

УДК 621.314.14

## О ЛИНЕЙНОМ ПРИЕМНИКЕ СУБМИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

А. М. Белянцев, В. Н. Генкин

Обсуждается возможность создания линейного малоинерционного приемника (или преобразователя частоты) субмиллиметрового диапазона волн на однородном полупроводнике типа InSb

В последнее время проявляется большой интерес к различным объемным нелинейным эффектам в полупроводниках, которые могут быть использованы при разработке полупроводниковых приемников электромагнитного излучения миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн. В частности, эффект изменения подвижности электронов из-за разогрева под действием высокочастотного поля (кубичная нелинейность) широко используется в объемных детекторах на InSb (см., например, [1]). Полупроводниковые детекторы такого типа работают при гелиевых температурах в присутствии постоянного электрического поля. Обсуждается также возможность использования кубичной зависимости тока от электромагнитного поля в полупроводнике InSb  $n$  типа, находящемся в постоянном электрическом поле, для создания гетеродинных приемников субмиллиметрового излучения [2, 3]. Ниже обсуждается еще одна возможность создания на базе объемного полупроводника типа InSb малоинерционного линейного приемника субмиллиметрового диапазона.

Поскольку «вольт-амперная» характеристика объемного полупроводника содержит кубичный член по полю, то отклик на низкой (промежуточной) частоте, пропорциональный высокочастотному сигналу, можно получить, если частота гетеродина (генератора накачки) будет примерно в два раза ниже частоты сигнала.

Для иллюстрации сказанного тока  $\mathbf{j}$  в полупроводнике представим в виде ряда по полям  $\mathbf{E}_k \sin(\omega_k t)$  ( $k = 1, 2, 3, \dots$ )

$$\mathbf{j} = \langle \sigma(\omega_k) \rangle \mathbf{E}_k \sin(\omega_k t) + \langle \sigma(\omega_p, \omega_p, \omega_q) \rangle \mathbf{E}_l \mathbf{E}_p \mathbf{E}_q \times \times \sin(\omega_l t) \sin(\omega_p t) \sin(\omega_q t) + \dots, \quad (1)$$

где  $\langle \sigma(\omega_k) \rangle$  и  $\langle \sigma(\omega_l, \omega_p, \omega_q) \rangle$  — соответственно тензор проводимости второго ранга и кросс проводимости четвертого ранга. Из (1) видно, что если в полупроводнике имеются поля частоты  $\omega = \omega_1$  и  $\omega_2 = (1/2)(\omega_1 + \Omega)$ , то ток  $\mathbf{j}$  будет иметь составляющую, пропорциональную  $\mathbf{E}_1 \sin(\Omega t)$ .

Прежде чем оценить возможности такого линейного приемника (смесителя), кратко остановимся на механизмах кубичной нелинейности в полупроводнике. Как уже отмечалось выше, нелинейные эффекты в объемном полупроводнике на высоких частотах обычно связывают с изменением подвижности носителей тока при разогреве. Однако на частотах субмиллиметрового диапазона и особенно при высокой температуре полупроводника (выше температуры жидкого гелия) во многих

полупроводниках доминирующим будет механизм нелинейности, определяемый особенностями закона дисперсии электрона в зоне (см., например, [4]). Отметим, что механизм нелинейности, связанный с зависимостью эффективной массы электрона от квазимпульса, значительно менее инерционен, чем механизм, обусловленный разогревом электронов полем\*.

В связи со сказанным при оценке предельной чувствительности предлагаемого линейного приемника электромагнитного излучения будем считать, что нелинейная зависимость тока  $j$  от поля обусловлена только отклонением от параболического закона дисперсии электрона в зоне. Допустим, что поля сигнала  $E_1 \sin(\omega_1 t)$  и накачки  $E_2 \sin(\omega_2 t)$  линейно поляризованы и параллельны, частота  $\omega \gg \nu$  ( $\nu$  — частота соударений), а  $\Omega \ll \nu$ . В этом случае отклик на частоте  $\Omega$ , т. е.  $j_\Omega \sim \sin(\Omega t)$  можно записать в виде

$$j_\Omega = \sigma_0(\omega) E_2^2 E_*^{-2} E_1 \sin(\Omega t). \quad (2)$$

Здесь  $\sigma_0(\omega) = e^2 n / \omega m^*$ ,  $e$  — заряд электрона,  $n$  — концентрация свободных электронов,  $m^*$  — эффективная масса электронов на дне зоны проводимости; поле  $E_*$  связано с параметрами полупроводника [4] и равно  $E_*^2 = \omega^2 \varepsilon_g m^* / 3e^2$ ,  $\varepsilon_g$  — ширина энергетической щели.

