

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МАЛОШУМЯЩИХ ВХОДНЫХ УСТРОЙСТВ В ПРИЕМНИКАХ СВЧ

З. Н. Музыка, А. И. Чумаков

Харьков

Максимальная дальность радиосвязи, являющаяся одним из основных качественных показателей радиолинии, определяется наряду с некоторыми другими факторами чувствительностью

радиоприемного устройства. Повышение чувствительности современных радиоприемных устройств ограничивается определенным уровнем помех и шумов в радиоприемной аппаратуре.

Если от различного рода помех можно избавиться определенными методами, то в самых благоприятных условиях от помехи «белый шум» избавиться не удастся.

Обстоятельства диктуют необходимость в поиске путей совершенствования радиоприемных устройств и в первую очередь повышения требуемого значения отношения сигнал/шум на выходе радиоприемного устройства. Особенно это необходимо в диапазоне СВЧ, где чувствительность радиоприемника ограничивается почти исключительно внутренними шумами.

Бурное развитие радиоэлектроники в последнее десятилетие привело к разработке целого ряда полупроводниковых приборов. Широкое распространение получили транзисторы, которые в большинстве радиосхем благодаря своим малым габаритам и весу, экономичности и устойчивости к механическим воздействиям заменили обычные электронные лампы. В настоящее время имеются достаточно хорошо разработанная теория и методы инженерных расчетов радиоаппаратуры на полупроводниках [1, 2, 3].

Однако биполярные транзисторы по ряду параметров значительно уступают электронным лампам. В связи с этим наряду с совершенствованием технологии изготовления обычных (биполярных) транзисторов, улучшением их усилительных свойств, расширением диапазона рабочих частот и мощностей ведется разработка новых полупроводниковых приборов.

Один из таких приборов — полевой транзистор. Использование его вместо ламп, которые он напоминает, и биполярных транзисторов позволяет не только упростить электронные схемы, повысить надежность, уменьшить вес и габариты, но и создать схемы, реализация которых на других активных приборах затруднена.

В отличие от биполярных транзисторов работа полевых приборов основана на движении основных носителей в полупроводнике, управление током в выходной цепи осуществляется управляющим напряжением, поэтому их усилительные свойства характеризуются крутизной. Они обладают высоким входным сопротивлением, малым уровнем шумов, достаточно высокой термостабильностью и радиационной стойкостью.

Внутренние шумы в радиоприемном устройстве создаются всеми каскадами, однако при расчете коэффициента шума приемника достаточно учитывать шумы первых одного-двух каскадов, так как шумы последующих каскадов добавляются уже к усиленным шумам и существенно изменить их не могут. Это видно из соотношения для коэффициента шума радиоприемного устройства:

$$\text{Ш} = \frac{\text{Ш}_{\text{увч}}}{K_{\text{рпч}}^0} + \frac{\text{Ш}_{\text{см}} - 1}{K_{\text{рпч}}^0 K_{\text{рувч}}^0} + \frac{\text{Ш}_{\text{упч}} - 1}{K_{\text{рпч}}^0 K_{\text{рувч}}^0 K_{\text{рсм}}^0}, \dots, \quad (1)$$

где K_{pi}^0 — коэффициент передачи по номинальной мощности i -го каскада радиоприемника.

За последние годы разработаны и успешно внедряются в радиотехническую СВЧ аппаратуру высокочастотные биполярные транзисторы, туннельные, параметрические и переключающие диоды.

Расчеты и экспериментальные исследования показывают, что входные устройства приемников на полупроводниках обеспечивают чувствительность, которая выше чувствительности приемных устройств на электровакуумных приборах.

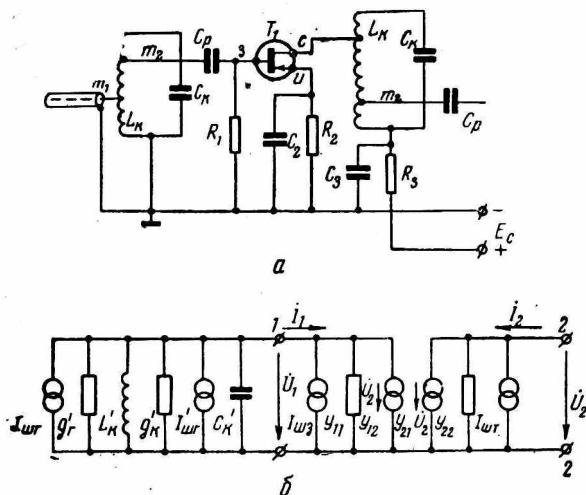


Рис. 1.

