01;08

Теория фильтра на слабо связанных резонансных модах поверхностных акустических волн

© В.Ф. Дмитриев

Закрытое акционерное общество „Авангард-Элионика“,
195271 Санкт-Петербург, Россия
e-mail: <elionica@rol.ru>

(Поступило в Редакцию 21 июня 2002 г.)

На основе модифицированных уравнений для связанных мод построена теория фильтров, использующих волноводные моды в структуре двух слабо связанных в поперечном направлении резонаторов на ПАВ. Проведено сопоставление результатов расчета по предложенной теории и ранее выполненного эксперимента.

Введение

Одним из эффективных методов расчета устройств на поверхностных акустических волнах (ПАВ) является метод связанных мод. Обычно используемый метод связанных мод (см., например, [1]), основанный на выводе системы неоднородных дифференциальных уравнений, неоправданно усложняет решение задачи расчета устройств на ПАВ с произвольно изменяющимися параметрами. В рамках этой теории затруднен учет таких факторов, как изменяющийся период структуры, произвольная полярность подключения электродов к контактным шинам, аподизация, неоднородное распределение поверхностного заряда на электродах структуры. Все перечисленные факторы достаточно просто могут быть учтены с помощью метода, основанного на модифицированных уравнениях для связанных мод, оперирующего элементарным звеном структуры. Кроме того, предлагаемый метод более перспективен с точки зрения дальнейшего усложнения исходной модели структуры.

Ранее метод модифицированных уравнений для связанных мод был использован для расчета различного типа устройств на поверхностных акустических волнах [2–4]. В данной работе рассмотрена теория одного из наиболее перспективных для использования в аппаратуре различного вида связи типов узкополосных фильтров на ПАВ. Это фильтр, использующий волноводные моды в структуре двух слабосвязанных в поперечном направлении резонаторов на ПАВ (в англоязычной литературе — transversely coupled resonator filter (TCRF)). TCRF-фильтры привлекательны тем, что имеют относительно малые вносимые потери при высоком внеполосном подавлении. Ранее теория TCRF-фильтров рассматривалась на основе обычной теории связанных мод (COM (coupling modes)-теории) в ряде работ (см., например, обзор [5]). Однако расчет TCRF с изменяющейся полярностью подключения пар электродов к контактным шинам на основе обычной COM-теории затруднен. В данном типе TCRF-фильтров полярность подключения пар электродов к контактным шинам выбирается таким образом, что обеспечивается возбуждение как минимум двух продольных резонансных мод. Отметим, что каждая продольная мода за счет слабой связи между двумя резонаторами в поперечном направлении и волноводного эффекта расщепляется на две. Таким образом, в TCRF-фильтре с изменяющейся полярностью подключения пар электродов к контактным шинам может одновременно возбуждаться четыре и более мод. Четырехмодовый фильтр обеспечивает бóльшую широкополосность и прямоугольность амплитудно-частотной характеристики по сравнению с обычным двухмодовым TCRF-фльтром. Предложенная теория с одинаковым успехом может быть использована как для расчета обычных TCRF-фильтров, так и для расчета TCRF-фильтров с изменяющейся полярностью подключения пар электродов.

В работе на основе модифицированных уравнений для связанных мод построена теория фильтров, использующих волноводные моды в структуре двух слабосвязанных в поперечном направлении резонаторов на ПАВ. Проведено сопоставление результатов расчета, проведенного на основе предложенной теории и ранее выполненного эксперимента, представленного в работе [6] и автором данной статьи совместно с Н.П. Осиповой в докладе [7].

