

Шумовые свойства субмикронных гетеробиполярных транзисторов

Проведен анализ источников шума в гетеробиполярных субмикронных транзисторах (ГБСТ) и рассмотрена методика расчета локальных шумовых источников различной физической природы, частотных зависимостей волновых шумовых параметров и коэффициента шума. Приведены зависимости коэффициента шума для ГБСТ, работающего в преобразовательных цепях миллиметрового диапазона длин волн.

The analysis of sources of noise in submicron heterojunction bipolar transistors is carried out and the design procedure local noise sources of the various physical nature, frequency dependences wave noise parameters and factor of noise is considered. As a result, dependences of noise factor for submicron heterojunction bipolar transistors which worked in the converting microwave circuits are obtained.

Введение

Несмотря на высокую технологическую сложность, субмикронные гетеробиполярные транзисторы находят свое применение благодаря уникальным высокочастотным характеристикам. Уступая по минимальному уровню собственных шумов субмикронным транзисторам с барьером Шоттки и гетероструктурным транзисторам, ГБСТ, имеющие граничные частоты усиления более 200 ГГц, незаменимы при передаче высокочастотных импульсных сигналов, например, в оптоволоконных и беспроводных каналах связи миллиметрового диапазона, требующих сверхширокой рабочей полосы пропускания. При этом актуальной становится задача моделирования шумовых характеристик таких транзисторов.

При моделировании малошумящих устройств, как правило, ищется оптимальное соотношение сигнал/шум. В субмикронных структурах в активной области транзистора преобладают сильные поля, что приводит к эффекту «саморазогрева» структуры. Саморазогрев является дополнительной причиной усиления нелинейных эффектов, что связано в большей степени с дрейфом и диффузией горячих электронов и дырок, а также нарастанием процессов генерации-рекомбинации.

Особенностью ГБСТ является появление участка с отрицательной дифференциальной проводимостью на пологом участке вольт-амперной характеристики. В работе [1] обсуждается возможность «компенсации» эффекта саморазогрева путем введения некоторых балластных резисторов (порядка несколько сотен Ом) в области базы и коллектора. Однако, это, как ожидается, может приводить к уменьшению крутизны и коэффициента усиления. Кроме того, при уменьшении таким образом шума в рабочей области транзистора, можно ожидать увеличения шума омических областей.

Для полноценного анализа и оптимизации шумовых и усилительных характеристик транзистора необходимо использовать методику расчета как внутренних локальных источников шума, так и суммарных источников на входе и на выходе транзистора, представленного четырехполюсником. Использование волновой шумовой матрицы τ , элементы которой представляют собой суммарные спектральные плотности мощности шума на входе и на выходе с учетом их корреляционной связи, позволяет при известной матрице рассеяния рассчитать минимальный коэффициент шума и так называемый сопутствующий коэффициент усиления по мощности.

Анализ источников шума ГБСТ

Шумовая схемная ГБСТ модель может быть в общем случае представлена в виде шумовых источников внутренней части транзистора и шумовых источников контактов, которые традиционно

описываются соотношением Найквиста: $\overline{U_n^2} = 4kT_0 \Delta f R$.

Спектральные плотности рассчитываются в предположении переноса электронов базы за счет процессов диффузии и не связаны с инжекцией через гетеропереход. Это предположение действительно, пока механизмы баллистического переноса электронов не преобладают, что, как правило, выполняется для толщин базы более 50 нм. В случае, когда инжекция через гетеропереход преобладает, то спектральные плотности мощности шума существенно другие.

К особенностям описания шумовых источников ГБСТ следует отнести наличие разнородных физических процессов в двух переходах – гетеропереходе и p-n переходе, а также процессов в области базы, которая в субмикронных транзисторах может составлять несколько десятков нанометров, и, как правило, не превышает 200 нм. Использование в эмиттере соединения $Ga_{1-x}Al_xAs$ n-типа в контакте с р-легированной базой (GaAs) создает потенциальный барьер не менее 0,25 эВ, что практически исключает инжекцию дырок в эмиттере даже при высокой степени легирования базы. Это позволяет уменьшить толщину базы без увеличения ее сопротивления, а также снизить опасность смыкания переходов.