Выпускаемые нашей промышленностью полевые транзисторы (2П-301А, А534Б, ТН12М) благодаря низкому уровню шумов и низкому уровню перекрестной модуляции целесообразно применять во входных каскадах усилителей высокой частоты приемников до частот (500—600) Мгц.

Как показывают расчет и анализ схем УВЧ на полевых транзисторах, наименьшим коэффициентом шума Ш обладает транзисторный УВЧ, собранный по схеме с общим истоком. Общее выражение коэффициента шума транзисторного УВЧ с общим истоком (рис. 1) имеет вид

$$\text{Ш} = 1 + \frac{g'_k + g_c}{g'_r} + \frac{g_{21н}}{g'_r} \frac{|(g'_r + g'_k + g_{11})^2 + (b'_r + b'_k + b_{11})^2|}{|y_{21}|^2}, \quad (2)$$

где g_k — пересчитанная к полюсам 1—1' активная проводимость контура;

g_r — активная проводимость генератора сигнала;

$g_{21н}$ — проводимость прямой передачи на участке насыщения;

g_c — проводимость емкостей связи, равная величине $\frac{0,12\omega^2 C_{11}^2}{g_{21н}}$ [5]

$$g'_r = \frac{m_1^2}{m_2^2} g_r; g'_k = \frac{1}{m_2^2} g_k; m_1 = \frac{U_r}{U_k}; m_2 = \frac{U_1}{U_2}. \quad (3)$$

В выражении (2) предполагается, что шумовая температура генератора сигнала, контура и транзистора равны комнатной температуре.

Путем настройки входного контура усилителя в резонанс с частотой усиливаемого сигнала можно добиться компенсации реактивных проводимостей в (2) и, следовательно, добиться уменьшения коэффициента шума:

$$b'_r + b'_k + b_{11} = 0. \quad (4)$$

Выражение (2) можно также представить следующим образом:

$$\mathcal{W}_0 = 1 + \frac{g'_k + g_c}{g'_r} + \frac{R_{ш}}{g'_r} (g'_r + g'_k + g_{11})^2, \quad (5)$$

где $R_{ш} = \frac{g_{21н}}{|Y_{21}|^2}$ — шумовое сопротивление транзистора.

Из соотношения (5) видно, что коэффициент шума УВЧ зависит от частоты (g_c , g_{11} , $|Y_{21}| = \varphi(f)$) исходного рабочего режима, типа транзистора и режима согласования на входе усилителя (m_1 и m_2).

В резонансных усилителях наиболее часто используются три режима работы: режим согласования, режим оптимального согласования и режим оптимального рассогласования [4].

В режиме согласования ($g'_r = g'_k + g_{11}$) обеспечивается наибольшее напряжение на входе транзистора и режим бегущей волны в фидере. Обеспечивается режим согласования выбором коэффициентов трансформации: $m_1 < 1$ и $m_2 \leq 1$.

Полагая в (5) коэффициент трансформации $m_2 = 1$, получаем выражение для коэффициента шума резонансного усилителя с общим истоком в режиме согласования:

$$\mathcal{W}_c = 1 + \frac{g_k + g_c}{g_k + g_{11}} + 4R_{ш} (g_k + g_{11}). \quad (6)$$

На частотах до $f = 100$ Мгц проводимость $g_k \gg g_{11}$, при этом выражение (6) в режиме согласования примет сравнительно простой вид:

$$\mathcal{W}_c = 2 + \frac{g_c}{g_k} + 4R_{ш} g_k. \quad (7)$$

Из выражения (6) видно, что коэффициент шума имеет довольно сложную зависимость от проводимости контура g_k . Очевидно, в общем случае есть возможность путем выбора оптимального зна-

чения проводимости контура получить минимальное значение коэффициента шума, сохранив при этом режим согласования на входе усилителя. Такой режим работы называется режимом оптимального согласования.