Распределение поля акустической волны в поперечном направлении TCRF-фильтра

Пусть $R(y,z,\omega)$ и $S(y,z,\omega)$ — две связанные между собой неоднородные плоские волны с частотой ω, распространяющийся в полубесконечном пьезоэлектрике с нанесенными на его поверхность встречно-штыревыми преобразователями (IDT-1 и IDT-2) и отражающими структурами ($RA1$-L, $RA1$-P, $RA2$-L, $RA2$-P) в виде металлических полосков (рис. 1). Причем волна $R(y,z,\omega)$ распространяется в направлении оси z, а волна $S(y,z,\omega)$ — в направлении, противоположном оси z. Будем также полагать, что распределение поля в поперечном направлении не зависит от координа-

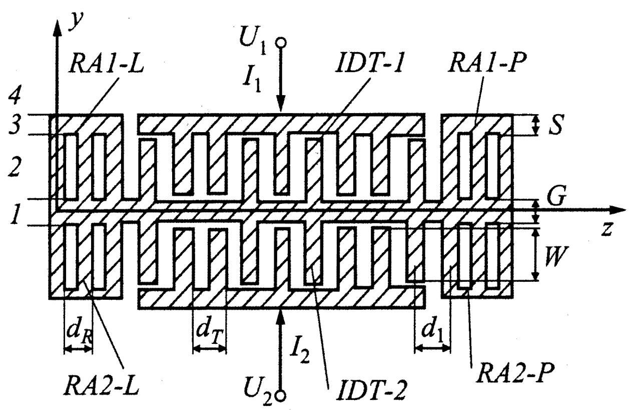

Рис. 1. Топология TCRF-фильтра.

ты z и структура ограниченна в направлении оси y. Тогда в силу ограниченного поперечного размера в такой структуре возможно существование волноводных мод. Неоднородные плоские волны, распространяющиеся в структуре, представленной на рис. 1, запишем в виде

$$R(y, z, \omega) = R(\omega)\Psi(y)\exp(-jkz), \tag{1}$$

$$S(y, z, \omega) = S(\omega)\Psi(y)\exp(+jkz), \tag{2}$$

где $R(\omega)$, $S(\omega)$ — комплексные амплитуды соответствующих волн, $\Psi(y)$ — распределение поля акустической волны в поперечном направлении, k — волновые числа.

Распределение поля $\Psi(y)$ будем искать на основе решения волнового уравнения для комплексных амплитуд волн, распространяющихся в направлении оси z,

$$\frac{d^2\Psi^{(t)}(y)}{d^2y} + k_t^2\, d\Psi^{(t)}(y) = 0, \tag{3}$$

где $t = 1, 2, 3, 4$ — номер области структуры (согласно рис. 1), для которой записано уравнение.

Распределение поля акустической волны должно удовлетворять граничным условиям

$$\Psi^{(1)}(y) = \Psi^{(2)}(y) \quad \text{при} \quad y = G/2, \tag{4}$$

$$\Psi^{(2)}(y) = \Psi^{(3)}(y) \quad \text{при} \quad y = G/2 + W, \tag{5}$$

$$\Psi^{(3)}(y) = \Psi^{(4)}(y) \quad \text{при} \quad y = G/2 + W + S, \tag{6}$$

$$\frac{\partial\Psi^{(1)}(y)}{\partial y} = \frac{\partial\Psi^{(2)}(y)}{\partial y} \quad \text{при} \quad y = G/2, \tag{7}$$

$$\frac{\partial\Psi^{(2)}(y)}{\partial y} = \frac{\partial\Psi^{(3)}(y)}{\partial y} \quad \text{при} \quad y = G/2 + W, \tag{8}$$

$$\frac{\partial\Psi^{(3)}(y)}{\partial y} = \frac{\partial\Psi^{(4)}(y)}{\partial y} \quad \text{при} \quad y = G/2 + W + S. \tag{9}$$

В силу симметрии структуры относительно оси z решение (3) с граничными условиями (4)–(9) будем искать для области $y > 0$ в виде разложения по ортонормированной системе функций

$$\Psi^{(t)}(y) = \sum_n \Psi_n^{(t)}(y), \tag{10}$$

где $\Psi_n(y) = A_n \sin(k_{tn}y) + B_n \cos(k_{tn}y)$.

В области *1* $k_{tn}^2 = -k_{1n}^2 = -(k_n^2 - k_m^2)$, в области *2* $k_{tn}^2 = k_{2n}^2 = k_e^2 - k_n^2$, в области *3* $k_{3n} = k_{1n}$, в области *4* $k_{tn}^2 = -k_{4n}^2 = -(k_n^2 - k_0^2)$; k_m, k_e, k_0 — волновые числа ПАВ для неограниченного пьезоэлектрика под полностью металлизированной поверхностью, под поверхностью с бесконечно длинной решеткой бесконечно длинных электродов и под свободной поверхностью соответственно; k_n — волновое число n-й моды. Поскольку в общем случае в структуре может существовать n типов волноводных мод ($n = 0, 1, 2, 3\ldots$), причем каждая со своим распределением поля в поперечном направлении, решение будем искать для каждой из них.