Для простоты будем считать, что высокочастотные тракты сигнала и накачки согласованы, а толщина полупроводникового образца (например, пластинки сечения  $S$  и длины  $l$ ) много меньше толщины скин-слоя и, наконец, поля  $E_1$  и  $E_2$  внутри полупроводника однородны. При этих предположениях ток  $I_\Omega$  в пластинке полупроводника равен  $j_\Omega S$ . Очевидно, что ток  $I_\Omega$  в низкочастотной эквивалентной схеме (рис. 1) можно представить сосредоточенным источником стороннего тока  $I_{ст} = I_\Omega$ . Создаваемое им напряжение на полупроводниковой пластинке (при импедансе нагрузки  $Z_H = R_0$ )

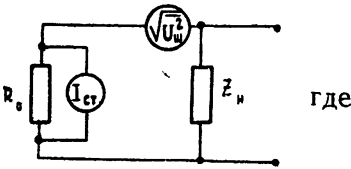


Рис. 1.

$$U_\Omega = \frac{1}{2} I_\Omega R_0 = U \sin(\Omega t), \quad (3)$$

$$R_0 = l / \sigma_0(\nu) S, \quad U = \frac{\nu}{2\omega} E_2^2 E_*^{-2} E_1 l.$$

Если накачка осуществляется излучением с узкой линией или имеет место достаточная расстройка частоты сигнала по сравнению с удвоенной частотой накачки\*\*, то при  $\hbar\omega < kT$  шумы приемника в основном будут тепловыми\*\*\*. ЭДС шума в полосе  $\Delta f$  равна

$$\sqrt{U_{ш}^2} = \sqrt{2kTR_0 \Delta f}, \quad (4)$$

где  $T$  — температура полупроводника.

Отношение сигнала к шуму в этом случае будет

$$\frac{U}{\sqrt{U_{ш}^2}} = \frac{\nu}{2\omega} E_2^2 E_*^{-2} E_1 l \sqrt{2kTR_0 \Delta f}. \quad (5)$$

\* Инерционность, связанная с механизмом разогрева, определяется временем передачи энергии электронов решетке, тогда как инерционность процессов, связанных с динамикой электрона, характеризуется временем передачи импульса.

\*\* Если ширина линии излучения на частоте накачки  $\omega_2$  равна  $\Delta\omega_2$  и в спектре генератора накачки имеется вторая гармоника, то во избежание дополнительных шумов частоту  $\Omega$  следует брать многим больше  $\Delta\omega_2$ .

\*\*\* В общем случае необходимо учитывать флуктуации сигнала и шумы усилителя промежуточной частоты.

При согласованных высокочастотных трактах полезный сигнал и излучение накачки в основном поглощаются в полупроводнике, и, следовательно, мощность сигнала  $P_1$  и накачки  $P_2$  определяются через поля  $E_1$  и  $E_2$  соотношениями

$$P_1 = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \sigma(\omega) E_1^2 V; \quad (6)$$

$$P_2 = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \sigma\left(\frac{\omega}{2}\right) E_2^2 V, \quad (7)$$

где  $V$  — объем полупроводника,  $\sigma(\omega) = -iv\epsilon_0(\nu)/(\omega - iv)$ .

Из (5) и (6) легко найти предельную чувствительность — минимальную высокочастотную мощность сигнала, при которой мощность сигнала и шумов равны

$$P_1^{\min} = 4kT\Delta f (E_*/E_2)^4 = 4kT\Delta f P_*^2/P_2^2, \quad (8)$$

где

$$P_* = \frac{2}{3} \epsilon_g n\nu V. \quad (9)$$

Нетрудно определить и коэффициент преобразования высокочастотной мощности сигнала в низкочастотную\*:

$$P_2/P_1 = P_2^2/4P_*^2. \quad (10)$$

Из (10) и (8) видно, что для реализации предельной чувствительности приемника необходимо иметь «низкочастотный» усилитель с чувствительностью  $P_2^{\min} = kT\Delta f$ .