Оптимальное значение проводимости $g_{к\text{ опт}}$ определяется из условия равенства нулю частной производной $\frac{d\Pi_c}{dg'_k}$ выражения (5):

$$g_{к\text{ опт}} = \sqrt{\frac{g_c - g_{11}}{4R_{ш}}} - g_{11}. \quad (8)$$

Минимальное значение коэффициента шума усилителя при этом

$$\Pi_{ос\text{ мин}} = 2 + 4\sqrt{R_{ш}(g_c - g_{11})} \quad (9)$$

Коэффициенты трансформации m_1 и m_2 в режиме оптимального согласования находим из соотношений:

$$m_{1с\text{ опт}}^2 = \frac{g_k + m_{2с\text{ опт}}^2 g_{11}}{g_{11}}; \quad (10)$$

$$m_{2с\text{ опт}}^2 = \frac{g_k}{\sqrt{\frac{g_c - g_{11}}{4R_{ш}}} - g_{11}}; \quad (11)$$

$$g_{к\text{ опт}} = m_2^2 \left(\sqrt{\frac{g_c - g_{11}}{4R_{ш}}} - g_{11} \right). \quad (12)$$

Коэффициент шума каскада может быть сведен к минимуму применением режима оптимального рассогласования посредством подбора связи входной цепи прибора с источником сигнала, т. е. изменением величины $g'_г$.

Взяв производную $\frac{d\Pi_c}{dg'_г}$ от выражения (5) и приравняв ее нулю, получим величину $g'_{г\text{ опт}}$, обеспечивающую минимум коэффициента шума:

$$g'_{г\text{ опт}} = (g'_k + g_{11}) \sqrt{1 + \frac{g'_k + g_c}{R_{ш}(g'_k + g_{11})^2}}. \quad (13)$$

Выражение для минимального коэффициента шума каскада в режиме оптимального рассогласования примет вид

$$\Pi_{мин} = 1 + 2R_{ш}(g'_k + g_{11}) \left[1 + \sqrt{1 + \frac{g'_k + g_c}{R_{ш}(g'_k + g_{11})^2}} \right]. \quad (14)$$

Анализ выражений (6) и (14) показывает, что коэффициент шума резонансного усилителя СВЧ в режиме согласования и в режиме оптимального рассогласования уменьшаются с уменьшением проводимости входного контура g'_k , которую можно уменьшать

как в режиме согласования путем увеличения коэффициента трансформации m_2 до единицы, так и в режиме оптимального рассогласования, увеличивая одновременно m_1 так, чтобы проводимость источника $g_{г\text{ опт}}$ удовлетворяла условию

$$g_{п} \geq g_{г\text{ опт}}. \quad (15)$$

Приняв коэффициент трансформации $m_2 = 1$, получим минимальное значение коэффициента шума в режиме оптимального рассогласования:

$$\mathbb{Ш}_{\text{мин}} = 1 + 2R_{ш}(g_{к} + g_{11}) \left[1 + \sqrt{1 + \frac{g_{к} + g_{с}}{R_{ш}(g_{к} + g_{11})^2}} \right]. \quad (16)$$

При этом оптимальное значение проводимости источника сигнала определяется выражением

$$g'_{г\text{ опт}} = (g_{к} + g_{11}) \sqrt{1 + \frac{g_{к} + g_{с}}{R_{ш}(g_{к} + g_{11})^2}}. \quad (17)$$

Из выражения (17) определяется оптимальное значение коэффициента трансформации $m_{1\text{ опт}}$:

$$m_{1\text{ опт}}^2 = \frac{g_{к} + g_{11}}{g_{г}} \sqrt{1 + \frac{g_{к} + g_{с}}{R_{ш}(g_{к} + g_{11})^2}}. \quad (18)$$

В тех случаях, когда значение проводимости источника сигнала $g_{г}$ меньше оптимального значения проводимости $g'_{г\text{ опт}}$, выбирают коэффициент трансформации m_1 равным единице, а оптимальное значение проводимости источника сигнала $g'_{г\text{ опт}}$ обеспечивается путем выбора коэффициента трансформации m_2 . В этом случае выражение для коэффициента трансформации m_2 равно

$$m_{2\text{ опт}}^2 = \sqrt{\frac{R_{ш}(g_{г} + g_{к})^2}{g_{с} + R_{ш}g_{11}^2}}, \quad (19)$$