С учетом знака постоянной распространения k_{tn} и симметрии структуры в областях *1–4* решение (3) будем искать в виде: в области *1*, $0 < y < G/2$

$$\Psi_n^{(1)}(y) = B_{1n}F_B,$$

где

$$F_B = \begin{cases} \mathrm{ch}(k_{1n}G/2) & \text{для симметричных мод,} \\ \mathrm{sh}(k_{1n}G/2) & \text{для антисимметричных мод;} \end{cases} \tag{11}$$

в области *2*, $G/2 < y < W + G/2$

$$\Psi_n^{(2)}(y) = A_{2n}\sin(k_{2n}y) + B_{2n}\cos(k_{2n}y); \tag{12}$$

в области *3*, $W + G/2 < y < W + G/2 + S$

$$\Psi_n^{(3)}(y) = B_{3n}\exp(-k_{3n}y); \tag{13}$$

в области *4*, $y > W + G/2 + S$

$$\Psi_n^{(4)}(y) = B_{4n}\exp(-k_{4n}y). \tag{14}$$

Значения коэффициентов B_{1n}, A_{2n}, B_{2n}, A_{3n}, B_{3n}, B_{4n} можно определить из граничных условий (4)–(9) и условия ортонормировки

$$\int_{-\infty}^{\infty} dy\,\Psi_n^{(t)}(y)\,\Psi_m^{(t)}(y) = \delta_{nm}W, \tag{15}$$

где δ_{nm} — символ Кронекера.

Используя граничные условия (5) и (8) и выражения (12) и (13), нетрудно получить дисперсионное уравнение, связывающее волновые числа акустических волноводных мод с их круговой частотой. Условия существования решения дисперсионного уравнения рассмотрены в работе [1].

Модифицированные COM-уравнения для TCRF-фильтра

Для расчета входной проводимости TCRF-фильтра воспользуемся уравнениями (9)–(11) из работы [3] и разложением поля акустической волны в ряд по волноводным модам. Тогда с учетом выражений (1), (2) и (10) можно записать

$$R(y,z,\omega)=\sum_n R_n(\omega)\exp(-jk_nz)\,\Psi_n(y), \qquad (16)$$

$$S(y,z,\omega)=\sum_n S_n(\omega)\exp(+jk_nz)\,\Psi_n(y). \qquad (17)$$

Далее, выполним стандартные преобразования. Подставляя разложения (16) и (17) в уравнения (9) и (10) из работы [3], умножая обе части уравнений на $\Psi_n(y)$, интегрируя по y от $-\infty$ до $+\infty$ и учитывая условия нормировки (15), получим

$$\begin{aligned}S_{K,n}(\omega)&=r_K\eta_{1,K}\exp[-j\varkappa_np_K]R_{K,n}(\omega)\\&+\eta_{1,K}(1-|r_K|^2)^{1/2}\exp[-j\varkappa_np_K]S_{K+1,n}(\omega)\\&+\xi_K(\omega)\eta_{2,K}\exp[-j\varkappa_np_K/2](T_n^{(1)}U_1+T_n^{(2)}U_2), \qquad (18)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}R_{K+1,n}(\omega)&=\eta_{1,K}(1-|r_K|^2)^{1/2}\exp[-j\varkappa_np_K]R_{K,n}(\omega)\\&+r_K\eta_{1,K}\exp[-j\varkappa_np_K]S_{K+1,n}(\omega)\\&+\xi_K(\omega)\eta_{2,K}\exp[-j\varkappa_np_K/2](T_n^{(1)}U_1+T_n^{(2)}U_2), \qquad (19)\end{aligned}$$

