

УДК 537.312

Ю. Е. ГОРДИЕНКО, д-р физ.-мат. наук,
Ю. И. ГУД, канд. техн. наук

**СИНТЕЗ ОПТИМАЛЬНЫХ СВЧ РЕЗОНАТОРНЫХ
ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ДЛЯ КОНТРОЛЯ
ПАРАМЕТРОВ ПЛЕНОК НА НИЗКООМНЫХ ПОДЛОЖКАХ**

Для получения объективной информации об электрофизических параметрах полупроводниковых материалов успешно применяются СВЧ измерительные средства [1]. Наиболее перспективными при измерении толщины и электропроводности полу-

проводниковых пленок на низкоомных подложках показали себя резонаторные измерительные-преобразователи (ИП) накладного типа [2—5]. Благодаря тому что измерительное отверстие, на которое накладывается исследуемый образец, можно выполнить в стенке резонатора по линии нулевого тока [3], влияние переходного сопротивления контакта на результат измерения практически не сказывается.

При измерении электропроводности пленок в качестве выходного сигнала измерительной информации целесообразно использовать изменение прошедшей через резонатор или отраженной от него СВЧ-мощности. Теоретические выражения характеристики преобразования для различных полупроводниковых структур и типов ИП представлены в работах [3; 4]. Для определения толщины пленок в качестве выходного сигнала удобно использовать смещение резонансного положения поршня резонатора [5].

Одной из причин, осложняющих экспериментальную работу с эффективным в целом накладным ИП на основе цилиндрического H_{012} -резонатора с четвертьволновым диэлектрическим трансформатором у измерительного торца [4; 5], является наличие в нем паразитных видов колебаний (все низшие виды относительно рабочего и более высокие, критическая частота которых оказывается меньше рабочей частоты генератора). Если не приняты специальные меры по подавлению нежелательных колебаний, их присутствие в диапазоне перестройки измерительного резонатора не только затрудняет практическую работу с ним, но и может приводить к изменению уровня сигнала измерительной информации вследствие межвидовой связи. Происходящее в этом случае изменение добротности резонатора на основном (рабочем) виде колебаний и затягивание его резонансной частоты служат дополнительным источником погрешности измерения электропроводности и толщины исследуемых пленок. Осуществление глубокого подавления паразитных видов колебаний — довольно сложная задача.

В связи с этим определение диапазона перестройки резонаторного ИП, свободного от паразитных колебаний, становится необходимым условием при конструировании преобразователя с оптимальными параметрами.

При настройке резонаторного ИП в резонанс с помощью подстроечного поршня [4, 5] установление диапазона его перестройки сводится к определению расстояния между положениями поршня, при которых имеют место резонансы рабочего и ближайшего паразитного вида колебаний. Каждому резонаторному ИП с конкретно заданными параметрами соответствует свой вполне определенный диапазон перестройки. Поэтому задача оптимизации заключается в выборе параметров резонатора, отвечающих высокой чувствительности измерений и максимально возможному разнесению по длине резонатора резонансов рабо-

чего и паразитных видов колебаний. В результате появляется возможность проведения измерений параметров полупроводниковых пленок в более широком диапазоне их толщин.

Для расчета спектра видов колебаний резонаторного H_{012} -ИП воспользуемся следующими соотношениями. Для магнитных видов колебаний

$$\operatorname{tg}(\beta_0^H mnp z_0) = - \frac{\beta_0^H mnp}{\beta_g^H mnp} \operatorname{tg}(\beta_g^H mnp d); \quad (1)$$

для электрических видов колебаний

$$\operatorname{tg}(\beta_0^E mnp z_0) = - \frac{\beta_g^E mnp}{\beta_0^E mnp} \operatorname{tg}(\beta_g^E mnp d), \quad (2)$$

где d — толщина четвертьволнового диэлектрического трансформатора H_{012} -ИП; z_0 — расстояние от диэлектрического трансформатора до настроечного поршня резонатора; ϵ_g — относительная диэлектрическая проницаемость материала трансформатора; $\beta_0^H mnp$, $\beta_g^H mnp$ — фазовый коэффициент в воздушной части резонатора для магнитных и электрических видов колебаний; $\beta_g^H mnp$, $\beta_g^E mnp$ — фазовый коэффициент в материале диэлектрического трансформатора для магнитных и электрических видов колебаний.