Дробовой шум базы в биполярном транзисторе описывается соотношением [3], справедливым на низких частотах для гетеробиполярных транзисторов: $\overline{i_{уб}^2} = 2qI_{\delta}C_{\delta\delta}\Delta f$. Соответствующее соотношение справедливо для коллектора: $\overline{i_{ук}^2} = 2qI_{\kappa}C_{\kappa\kappa}\Delta f$. Коэффициенты $C_{\delta\delta}$ и $C_{\kappa\kappa}$ на низких частотах близки к единице. На высоких частотах шум за счет протекания тока коллектора практически не заметен, в то время как дробовой шумовой ток базы становится заметным в диапазоне частот 1-40 ГГц и существенно возрастает на частотах выше 40 ГГц. Это может быть связано с тем, что на низких частотах электроны инжектируются из эмиттера в базу, где они собираются коллектором и где рекомбинируют. На высоких частотах часть флуктуирующих электронов возвращается на эмиттер до того, как они рекомбинируют или попадут на коллектор. Эти возвращающиеся электроны приводят к повышению тока базы, но мало изменяют шумовой ток коллектора. Как будет показано, частотная зависимость базового шумового тока связана также с корреляцией между базовым и коллекторным шумовыми источниками.

Следует отметить, что в самом общем случае необходимо учитывать также фликкер-шум (1/f): $\overline{i_{убф}^2} = K_F R_{\delta\delta} I_{\delta}^2 / f$ и взрывной шум (шум, имеющий спектр Лоренца): $\overline{i_{уб\epsilon}^2} = K_{\epsilon} R_{\delta\delta}^2 I_{\delta}^2 \tau / [1 + (\omega\tau)^2]$. Здесь коэффициент K_F пропорционален скорости рекомбинации в приконтактном слое базы, K_{ϵ} - лоренцовый коэффициент зависящий от времени жизни τ свободных носителей на ловушках (центрах захвата): $\tau = (\tau_0 / T^2) \exp(E_a / kT)$, где τ_0 - константа, E_a - энергия активации ловушечных состояний. При этом время жизни τ и лоренцевый спектр являются сильно зависимыми от температуры кристаллической решетки.

Принято считать, что фликкер-шум доминирует на низких частотах, взрывной шум – на средних, а дробовой на высоких. При анализе шума на СВЧ фликкер-шумом можно пренебречь. В настоящее время не существует единого физического механизма взрывного шума при прямых и обратных смещениях *p-n*-перехода. Однако, некоторые экспериментальные данные свидетельствуют о случайных процессах в приповерхностном слое канала. При этом энергия активации при обратных смещениях перехода оценивается как близкая к 0.8 эВ. Учитывая современную конструкцию ГБСТ, когда свободная граница между контактами сведена к минимуму, а также типичную длительность импульса взрывного шума, которая составляет более 100 нс, можно предположить, что данная составляющая шума в СВЧ диапазоне практически не проявляется. Однако, захват носителей на ловушки и изменение вследствие этого энергетических зон в приповерхностном слое может приводить к дополнительному разогреву носителей в области канала из-за его сужения и может изменять сопротивление межконтактных областей и приводить к увеличению теплового шума пассивных областей транзистора.

Одной из наиболее существенных составляющих шума в ГБСТ является дробовой шум, соотношения для которого в области базы и коллектора с учетом приведенных выше рассуждений запишутся, соответственно, для базы [2]:

$$\overline{i_{уб}^2} = 2qI_{\delta}\Delta f \left| \frac{C_{\delta}}{C_{\delta 0}} \right|^2 - 2qI_{\kappa}\Delta f \left| \frac{C_{\kappa} n_{\delta}}{C_{\kappa 0} n_{\kappa}} \right| - 2qI_{\delta}\Delta f \left| \frac{C_{\delta}}{C_{\delta 0}} - 1 \right|^2 + 2qI_{\kappa}\Delta f \left| \frac{C_{\kappa} n_{\delta}}{C_{\kappa 0} n_{\kappa}} e^{-j\omega\tau_{\kappa}} - 1 \right|^2,$$