где r_K — комплексный коэффициент отражения от k-го электрода; $\varkappa_n=k_n-k_0-j\alpha$, $k_0=2\pi/p_K$, p_K — расстояние между центрами $k+1$-го и k-го электродов; ξ_K — коэффициент преобразования ПАВ на k-м электроде [3]; $\eta_{1,K}=W_{1,K}/W$, $\eta_{2,K}=W_{2,K}/W$, W — максимальная апертура, $W_{1,K}$ — перекрытие соседних электродов, $W_{2,K}=W$ в случае, если используются холостые электроды, и $W_{2,K}=W_{1,K}$, если холостые электроды не используются; α — суммарные потери при распространении ПАВ в электродной структуре на единицу длины; L_K — ширина k-го электрода; центр отражения (преобразования) ПАВ принят находящимся в центре электрода.

Величины $T_n^{(1)}$ и $T_n^{(2)}$ равны

$$T_n^{(1)}=(1/W)\int\limits_{G/2}^{G/2+W}dy\,\Psi_n(y),$$

$$T_n^{(2)}=(1/W)\int\limits_{-(G/2+W)}^{-G/2}dy\,\Psi_n(y).$$

Отметим, что для симметричных мод $T_n^{(1)}=T_n^{(2)}$, а для антисимметричных $T_n^{(1)}=-T_n^{(2)}$. Число электродов в каждом ВШП примем равным N_T, а в каждой отражающей структуре — N_G. Записывая уравнение (11) из работы [3] для каждого преобразователя, затем подставляя разложения (16) и (17) в полученные уравнения, умножая обе части уравнений на $\Psi_n(y)$ и интегрируя по y в пределах апертуры каждого преобразователя, для изменения тока в ВШП за счет преобразования прямой и обратной волн получим

$$\begin{aligned}I_{1,K,n}(\omega)-I_{1,K+1,n}(\omega)&=2\xi_K(\omega)\exp[-j\varkappa_np_K/2]\\&\times T_n^{(1)}[R_{K,n}(\omega)+S_{K,n}(\omega)], \qquad (20)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}I_{2,K,n}(\omega)-I_{2,K+1,n}(\omega)&=2\xi_K(\omega)\exp[-j\varkappa_np_K/2]\\&\times T_n^{(2)}[R_{K,n}(\omega)+S_{K,n}(\omega)]. \qquad (21)\end{aligned}$$

Изменение тока в шинах за счет падения напряжения на емкости ВШП учтем позже.

Соотношения (18)–(21) можно записать в матричной фарме

$$\begin{vmatrix}S_{K,n}(\omega)\\R_{K+1,n}(\omega)\\\Delta I_{1,K,n}(\omega)\\\Delta I_{2,K,n}(\omega)\end{vmatrix}=\begin{vmatrix}P(1,1)&P(1,2)&P(1,3)&P(1,4)\\P(2,1)&P(2,2)&P(2,3)&P(2,4)\\P(3,1)&P(3,2)&P(3,3)&P(3,4)\\P(4,1)&P(4,2)&P(4,3)&P(4,4)\end{vmatrix}$$

$$\times\begin{vmatrix}R_{K,n}(\omega)\\S_{K+1,n}(\omega)\\U_1\\U_2\end{vmatrix}, \qquad (22)$$

где $\Delta I_{1,K,n}(\omega)=I_{1,K,n}(\omega)-I_{1,K+1,n}(\omega)$, $\Delta I_{2,K,n}(\omega)==I_{2,K,n}(\omega)-I_{2,K+1,n}(\omega)$,