На рис. 1 представлен рассчитанный спектр видов колебаний, электрическая длина которых наиболее близка к элект-

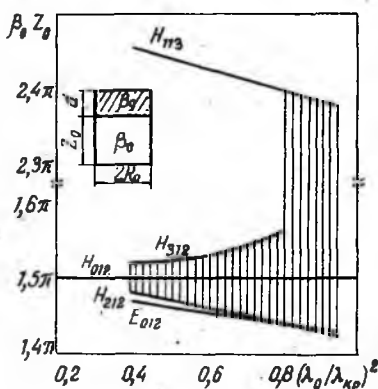


Рис. 1

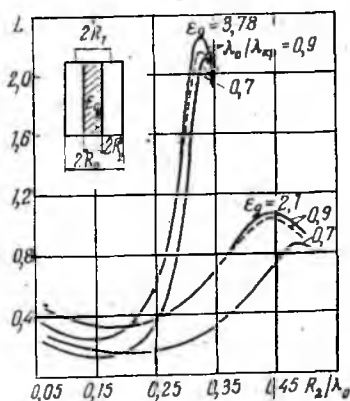


Рис. 2

рической длине рабочего H_{012} -вида. Из анализа этих зависимостей следует, что максимального диапазона перестройки H_{012} -ИП, свободного от паразитных видов колебаний, можно достичь, конструируя его таким образом, чтобы выполнялось ус-

ловие $(\lambda_0/\lambda_{кр})^2 N_{01} > 0,8$, т. е. выбирать рабочую частоту резонатора близкой к критической.

Резонаторный H_{012} -ИП, параметры которого удовлетворяют данному требованию, отличается высокой чувствительностью измерения толщины пленок [5]. При этом отпадает необходимость в высоких значениях диэлектрической проницаемости материала четвертьволнового трансформатора, что, в свою очередь, позволяет значительно снизить требования к точности его изготовления.

Характеристики преобразования резонаторных ИП при измерении электропроводности полупроводниковых пленок на низкоомных подложках в общем случае нелинейны. Следовательно, чувствительность их неодинакова по диапазону исследуемой величины. Однако, анализируя вопрос о возможных способах повышения чувствительности, допустимо ограничиться предположением о ее постоянстве в некотором интервале и использовать следующие общие представления.

Рассматривая выражения для изменения прошедшей (отраженной) мощности или добротности ИП, аналогичные приведенным в работе [3], можно заключить, что чувствительность измерения тонких пленок определяется произведением $Q\eta$ — добротности ИП с образцом на коэффициент заполнения поля резонатора пленкой. Коэффициент η для полупроводниковых пленок на низкоомных подложках в первую очередь определяется толщиной пленки, в то время как добротность Q — потерями в подложке образца и стенках резонатора. Прямым путем повышения добротности является уменьшение рабочей частоты, что не всегда приемлемо ввиду ухудшения локальности или в связи с необходимостью перехода к квазистатическим резонансным системам [2], не обеспечивающим электрической бесконтактности измерений.

Поэтому оптимальным является такое воздействие полупроводниковой структуры на поле резонатора, при котором достигался бы значительный коэффициент заполнения за счет концентрации электрического поля в пленке и слабо уменьшалась бы исходная добротность резонатора из-за ослабления магнитного поля в подложке образца.

Так как рассмотренные в работе [4] способы концентрации поля в образце полупроводниковой структуры np^+ -типа приводят одновременно к возрастанию η и уменьшению Q (в результате возрастания потерь в подложке), применение четвертьволновых концентрирующих трансформаторов оправдано до тех пор, пока не выполнено условие преобладания потерь в подложке образца по сравнению с потерями в стенках резонатора.

Практика показывает, что в миллиметровом диапазоне длин волн при высококачественной обработке внутренней полости ци-

линдрических резонаторов потери в стандартных ($\sigma_{\text{подл}} = 10^2 \text{ Ом}^{-1} \text{ см}^{-1}$) кремниевых структурах nn^+ -типа существенно превышают потери в стенках, если $(\lambda_0/\lambda_{\text{кр}})^2 < 0,8$. Для образцов с $\sigma_{\text{подл}} \geq 10^3 \text{ Ом}^{-1} \text{ см}^{-1}$ и резонаторов, не удовлетворяющих указанному условию, необходимо применение концентрирующих после трансформаторов.

