подобны уравнениям транзисторного усилителя [1], в которых y-параметры замены $y_п$-параметрами диодов и транзисторов в режиме преобразования частоты $y_{11п} = ps$, $y_{11пт} = ps/h_{21}$ — входная и выходная проводимость, а $y_{21п} = 0{,}5ps'u_г$ и $y_{12п} = 0{,}5ks'u_г$, $y_{12пт} = 0{,}5ks''u_г/h_{21}$ — проводимость прямой и обратной передачи — крутизна прямого и обратного преобразования частоты. В диодных ПрЧ ($p = k = 1$) $y_п$-параметры: $y_{11п} = y_{21п} = s$; $y_{12п} = y_{21п} = 0{,}5s'u_г = s_п$.

В транзисторных ПрЧ $I_{с.вх} = I_с/h_{21}$ ($k \ll 1$, $p = 1$) при рекомендуемых режимах и не очень высоких частотах параметры: $y_{11п} = s/h_{21} = g_{11пт} = 0{,}5 \ldots 0{,}8g_{11}$; $y_{12пт} = 0{,}5ks'U_г/h_{21} \approx g_{12пт} = 0{,}4 \ldots 0{,}8g_{12} \to 0$; $y_{21п} = 0{,}5s'U_г \approx g_{21пт} = 0{,}4 \ldots 0{,}8g_{21} = s_п$; $y_{22пт} = ks = g_{22пт} = 0{,}5 \ldots 0{,}8g_{22}$, где g_{11}, g_{22} и $g_{11пт}$, $g_{22пт}$ — активные составляющие входной, выходной проводимости транзистора и транзистора в режиме преобразования частоты, а g_{21}, g_{12} и $g_{21пт}$, $g_{12пт}$ — то же для проводимости прямой и обратной передачи: $s_п$ — крутизна преобразования.

По формулам теории четырехполюсников можно непосредственно получить известные расчетные соотношения для коэффициента передачи, входной и выходной проводимости ПрЧ [2], пользуясь $y_п$-параметрами (5), (7).

1. *Мамонкин И. Г.* Усилительные устройства. М.: Связь, 1977. 359 с. 2. Радиоприемные устройства / Под ред. В. И. Сифорова. М.: Сов. радио, 1974. 560 с.

Поступила в редколлегию 14.09.82

УДК 621.3.012.8.

В. С. ВУНТЕСМЕРИ, Г. П. КРАСИЛИЧ, кандидаты техн. наук

ГЕЛИКОНОВЫЕ ВОЛНЫ В ТРЕХСЛОЙНОЙ СТРУКТУРЕ

В работе [2] рассматривалось прохождение электромагнитной волны через нормально намагниченный слой полупроводника, в котором возбуждались геликоновые волны, поляризованные по кругу в противоположных направлениях ($\pm$).

При одностороннем возбуждении геликоновых волн в трехслойной структуре (рис. 1), представляющей собой два бесконечных плоскопараллельных слоя полупроводника *2*, *4*, разделенных слоем диэлектрика *3*, плоской электромагнитной волной, распространяющейся вдоль оси $z \pm B_0$ (B_0 — индукция внешнего постоянного магнитного поля), коэффициент передачи T определяется из решения системы уравнений, определяющих поля геликоновых волн в такой структуре. Поля падающих и отраженных волн на границах раздела сред имеют вид

$$z = z_1 = 0 \begin{cases} b_1^п e^{-ik_1 z_1} + b_1^0 e^{ik_1 z_1} = b_2^п e^{-ik_2 z_1} + b_2^0 e^{ik_2 z_1}, \\ b_1^п e^{-ik_1 z_1} - b_1^0 e^{ik_1 z_1} = b_2^п \frac{k_1}{k_2} e^{-ik_2 z_1} - b_2^0 \frac{k_1}{k_2} e^{ik_2 z_1}; \end{cases}$$

$$z = z_2 \begin{cases} b_2^{\text{п}} e^{-ik_2 z_2} + b_2^0 e^{ik_2 z_2} = b_3^{\text{п}} e^{-k_3 z_2} + b_3^0 e^{ik_3 z_2} \\ b_2^{\text{п}} e^{-ik_2 z_2} - b_2^0 e^{ik_2 z_2} = b_3^{\text{п}} \frac{k_2}{k_3} e^{-ik_3 z_2} - b_3^0 \frac{k_2}{k_3} e^{ik_3 z_2}; \end{cases}$$

$$z = z_3 \begin{cases} b_3^{\text{п}} e^{-ik_3 z_3} + b_3^0 e^{ik_3 z_3} = b_4^{\text{п}} e^{-ik_4 z_3} + b_4^0 e^{ik_4 z_3}, \\ b_3^{\text{п}} e^{-ik_3 z_3} - b_3^0 e^{ik_3 z_3} = b_4^{\text{п}} \frac{k_3}{k_4} e^{-ik_4 z_3} - b_4^0 \frac{k_3}{k_4} e^{ik_4 z_3}; \end{cases}$$

$$z = z_4 \begin{cases} b_4^{\text{п}} e^{-ik_4 z_4} + b_4^0 e^{ik_4 z_4} = b_5^{\text{п}} e^{-ik_5 z_4} + b_5^0 e^{ik_5 z_4}, \\ b_4^{\text{п}} e^{-ik_4 z_4} - b_4^0 e^{ik_4 z_4} = b_5^{\text{п}} \frac{k_4}{k_5} e^{-ik_5 z_4} - b_5^0 \frac{k_4}{k_5} e^{ik_5 z_4}, \end{cases} \qquad (1)$$