$$P(1,1)=r_K\eta_{1,K}\exp[-j\varkappa_np_K],$$

$$P(1,2)=\eta_{1,K}(1-|r_K|^2)^{1/2}\exp[-j\varkappa_np_K],$$

$$P(1,3)=\xi_K(\omega)\eta_{2,K}\exp[-j\varkappa_np_K/2]T_n^{(1)},$$

$$P(1,4)=\xi_K(\omega)\eta_{2,K}\exp[-j\varkappa_np_K/2]T_n^{(2)},$$

$$P(2,1)=\eta_{1,K}(1-|r_K|^2)^{1/2}\exp[-j\varkappa_np_K],$$

$$P(2,2)=r_K\eta_{1,K}\exp[-j\varkappa_np_K],$$

$$P(2,3)=\xi_K(\omega)\eta_{2,K}\exp[-j\varkappa_np_K/2]T_n^{(1)},$$

$$P(2,4)=\xi_K(\omega)\eta_{2,K}\exp[-k\varkappa_np_K/2]T_n^{(2)},$$

$$P(3,1)=P(3,2)=2\xi_K(\omega)\exp[-j\varkappa_K/2]T_n^{(1)},$$

$$P(4,1)=P(4,2)=2\xi_K(\omega)\exp[-j\varkappa_nP_K/2]T_n^{(2)},$$

$$P(3,3)=P(3,4)=P(4,3)=P(4,4)=0.$$

Для расчета компонент P-матрицы TCRF-фильтра на первом этапе найдем компоненты суммарной P-матрицы двух ПАВ структур с матрицами $[P^{(1)}]$ и $[P^{(2)}]$, включенных последовательно. Для упрощения записываемых соотношений индекс n опустим. Тогда мактрицу $[P^{(1)}]$ определим как

$$\begin{vmatrix} S_K(\omega) \\ R_{K+1}(\omega) \\ \Delta I_{1,K}(\omega) \\ \Delta I_{2,K}(\omega) \end{vmatrix} =$$

$$\begin{vmatrix} P^{(1)}(1,1) & P^{(1)}(1,2) & P^{(1)}(1,3) & P^{(1)}(1,4) \\ P^{(1)}(2,1) & P^{(1)}(2,2) & P^{(1)}(2,3) & P^{(1)}(2,4) \\ P^{(1)}(3,1) & P^{(1)}(3,2) & P^{(1)}(3,3) & P^{(1)}(3,4) \\ P^{(1)}(4,1) & P^{(1)}(4,2) & P^{(1)}(4,3) & P^{(1)}(4,4) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} R_K(\omega) \\ S_{K+1}(\omega) \\ U_1 \\ U_2 \end{vmatrix}, \tag{23}$$

где $\Delta I_{1,K}(\omega) = I_{1,K}(\omega) - I_{1,K+1}(\omega)$, $\Delta I_{2,K}(\omega) = I_{2,K}(\omega) - I_{2,K+1}(\omega)$.

Матрицу $[P^{(2)}]$ определим как

$$\begin{vmatrix} S_{K+1}(\omega) \\ R_{K+2}(\omega) \\ \Delta I_{1,K+1}(\omega) \\ \Delta I_{2,K+1}(\omega) \end{vmatrix} =$$

$$\begin{vmatrix} P^{(2)}(1,1) & P^{(2)}(1,2) & P^{(2)}(1,3) & P^{(2)}(1,4) \\ P^{(2)}(2,1) & P^{(2)}(2,2) & P^{(2)}(2,3) & P^{(2)}(2,4) \\ P^{(2)}(3,1) & P^{(2)}(3,2) & P^{(2)}(3,3) & P^{(2)}(3,4) \\ P^{(2)}(4,1) & P^{(2)}(4,2) & P^{(2)}(4,3) & P^{(2)}(4,4) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} R_{K+1}(\omega) \\ S_{K+2}(\omega) \\ U_1 \\ U_2 \end{vmatrix}, \tag{24}$$

где $\Delta I_{1,K+1}(\omega) = I_{1,K+1}(\omega) - I_{1,K+2}(\omega)$, $\Delta I_{2,K+1}(\omega) = I_{2,K+1}(\omega) - I_{2,K+2}(\omega)$.

Используя системы уравнений (23), (24) с произвольными коэффициентами, записанные для двух последовательно включенных ПАВ структур TCRF-фильтра, нетрудно получить компоненты суммарной P-матрицы

$$\begin{vmatrix} S_K(\omega) \\ R_{K+2}(\omega) \\ \Delta I_1(\omega) \\ \Delta I_2(\omega) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} P^{(S4)}(1,1) & P^{(S4)}(1,2) & P^{(S4)}(1,3) & P^{(S4)}(1,4) \\ P^{(S4)}(2,1) & P^{(S4)}(2,2) & P^{(S4)}(2,3) & P^{(S4)}(2,4) \\ P^{(S4)}(3,1) & P^{(S4)}(3,2) & P^{(S4)}(3,3) & P^{(S4)}(3,4) \\ P^{(S4)}(4,1) & P^{(S4)}(4,2) & P^{(S4)}(4,3) & P^{(S4)}(4,4) \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} R_K(\omega) \\ S_{K+2}(\omega) \\ U_1 \\ U_2 \end{vmatrix}, \tag{25}$$