где $\tau_{\kappa} = x_{\kappa} / (2v_{нас})$ - время запаздывания фазы тока коллектора, x_{κ} - толщина коллектора, $v_{нас}$ - скорость насыщения носителей, и для коллектора: $\overline{i_{ук}^2} = 2qI_{\kappa}\Delta f$, а $n_{\delta} = \beta n_{\kappa} + n_{\delta} / (1 + \beta)$, где β - коэффициент передачи тока. Коэффициенты C_{δ} и C_{κ} определяются по формулам: $C_{\delta} = \gamma x_{\delta} / th(\gamma x_{\delta})$ и $C_{\kappa} = \gamma x_{\delta} / sh(\gamma x_{\delta})$, при этом на постоянном токе ($\omega = 0$) эти коэффициенты принимают значения соответственно $C_{\delta 0}$ и $C_{\kappa 0}$. Постоянная распространения в базе определится как:

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{D_n \tau_n}} \sqrt{1 + j\omega\tau_n},$$

где D_n - коэффициент диффузии, τ_n - время жизни электронов в базе. Следует заметить, что «диффузионный» механизм описания шума в базе справедлив, когда время свободного пробега носителей в базе меньше толщины базы. При уменьшении толщины базы и возможном баллистическом движении горячих носителей изменяются механизмы протекания тока и усиливается высокочастотная составляющая шума. Шумовые токи базы и коллектора имеют корреляционную связь, которая описывается соотношением:

$$\overline{i_{шб}^* i_{шк}} = 2qI_{\kappa} \left(\frac{C_{\kappa} n_{\kappa}}{C_{\kappa 0} n_{\kappa}} e^{-j\omega \tau_{\kappa}} - 1 \right).$$

В слабых полях коэффициент диффузии описывается соотношением Эйнштейна: $D = \mu kT / e$. Низкополевое значение подвижности, учитывающее только температуру кристаллической решетки, а также уровни донорной N_D и акцепторной N_A примесей может быть найдено по формуле [3]:

$$\mu = \frac{7200(300/T)^{2.3}}{[1 + 5.51 \times 10^{-7} (N_D + N_A)]^{0.233}}.$$

В случае сильного разогрева носителей необходимо учитывать зависимость подвижности электронов и дырок от напряженности электрического поля, которые определяются по аппроксимирующим функциям в приближении времени релаксации, соответственно, для дырок:

$$\mu_p(T, N_D + N_A, |E|) = \frac{380(300/T)^{2.7}}{[1 + 3.17 \times 10^{-7} (N_D + N_A)]^{0.266} (1 + |E|/1.95 \times 10^4)} [cm^2 / V \cdot c]$$

и электронов:

$$\mu_n(T, N_D + N_A, |E|) = \frac{\mu(T, N_D + N_A) + v_{sat} |E|^3 / E_C^4}{(1 + |E| / E_C)^4} [cm^2 / V \cdot c].$$

Скорость насыщения определится как: $v_{sat} = (1.28 - 0.0015 \times T) \times 10^7 [cm/c]$, а критическое значение напряженности электрического поля: $E_C = (5.4 - T/215) [kB/cm]$. При этом подвижность электронов в $Al_x Ga_{2x-1} As$ рассчитана как усредненная по Γ - и X -долинам. Подвижность дырок может быть также определена при следующем соотношении времен релаксации по импульсу и эффективных масс для различных материалов: $\mu_p(Al_x Ga_{1-x} As) = \mu_p(GaAs) [m_{p,GaAs}^* / m_{p,AlGaAs}^* [\tau_{p,AlGaAs} / \tau_{p,GaAs}]]$. В рассматриваемой шумовой модели возможно использование некоторых усредненных значений коэффициента диффузии, определенных для средних значений электрического поля в зависимости от положения рабочей точки на вольт-амперных характеристиках.

Шумовая схемная модель ГСБТ

Получение минимального коэффициента шума ГСБТ связано с обеспечением ряда необходимых факторов. К таким факторам следует отнести оптимальный выбор конструкции и топологии транзистора, его электрического режима, а также обеспечение оптимального режима согласования.

