оказывается очень громоздким и неудобным для анализа, поэтому, используя этот алгоритм, расчет Z -параметров необходимо выполнять численными методами с использованием ЭВМ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Принцип работы ПТ основан на переносе заряда носителями одного знака, который осуществляется посредством дрейфом, а не диффузии, как в биполярных, что повышает их частотные свойства.

Для расчета усилителей на низких частотах используются статические характеристики и дифференциальные параметры полевых транзисторов. При расчете усилителей на высоких и сверхвысоких частотах целесообразно использовать внешние параметры, которые получают путем измерений или рассчитывают по ФЭС СВЧ транзисторов.

При анализе шумовых свойств ПТ составляющая его эквивалентная шумовая схема, состоящая из двух частей: внутренней и внешней. Внутренняя часть транзистора является его идеализированной теоретической моделью, шумовых свойства которой обусловлены суммарным действием всех шумовых источников. Результат действия отображается двумя взаимно-коррелированными источниками шумового тока, включенными на входе и выходе ТМТ. Во внешней части ФЭС отображаются шумовые генераторы, учитывающие тепловыми шумы.

Для удобства анализ ФЭС СВЧ ПТ представляется в виде собственно транзистора (теоретической модели) и элементов, учитывающих влияние внешних областей полупроводниковой пластины и элементов корпуса.

Аналитические выражения, описывающие физические процессы в теоретической модели ПТ, сравнительно просты и легко поддаются анализу. Аналитические выражения для определения внешних параметров ФЭС ПТ громоздки и неприменимы для анализа. По этой причине анализ полной ФЭС СВЧ ПТ возможно выполнить только численным методом с использованием ЭВМ.

Библиографический список

1. Лыпкань В.Н., Текшев В.Б. Автоматизированное проектирование малощумящих транзисторных усилителей СВЧ. – С-Петербург: СПВВИУС, 1992. – 230с.
2. Шварц Н.З. Усилители СВЧ на полевых транзисторах. – М.: Радио связь, 1987. – 173с.
3. Петров Г.В., Толстой А.И. Линейные балансные СВЧ усилители. – М.: Радио связь, 1983. – 176 с.
4. Данилин В.Н., Кушниренко А.И., Петров Г.В. Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ. – М.: Радио и связь, 1985. – 192 с.