где $\Delta I_1(\omega) = I_{1,K}(\omega) - I_{1,K+2}(\omega)$, $\Delta I_2(\omega) = I_{2,K}(\omega) - I_{2,K+2}(\omega)$,

$$P^{(S4)}(1,1) = P^{(1)}(1,1) + P^{(1)}(1,2)P^{(2)}(1,1)P^{(1)}(2,1)/P_0; \tag{26}$$

$$P^{(S4)}(1,2) = P^{(1)}(1,2)P^{(2)}(1,2)/P_0; \tag{27}$$

$$P^{(S4)}(1,3) = P^{(1)}(1,3) + P^{(1)}(1,2)\big[P^{(2)}(1,3) + P^{(2)}(1,1)P^{(1)}(2,3)\big]/P_0; \tag{28}$$

$$P^{(S4)}(1,4) = P^{(1)}(1,4) + P^{(1)}(1,2)\big[P^{(2)}(1,4) + P^{(2)}(1,1)P^{(1)}(2,4)\big]/P_0; \tag{29}$$

$$P^{(S4)}(2,1) = P^{(1)}(2,1)P^{(2)}(2,1)/P_0; \tag{30}$$

$$P^{(S4)}(2,2) = P^{(2)}(2,2) + P^{(2)}(2,1)P^{(1)}(2,2)P^{(2)}(1,2)/P_0; \tag{31}$$

$$P^{(S4)}(2,3) = P^{(2)}(2,3) + P^{(2)}(2,1)\big[P^{(1)}(2,3) + P^{(2)}(1,3)P^{(1)}(2,2)\big]/P_0; \tag{32}$$

$$P^{(S4)}(2,4) = P^{(2)}(2,4) + P^{(2)}(2,1)\big[P^{(1)}(2,4) + P^{(2)}(1,4)P^{(1)}(2,2)\big]/P_0; \tag{33}$$

$$P^{(S4)}(3,1) = P^{(1)}(3,1) + P^{(1)}(2,1)\big[P^{(2)}(3,1) + P^{(2)}(1,1)P^{(1)}(3,2)\big]/P_0; \tag{34}$$

$$P^{(S4)}(3,2) = P^{(2)}(3,2) + P^{(2)}(1,2)\big[P^{(1)}(3,2) + P^{(1)}(2,2)P^{(2)}(3,1)\big]/P_0; \tag{35}$$

$$P^{(S4)}(3,3) = P^{(1)}(3,3) + P^{(2)}(3,3) + \big\{P^{(1)}(3,2)[P^{(2)}(1,3) + P^{(2)}(1,1)P^{(1)}(2,3)] + P^{(2)}(3,1)[P^{(1)}(2,3) + P^{(1)}(2,2)P^{(2)}(1,3)]\big\}/P_0; \tag{36}$$

$$P^{(S4)}(3,4) = P^{(1)}(3,4) + P^{(2)}(3,4) + \big\{P^{(1)}(3,2)[P^{(2)}(1,4) + P^{(2)}(1,1)P^{(1)}(2,4)] + P^{(2)}(3,1)[P^{(1)}(2,4) + P^{(1)}(2,2)P^{(2)}(1,4)]\big\}/P_0; \tag{37}$$

$$P^{(S4)}(4,1) = P^{(1)}(4,1) + P^{(1)}(2,1)\big[P^{(2)}(4,1) + P^{(2)}(1,1)P^{(1)}(4,2)\big]/P_0; \tag{38}$$

$$P^{(S4)}(4,2) = P^{(2)}(4,2) + P^{(2)}(1,2)\big[P^{(1)}(4,2) + P^{(1)}(2,2)P^{(2)}(4,1)\big]/P_0; \tag{39}$$