Заметного увеличения параметра $Q\eta$ можно достичь, реализовав условия раздельного управления величинами Q , η . Полное заполнение резонатора диэлектриком приводит практически всегда к уменьшению добротности резонатора вследствие потерь в диэлектрике, и увеличения $Q\eta$ не достигается.

ИП с тангенциальной компонентой электрического поля у измерительного торца резонатора (ИП H -типа) имеют одинаковое распределение электрического и магнитного полей по поперечным координатам. Поэтому пути раздельного управления Q и η для преобразователей данного типа не определены.

Для ИП E -типа с нормальной компонентой электрического поля в области измерительного отверстия качественно можно предположить, что наличие смещения в распределении нормальной компоненты электрического поля E_n относительно тангенциальной компоненты магнитного поля H_t в плоскости образца позволит увеличить $Q\eta$ концентрацией поля в области максимума E_n и ослаблением его в месте максимума H_t . Требуемое перераспределение поля в резонаторе можно осуществить с помощью диэлектрических вставок.

Выполненный в работе [6] количественный анализ этого варианта с использованием ИП на основе прямоугольного резонатора с E_{112} -видом колебаний подтвердил высказанные предположения.

Аналогичные соображения могут быть положены в основу повышения чувствительности одного из наиболее применяемых ИП E -типа на основе цилиндрического резонатора с E_{022} -видом колебаний. В общем случае выражение параметра чувствительности E_{022} -ИП с концентрирующей диэлектрической вставкой, реализованной аксиально расположенным цилиндрическим стержнем (см. врезку на рис. 2), запишем следующим образом:

$$Q\eta = \frac{\omega \varepsilon_0 \left[\left(\frac{D_{11}}{D_{12}} \right)^2 \int_{V_1} E_{z_{11}}^2 dV + \int_{V_2} E_{z_{12}}^2 dV \right]}{Z_{\Pi} \left[\left(\frac{D_{11}}{D_{12}} \right)^2 \int_{S_1} H_{\varphi_{11}}^2 dS + \int_{S_2} H_{\varphi_{12}}^2 dS \right]}, \quad (3)$$

где ω — круговая частота СВЧ-колебаний; ε_0 — абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума; Z_{Π} — активное сопротивление подложки образца на данной частоте.

Выражение (3) представлено без учета E_r -компоненты электрического поля рассматриваемого вида колебаний, так как при

исследовании высокоомных пленок ($\operatorname{tg} \delta_2 < 1$) эта компонента практически не оказывает влияния на параметр чувствительности.

Для определения входящего в выражение (3) соотношения между амплитудными множителями D_{11} , D_{12} и интегралами представим распределение поля E_{022} -вида колебаний (без учета E_r -компоненты) в различных частях резонатора в таком виде: для области $0 < r < R_2$

$$E_{z_1} = D_1 k_1^2 J_0(rk_1) \cos \beta z;$$

$$H_{\varphi_1} = j D_1 \omega \varepsilon_0 \varepsilon_g k_1 J_1(rk_1) \cos \beta z; \quad (4)$$

для области $R_2 < r < R_0$

$$E_{z_2} = D_2 k_2^2 [J_0(rk_2) - J_0(R_0 k_2) N_0(rk_2)/N_0(R_0 k_2)] \cos \beta z; \quad (5)$$

$$H_{\varphi_2} = j D_2 \omega \varepsilon_0 k_2 [J_1(rk_2) - J_0(R_0 k_2) N_1(rk_2)/N_0(R_0 k_2)] \cos \beta z,$$

где $k_1 = [(2\pi/\lambda_0)^2 \varepsilon_g - \beta^2]^{1/2}$; $k_2 = [(2\pi/\lambda_0)^2 - \beta^2]^{1/2}$; $\beta = 2\pi/\lambda$;

J , N — функции Бесселя первого и второго рода; λ_0 — длина волны в свободном пространстве; λ — длина волны в резонаторе, частично заполненном диэлектриком.