где $k_1 = k_3 = k_5 = k$ — постоянная распространения в свободном пространстве; $k_2 = k_4 = k_\pm$ — постоянная распространения геликоно-

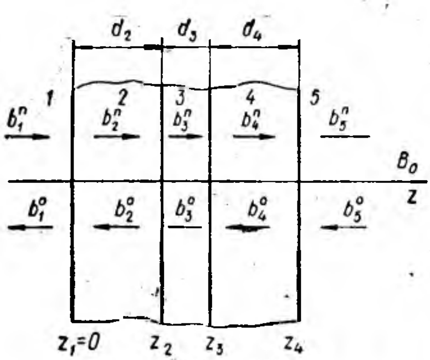

Рис. 1

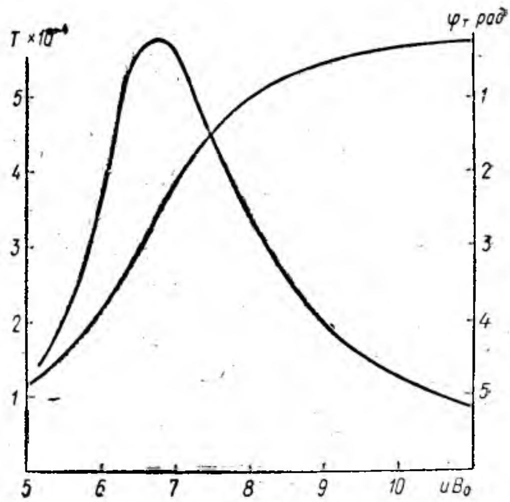

Рис. 2

вых волн в полупроводнике. Из работы [1] для слабозатухающей геликоновой волны (+)

$$k_+ = \left[\frac{\omega\mu_0}{2\rho(1+u^2)}\right]^{1/2} [(\sqrt{1+u^2}+u)^{1/2} - i(\sqrt{1+u^2}-u)^{1/2}], \qquad (2)$$

для сильно затухающей геликоновой волны

$$k_- = \left[\frac{\omega\mu_0}{2\rho(1+u^2)}\right]^{1/2} [(\sqrt{1+u^2}-u)^{1/2} - i(\sqrt{1+u^2}+u)^{1/2}]. \qquad (3)$$

Здесь ω — круговая частота; ρ — удельное сопротивление полупроводника; $u = vB_0$ (v — подвижность носителей); $\mu_0 = 4\pi\cdot10^{-7}$ (А/м).

При одностороннем возбуждении электромагнитной волной единичной амплитуды: $b_1^{\text{п}} = 1$, $b_5^0 = 0$. При этом b_1^0 представляет собой комплексный коэффициент отражения, комплексный коэффициент передачи.

На рис. 2 представлена зависимость амплитуды и фазы коэффициента передачи T_+, рассчитанных из системы уравнений (1) для случая $d_2 = d_4 = 0{,}0018$ м, $d_3 = 10^{-4}$, $\rho_{2\,4} = 5{,}5$ Ом·м. Как видно из рис. 2, электромагнитная связь между полупроводниковыми пластинками, разделенными слоем диэлектрика гораздо меньшей толщины чем сами пластинки оказывается незначительной.

1. *Бокринская А. А., Красилич Г. П.* Характеристика взаимодействия ортогональных катушек индуктивности, связанных ограниченной плазмой твердого тела. Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, 1975, № 9, с. 102—105. 2. *Красилич Г. П.* Геликоновые волны в слое.— Вестн. Киев. политехн. ин-та. Радиотехника, 1975, № 12, с. 27—29.

Поступила в редколлегию 02.09.82

УДК 621.3.049.73.75

Л. П. ДЮЖАЕВ, канд. техн. наук

ВЫЧИСЛЕНИЕ ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ ПРИ РЕШЕНИИ ЗАДАЧИ РАЗМЕЩЕНИЯ

В качестве целевой функции в программах размещения модулей широко используется критерий минимальной суммарной длины соединений [1]. При ее вычислении чаще всего используются два подхода; один из них предполагает для каждого комплекса вычисление длины кратчайшей связывающей сети, построенной на его вершинах, а второй при расчете длины соединений внутри каждого комплекса представить их полной сетью (ПС).

Безусловно, второй подход представляет упрощенную модель соединений, так как реально существующие монтажные соединения представляют собой деревья [1]. Однако он используется очень широко, что связано с тем, что вычисление КСС достаточно трудоемко. В частности, для построения КСС методом Прима [1] для комплекса с размером k требуется $\sim \frac{1}{2}(k^3 + k)$ операций. Для расчета длины ПС на графе с k вершинами требуется $\frac{k^2-k}{2}$ операций. Следовательно, выигрыш при использовании критерия [2] составит $G = (k^2 + 1)/(k - 1)$. В то же время его применение приводит в ряде случаев к искаженной оценке качества размещения, вызванной тем, что для расчета длины соединений использовалась полная сеть для каждого комплекса [2].

Представляется интересным подход к вычислению суммарной длины соединений F, состоящий в использовании следующего уравнения с введением вспомогательного коэффициента w_i, компенсирующего неадекватность представления соединений полной сетью

$$F(P_q) = \sum_{i=1}^{n} w_i l_{iq}, \qquad (1)$$

где l_{iq} — длина полной сети, построенной на вершинах i-го комплекса на q-м размещении.

Часто используется значение w_i, определяемое как отношение