а выражение для минимального значения коэффициента шума в режиме оптимального рассогласования при невыполнении условия (15) примет вид

$$\mathbb{Ш}_{\text{мин}} = 1 + \frac{g_{к}}{g_{г}} + 2R_{ш}g_{11} \frac{g_{г} + g_{к}}{g_{г}} \left[1 + \sqrt{1 + \frac{g_{с}}{R_{ш}g_{11}^2}} \right]. \quad (20)$$

Таким образом, коэффициент шума резонансного усилителя с общим истоком в режиме оптимального рассогласования во всех случаях можно вычислить по формулам (16) и (20).

Расчет коэффициента шума резонансного усилителя в рассмотренных режимах сведен в таблицу, по данным которой построены графики зависимостей (рис. 2) $\mathbb{Ш}_{с} = \varphi_1(f)$; $\mathbb{Ш}_{ос\text{ мин}} = \varphi_2(f)$ и $\mathbb{Ш}_{\text{мин}} = \varphi_3(f)$.

$f, \text{ МГц}$	1	10	30	100	150	200	250	300	400
$\text{Ш}_{\text{с, раз}}$	2,2	2,2	2,4	3,94	4,87	5,72	6,67	7,7	9,3
$\text{Ш}_{\text{ос. мин}}$	2,01	2,13	2,38	3,29	3,86	4,45	5,11	5,7	7,06
$\text{Ш}_{\text{мин}}$	1,56	1,58	1,6	1,94	2,3	2,67	3,00	3,44	4,2

На этом же рисунке для сравнения построена зависимость $\text{Ш}_{\text{мин}} = \varphi_4(f)$ биполярного транзистора 1Т313А.

Анализ приведенных зависимостей показывает, что во всем диапазоне частот $\text{Ш}_{\text{мин}}$ значительно меньше $\text{Ш}_{\text{ос. мин}}$ и $\text{Ш}_{\text{с}}$.

Поэтому в резонансном усилителе СВЧ целесообразно применять режим оптимального рассогласования с целью получения минимума коэффициента шума.

Коэффициент шума резонансного усилителя СВЧ на полевом транзисторе (2П301А) значительно меньше (на 50—100 %) коэффициента шума высокочастотных биполярных транзисторов (П411, 1Т313А) до частот (50—100) МГц. На частотах от 100 МГц и выше коэффициент шума резонансного усилителя, собранного на транзисторе 1Т313А, на (400—800) % выше коэффициента шума усилителя СВЧ, собранного на полевом транзисторе 2П301А, поэтому очевидна целесообразность применения полевых транзисторов во входных каскадах радиоприемных устройств с целью увеличения их чувствительности.

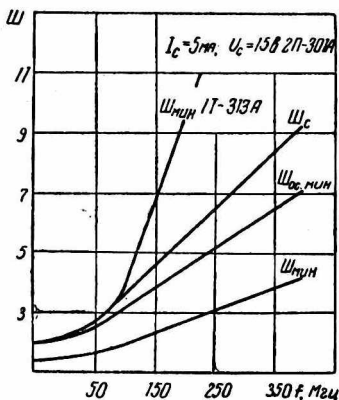


Рис. 2.

ЛИТЕРАТУРА

1. С. М. Герасимов, И. Н. Мигулин, В. Н. Яковлев. Основы теории и расчета транзисторных схем. Изд-во «Советское радио», 1963. 664 с.
2. С. Е. Фалькович, З. Н. Музыка. Чувствительность радиоприемных устройств с транзисторными усилителями. Изд-во «Энергия», 1970. 128 с.
3. Н. А. Смогилев. Радиоприемники СВЧ. Воениздат, 1967. 556 с.
4. А. А. Куликовский. Линейные каскады радиоприемников. Госэнергоиздат, 1958. 352 с.
5. Полевые транзисторы. Перевод с английского под редакцией С. А. Майорова. Изд-во «Советское радио», 1971. 374 с.