Составляющие поля в пленке образца в области $0 < r < R_2$

$$E_{z_{11}} = -D_{11} k_1^2 J_0(rk_1) [\operatorname{ch} \gamma_2(z_0 - z) + C \operatorname{sh} \gamma_2(z_0 - z)];$$

$$H_{\varphi_{11}} = j D_{11} \omega \varepsilon_0 \varepsilon_2 k_1 J_1(rk_1) [\operatorname{ch} \gamma_2(z_0 - z) + C \operatorname{sh} \gamma_2(z_0 - z)]; \quad (6)$$

в области $R_2 < r < R_0$

$$\begin{aligned} E_{z_{12}} = & -D_{12} k_2^2 [J_0(rk_2) - J_0(R_0 k_2) N_0(rk_2)/N_0(R_0 k_2)] \times \\ & \times [\operatorname{ch} \gamma_2(z_0 - z) + C \operatorname{sh} \gamma_2(z_0 - z)]; \\ H_{\varphi_{12}} = & j D_{12} \omega \varepsilon_0 \varepsilon_2 k_2 [J_1(rk_2) - J_0(R_0 k_2) N_1(rk_2)/N_0(R_0 k_2)] \times \\ & \times [\operatorname{ch} \gamma_2(z_0 - z) + C \operatorname{sh} \gamma_2(z_0 - z)], \end{aligned} \quad (7)$$

где $C = \gamma_3 \varepsilon_2 / \gamma_2 \varepsilon_3$; γ_2 , γ_3 — комплексные коэффициенты распространения в пленке и подложке образца; ε_2 , ε_3 — комплексные диэлектрические проницаемости пленки и подложки.

Фазовый коэффициент β определим из условия

$$\frac{k_1 J_0(R_2 k_1)}{\varepsilon_g J_1(R_2 k_1)} = \frac{k_2 [J_0(R_2 k_2) - J_0(R_0 k_2) N_0(R_2 k_2)/N_0(R_0 k_2)]}{J_1(R_2 k_2) - J_0(R_0 k_2) N_1(R_2 k_2)/N_0(R_0 k_2)}. \quad (8)$$

Выражение характеристики преобразования E_{022} -ИП в случае измерения электропроводности полупроводниковых пленок на низкоомных подложках можно представить в следующем виде:

$$\sqrt{P_0/P_1} - 1 = \frac{\operatorname{tg} \delta_2}{(1 + 2\xi_0) \omega \varepsilon_0 (1 + \operatorname{tg}^2 \delta_2) Z_n} \times$$

$$\times \left\{ L \int_0^{h_2} [\operatorname{ch} \gamma_2(z_0 - z) + C \operatorname{sh} \gamma_2(z_0 - z)] [\dots]^* d(z_0 - z) + \right. \\ \left. + \gamma_2 \gamma_2^* \int_0^{h_2} [\operatorname{sh} \gamma_2(z_0 - z) + C \operatorname{ch} \gamma_2(z_0 - z)] [\dots]^* d(z_0 - z) \right\}. \quad (9)$$

Здесь

$$L = \left\{ k_1^2 (D_{11}/D_{12})^2 \int_0^{R_2} [k_1^2 J_0^2(rk_1) + \beta^2 J_1^2(rk_1)] r dr + \right. \\ \left. + k_2^2 \int_{R_2}^{R_1} [k_2^2 Y_0^2(rk_2) + \beta^2 Y_1^2(rk_2)] r dr \right\} / \\ \left[k_1^2 \varepsilon_2^2 (D_{11}/D_{12})^2 \int_0^{R_2} J_1^2(rk_1) r dr + k_2^2 \int_{R_2}^{R_1} Y_1^2(rk_2) r dr \right];$$

$$Y_0(rk_2) = J_0(rk_2) - J_0(R_0 k_2) N_0(rk_2) / N_0(R_0 k_2);$$

$$Y_1(rk_2) = J_1(rk_2) - J_0(R_0 k_2) N_1(rk_2) / N_0(R_0 k_2);$$

P_0, P_1 — мощность на выходе ИП при положении образца на измерительном торце резонатора стороной подложки и пленки; $\operatorname{tg} \delta_2$ — тангенс угла потерь материала пленки; h_2 — толщина пленки образца; ξ_0 — коэффициент связи резонатора с волноводным трактом.

Из выражения (9) нетрудно видеть, что L характеризует составляющую параметра чувствительности, которая зависит от концентрирующих свойств диэлектрической вставки.

Предел интегрирования R_1 , соответствующий радиусу измерительного отверстия ИП, определим из условия

$$J_1(R_1 k_2) - \frac{J_0(R_0 k_2)}{N_0(R_0 k_2)} N_1(R_1 k_2) = 0. \quad (10)$$

Анализ выражений (3), (9) показывает, что для оценки параметра чувствительности E_{022} -ИП достаточно найти условия максимума величины L .