Анализируемая шумовая модель ГСБТ представлена на рис.1. Переход база-эмиттер моделируется RC-цепочкой $R_{\delta\delta}$ и $C_{\delta\delta}$, которая описывает параметры модельного диода база-эмиттер, а также соответствующими шумовыми источниками. При этом емкость представляет собой сумму диффузионной емкости и емкости прямосмещенного перехода. Напряжение база-эмиттер является управляющим для тока коллектора, который моделируется источником тока, управляемым напряжением (ИТУН) с управляющим параметром: $g_m = g_{m0} \exp(j\omega \tau_{\kappa})$. Параметры второго диода заданы RC-цепочкой $R_{\delta\kappa}$ и $C_{\delta\kappa}$. Активная область транзистора моделируется также выходным сопротивлением R_0 и шумовым источником $i_{шк}$.

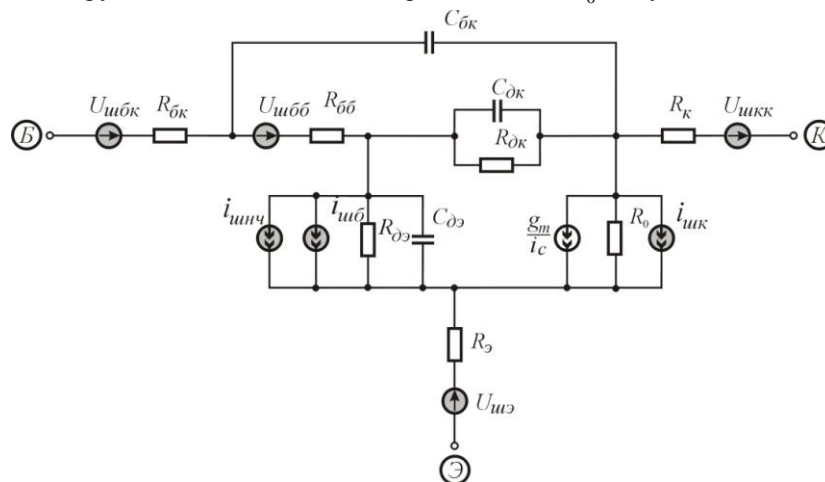


Рис.1

В работе [4] приводится анализ шумовых характеристик типичных структур $Al_xGa_{2x-1}As$ ГСБТ для различных конструкций эмиттера, включающих от 1 до 5 секций. Показано, что при увеличении уровня тока базы минимальный коэффициент шума возрастает во всем диапазоне частот. При этом частотная зависимость коэффициента шума тем существеннее, чем больше ток базы. Упрощенная шумовая модель транзистора приведена в работе [5]. Рассчитан минимальный коэффициент шума для диапазона частот 1-20 ГГц, изменяющийся в пределах от 2 до 3дБ для транзистора с размерами эмиттера $2 \times 20 \text{ мкм}^2$, коэффициентом передачи тока $\beta = 50$, временем запаздывания 3,5 пс и значениями малосигнальных параметров и сопротивлений контактов, изменяющихся в пределах от 2 до 14 Ом при токе коллектора 15 мА. По схемной модели рис.1, описывающей подобную структуру и дополненной внешними согласующими индуктивными компонентами для получения минимального значения коэффициента шума, в соответствии с рассмотренным ниже алгоритмом рассчитаны частотные усилительные и шумовые характеристики.

Методика расчета минимального коэффициента шума линейной цепи связана с пересчетом локальных шумовых источников ко входу и выходу четырехполюсника при использовании принципа суперпозиции для линейных цепей, при этом суммарные шумовые токи на входе и на выходе четырехполюсника запишутся:

$$\begin{aligned} I_{и\epsilon\kappa} &= i'_{и\epsilon\kappa} + i'_{и\epsilon\delta} + i'_{и\epsilon\kappa} + i'_{и\epsilon\delta} + i'_{и\epsilon\eta} + i'_{и\epsilon\kappa} + i'_{и\epsilon\delta} \\ I_{и\epsilon\delta\kappa} &= i''_{и\epsilon\delta\kappa} + i''_{и\epsilon\delta\delta} + i''_{и\epsilon\delta\kappa} + i''_{и\epsilon\delta\delta} + i''_{и\epsilon\delta\eta} + i''_{и\epsilon\delta\kappa} + i''_{и\epsilon\delta\delta} \end{aligned}$$

После пересчета локальных шумовых источников на вход и на выход четырехполюсник считается шумящим, а дополнительные суммарные источники могут быть учтены в уравнениях четырехполюсника в виде:

$$\begin{aligned} i_{\epsilon\kappa} &= y_{11}U_{\epsilon\kappa} + y_{12}U_{\epsilon\delta\kappa} + I_{и\epsilon\kappa} \\ i_{\epsilon\delta\kappa} &= y_{21}U_{\epsilon\kappa} + y_{22}U_{\epsilon\delta\kappa} + I_{и\epsilon\delta\kappa} \end{aligned}$$

где $[y]$ – матрица проводимости четырехполюсника.