Оценим предельную чувствительность. Возьмем для примера полупроводник InSb (диэлектрическая проницаемость решетки порядка  $19\epsilon_0$ )  $n$  типа со следующими параметрами при  $T = 77^\circ\text{K}$  [5]:  $n = 5 \cdot 10^{13} \text{ см}^{-3}$ ,  $\nu = 10^{11} \text{ сек}^{-1}$ . В субмиллиметровом диапазоне электромагнитное поле проникает в полупроводник с такими параметрами на глубину, значительно превышающую длину волны (толщина скин-слоя на длине волны  $\lambda = 1 \text{ мм}$   $\delta \sim 1 \text{ см}$ , на  $\lambda = 0,1 \text{ мм}$  —  $\delta \sim 10 \text{ см}$ ).

Характерную для данного полупроводника мощность  $P_*$  можно оценить с помощью соотношения (9), если размеры образца меньше длины волны. В нашем случае  $P_* = 10^2 \text{ вт}$ , где  $V$  — объем в  $\text{мм}^3$ . При  $V = 10^{-3} \text{ мм}^3$  ( $V \sim \lambda^3$ ,  $\lambda \sim 0,1 \text{ мм}$ )  $P_* = 0,1 \text{ вт}$ . Если мощность накачки  $P_2 \simeq P_* = 0,1 \text{ вт}$ , то предельная чувствительность в полосе  $\Delta f = 1 \text{ гц}$  при  $T = 77^\circ\text{K}$   $P_1^{\min} = 1,1 \cdot 10^{-21} \text{ вт}$ . Для реализации чувствительности порядка  $10^{-12} \text{ вт}$  (это чувствительность детекторов на InSb в субмиллиметровом диапазоне [1,5]) в рассматриваемом случае необходима мощность накачки порядка  $10^{-5} \text{ вт}$ .

Заметим, что предельная чувствительность предлагаемого приемника при мощности накачки  $P_2 \simeq P_*$  — того же порядка, что и у идеального супергетеродинного приемника [5]. Однако в отличие от гетеродинного приемника на InSb [2,3] предлагаемый приемник существенно менее инерционен\*\* (время инерционности — порядка  $\nu^{-1}$ ), к тому же накачка («гетеродинирование») в нем осуществляется на частоте примерно в два раза более низкой, чем частота принимаемого сигнала. Мощность  $P_*$ , а следовательно, и мощность накачки  $P_2$ , может быть

\* Заметим, что разложение в ряд (1) и (3) имеет смысл при  $P_2 < P_*$ , поэтому в рамках данного рассмотрения  $P_2 < P_1$ .

\*\* Так как  $\nu \sim 10^{11} \text{ сек}^{-1}$ , то промежуточная частота  $\Omega$  может быть взята очень высокой.

значительно уменьшена, если взять полупроводник с меньшей концентрацией свободных носителей, большей подвижностью и меньшей шириной энергетической щели, а также за счет уменьшения объема (тонкие полупроводниковые пленки).

Авторы весьма признательны И. Л. Берштейну, А. В. Гапонову, Ю. А. Дрягину, М. А. Миллеру, Л. И. Федосееву за обсуждение работы.

#### ЛИТЕРАТУРА

- 1 А. Н. Выставкин, В. Н. Губанов, В. Н. Листвин, В. В. Мигулин, ФТП, 1, № 6, 844 (1967)
- 2 E. H. Putly, Proc. IEEE, 54, № 8, 1098 (1966)
- 3 H. A. Gebbie, N. Stone, E. H. Putly, N Show, Nature, 214, № 5084, 165 (1967).
- 4 В. Н. Генкин, П. М. Меднис, Изв. высш. уч. зав. — Радиофизика, 11, № 4, 611 (1968); ФТП, 1, № 12, 1769 (1967)
- 5 E. H. Putly, Proc. IEEE, 51, № 11, 1383 (1963).

Научно-исследовательский радиофизический институт  
при Горьковском университете

Поступила в редакцию  
7 мая 1968 г.

#### ON SUBMILLIMETER LINEAR RECEIVER

*A. M. Belyantsev, V. N. Genkin*

The possibility is discussed to create a linear small inertial receiver (or frequency converter) in submillimeter wave range on InSb type uniform semiconductor