На ЭВМ выполнен расчет величины L , результаты которого представлены на рис. 2. Здесь и на рис. 3 сплошная кривая соответствует $\lambda_0 = 8$ мм, пунктирная — $\lambda_0 = 8,2$ мм. Расчет показал, что при оптимальном значении радиуса диэлектрической вставки R_2 и соответствующем выборе материала вставки, а именно ее диэлектрической проницаемости, можно достичь значительного (почти на порядок) увеличения чувствительности E_{022} -ИП при измерении электропроводности высокоомных пленок по сравнению с ИП без диэлектрического заполнения.

Проведенные расчеты позволили определить оптимальное значение радиуса вставки R_2 для различных материалов ($\varepsilon_g = 2,1$ — фторопласт, $\varepsilon_g = 3,78$ — кварц), обеспечивающего макси-

мальное значение параметра чувствительности (рис. 3, а), а также значение радиуса измерительного отверстия R_1 , удовлетворяющего условию электрической бесконтактности измерений (рис. 3, б).

Дальнейшее повышение чувствительности резонаторных ИП при измерении электропроводности полупроводниковых пленок на низкоомных подложках можно достичь, применяя резонато-

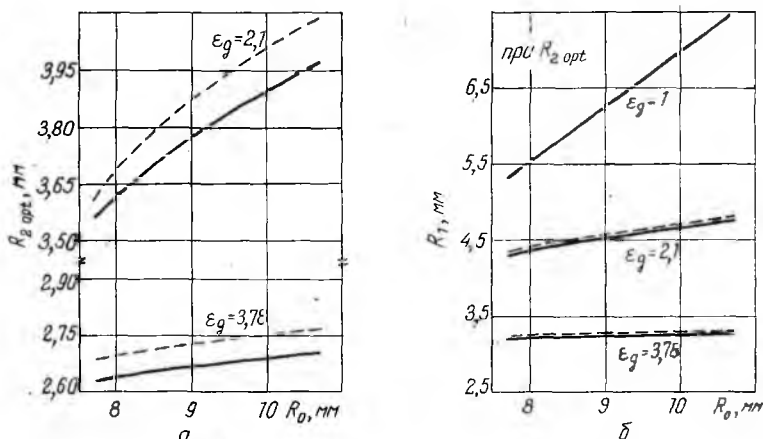


Рис. 3

ры тороидального типа [2]. Однако, в первую очередь, при этом необходимо позаботиться об обеспечении электрической бесконтактности измерений в оговоренном аспекте. Для этого наиболее целесообразно использовать резонаторы на квази- E_{020} -виде колебаний, выполняя измерительное отверстие, как и в E_{022} -ИП, по линии нулевого тангенциального СВЧ-тока.

Список литературы: 1. Методы определения параметров полупроводников и полупроводниковых пленок на СВЧ/Е. М. Гершензон, Л. Б. Литвак-Горская, А. А. Плохова и др.//Полупроводниковые приборы и их применение М., 1970. Вып. 23. С. 3—48. 2. Данилов Г. Н., Детинко М. В., Медведев Ю. В. СВЧ резонаторный метод измерения удельного сопротивления и толщины эпитаксиальных пленок//Электрон. техника. Сер. 1, 1982. Вып. 6. С. 16—19. 3. Гордиенко Ю. Е., Гуд Ю. И., Старостенко В. В. Измерительные преобразователи для неразрушающего контроля электропроводности пленок в эпитаксиальных структурах pn^+ -типа//Электрон. техника. Сер. 8, 1974. Вып. 9. С. 112—118. 4. Гордиенко Ю. Е., Гуд Ю. И., Попов Ю. В. Техника безэлектродного измерения электрофизических параметров полупроводниковых структур//Завод. лаб. 1977. № 12. С. 1494—1497. 5. Гордиенко Ю. Е., Старостенко В. В., Дудкин Ю. А. Прибор для измерения толщины полупроводниковых эпитаксиальных пленок на низкоомных подложках//Приборы и техника эксперим. 1974. № 4. С. 196—199. 6. Гордиенко Ю. Е., Гуд Ю. И. Оптимизация СВЧ измерительных преобразователей для контроля электропроводности эпитаксиальных пленок в однотипных структурах//Радиотехника. 1976. Вып. 37. С. 130—136.

Поступила в редколлегию 15.07.85.