Схемная модель для анализа усилительных и шумовых характеристик ГСБТ представлена на рис.2.

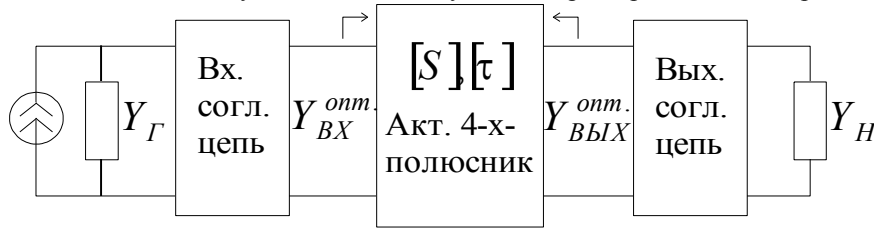


Рис. 2

При заданных значениях нагрузок расчет волновых шумовых параметров (τ - матрицы) можно провести по формулам:

$$\tau_{11} = \frac{I_{и\epsilon\kappa} \cdot I_{и\epsilon\delta\kappa}^*}{4kT\Delta f R_0 Y_G^2}; \quad \tau_{22} = \frac{I_{и\epsilon\delta\kappa} \cdot I_{и\epsilon\delta\kappa}^*}{4kT\Delta f R_0 Y_H^2}; \quad \tau_{12} = \frac{I_{и\epsilon\kappa} \cdot I_{и\epsilon\delta\kappa}^*}{4kT\Delta f R_0 Y_G Y_H}; \quad \tau_{21} = \tau_{12}^*$$

Здесь $R_0 = 50 \text{ Ом}$ сопротивление стандартной линии передачи. Расчет матрицы рассеяния по матрице проводимости связан с соотношением: $[S] = ([1] - [y])([1] + [y])^{-1}$. В предположении большого усиления ($S_{12} \ll S_{21}$), когда шумами нагрузки можно пренебречь, минимальный коэффициент шума запишется [6]:

$$F_{\text{мин}} = 1 + \frac{\tau_{22} - b + \sqrt{(\tau_{22} + b)^2 - 4|c|^2}}{2|S_{21}|^2},$$

$$\text{где } b = \tau_{11} \cdot |S_{21}|^2 - 2 \operatorname{Re}(\tau_{12} \cdot S_{21} \cdot S_{11}^*), \quad c = \tau_{22} \cdot S_{11} - \tau_{12} \cdot S_{21}.$$

Для найденных значений оптимальных нагрузок $Y_{\epsilon\kappa}^{opt}$, $Y_{\epsilon\delta\kappa}^{opt}$, обеспечивающих согласование для достижения минимального коэффициента шума, выражение для сопутствующего коэффициента усиления по мощности запишется:

$$K_P = \frac{4|y_{21}|^2 \operatorname{Re}Y_{\epsilon\kappa} \cdot \operatorname{Re}Y_{\epsilon\delta\kappa}}{|(y_{11} + Y_{\epsilon\kappa})(y_{22} + Y_{\epsilon\delta\kappa}) - y_{21} \cdot y_{12}|^2}.$$

Расчет ГБСТ с размерами эмиттера $2 \times 8 \text{ мкм}^2$ по рассматриваемой в данной работе схемной модели проведен в рабочей точке при токе коллектора 8 мА и напряжении коллектор-эмиттер 2В, а также следующих схемных параметрах: $R_{\text{ок}}=30 \text{ кОм}$, $R_{\text{об}}=25 \text{ Ом}$, $R_{\text{э}}=4 \text{ Ом}$, $R_{\text{к}}=5 \text{ Ом}$, $R_{\text{доэ}}=50 \text{ Ом}$, $R_0=8 \text{ кОм}$, $C_{\text{доэ}}=300 \text{ фФ}$, $C_{\text{ок}}=6 \text{ фФ}$, $C_{\text{ок}}=10 \text{ фФ}$, $g_m=200 \text{ мС}$, $\beta=50$.

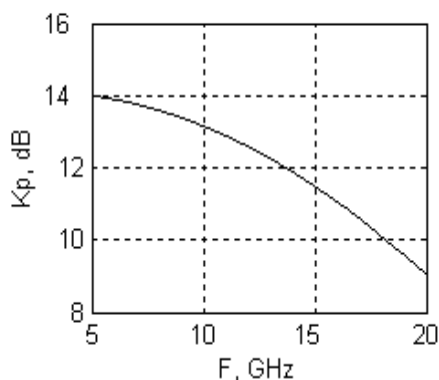


Рис.3

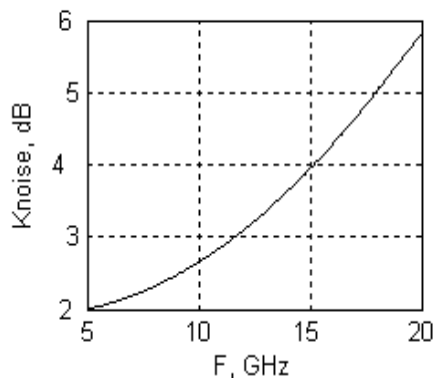


Рис.4

Результаты расчета частотных характеристик коэффициентов передачи по мощности и минимального коэффициента шума приведены, соответственно, на рисунках 3 и 4. Заметная неравномерность характеристик связана как с подбором параметров схемной модели транзистора, так и внешних согласующих цепей. Сравнение результатов приведенного расчета с результатами расчета и экспериментальными данными для подобных транзисторных структур [5] позволяет сделать вывод об удовлетворительной функциональной зависимости высокочастотных характеристик. Одним из путей уточнения модели является более строгий учет эффектов саморазогрева и баллистических эффектов при малых значениях толщины базы (менее 100 нм).

Выводы

Рассмотрены источники и проведен анализ составляющих шума в субмикронных гетеробиполярных транзисторах для широкого диапазона частот. Предложены алгоритмы расчета частотных шумовых характеристик ГБСТ, которые позволяют моделировать выходные характеристики в миллиметровом диапазоне длин волн, что актуально при проектировании сверхбыстродействующих и сверхширокополосных преобразовательных устройств. Предложенные модели не требуют заметных вычислительных затрат и пригодны для применения в САПР маломощных устройств СВЧ и КВЧ диапазона.

Литература

1. Y. Zhu, J.K. Twynam, M. Yagura. Self-heating effect compensation in HBTs and its analysis and simulation // IEEE Transactions on electron devices. – 2001.-vol.48.-№11.-P. 2640–2645.
2. Huber A., Huber D., Bergamaschi C., Morf T., Jackel H. Noise model of InP-InGaAs SHBT's for RF circuit design // IEEE Transactions on microwave theory and techniques. – 2002.-vol.50.-№7.-P.1675-1682.
3. L.L.Liou, J.L.Ebel, C.I.Huang. Thermal effects on the characteristics of AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistors using two-dimensional numerical simulation // IEEE Transactions on electron devices. – 1993.-vol.40.-№1.-P.35–43.
4. J.J.Liou, T.J.Jenkins, L.L.Liou, R.Neidhard, D.W.Barlage, R.Fich, J.P.Barrette, M.Mack, C.A.Bozada, H.Y.Lee, R.W.Dettmer, J.S.Sewell. Bias, Frequency and Area Dependencies of High Frequency Noise in AlGaAs/GaAs HBT's // IEEE Transactions on electron devices. – 1996.-v.43.-№1.-P. 116–122.
5. M.R.Rudolph, R.Doerner, L.Klapproth, P.Heymann. An HBT Noise Model Valid Up to Transit Frequency. // IEEE Electron devices letters. – 1999.-v.20.-№1.-P. 24–26.
6. Щепеткин Ф.В., Данич Ю. С. Шумовые свойства транзисторного усилителя дециметрового диапазона // Электросвязь.-1973.-N2-С.60-64.