$$P^{(S4)}(4,3) = P^{(1)}(4,3) + P^{(2)}(4,3) + \big\{P^{(1)}(4,2)[P^{(2)}(1,3) + P^{(2)}(1,1)P^{(1)}(2,3)] + P^{(2)}(4,1)[P^{(1)}(2,3) + P^{(1)}(2,2)P^{(2)}(1,3)]\big\}/P_0; \tag{40}$$

$$P^{(S4)}(4,4) = P^{(1)}(4,4) + P^{(2)}(4,4) + \big\{P^{(1)}(4,2)[P^{(2)}(1,4) + P^{(2)}(1,1)P^{(1)}(2,4)] + P^{(2)}(4,1)[P^{(1)}(2,4) + P^{(1)}(2,2)P^{(2)}(1,4)]\big\}/P_0, \tag{41}$$

где $P_0 = 1 - P^{(2)}(1,1)P^{(1)}(2,2)$.

Верхние индексы $S4$, 1 и 2 относятся соответственно к суммарной P-матрице, P-матрице ПАВ структуры, находящейся слева, и P-матрице ПАВ структуры, находящейся справа. ПАВ структурой может быть как отдельный электрод, так и группа электродов, для которой вычислена суммарная P-матрица. Приведенные соотношения позволяют рассчитывать входную проводимость TCRF-фильтра с произвольно меняющейся полярностью подключения пар электродов к шинам преобразователя, изменяющимся периодом структуры, аподизацией электродов как в ВШП, так и в отражающей структуре и реальным распределением поверхностного тока (заряда) на электродах ВШП [3].

Расчет входной проводимости TCRF-фильтра

Расчет входной проводимости TCRF-фильтра будем проводить на основе модифицированного COM-метода. Эквивалентную акустоэлектрическую схему TCRF представим, рассматривая каждый ВШП в виде устройства с двумя электрическими и шестью акустическими входами (выходами), как это показано на рис. 2. К преобразователям IDT-1 и IDT-2 приложены потенциалы U_1 и U_2 и через них текут токи I_1, I_2 соответственно. На преобразователи IDT-1 и IDT-2 слева падают акустические волны с комплексными амплитудами R_n^{A1} и отражаются акустические волны с комплексными амплитудами S_n^{A1}, а справа падают акустические волны с комплексными амплитудами S_n^{A2} и отражаются акустические волны с комплексными амплитудами R_n^{A2}. На отражающие структуры $RA1$-L ($RA2$-L) и $RA1$-P ($RA2$-P) слева падают акустические волны с комплексными амплитудами R_n^{B1} и R_n^{C1} соответственно и отражаются акустические волны с комплексными амплитудами S_n^{B1} и S_n^{C1} соответственно, а справа падают акустические волны с комплексными амплитудами S_n^{B3} и S_n^{C2} соответственно и отражаются акустические волны с комплексными амплитудами R_n^{B2} и R_n^{C2} соответственно.

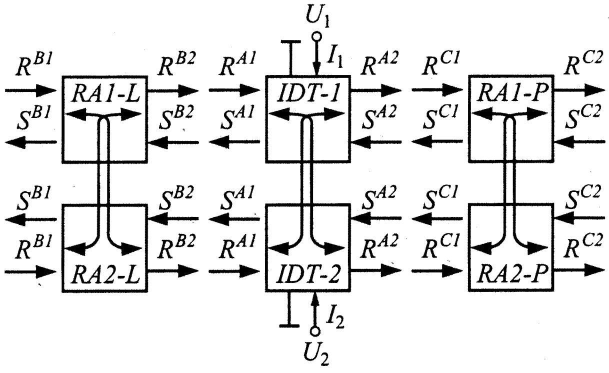

Рис. 2. Эквивалентная акустоэлектрическая схема TCRF-фильтра.

Акустическая связь между преобразователями IDT-1 и IDT-2, а также отражающими структурами $RA1$-L и $RA2$-L, $RA1$-P и $RA2$-P определяется распределением поля акустической волны в поперечном направлении структуры, и описывается выражениями (11), (12).

Записывая уравнения, аналогичные уравнениям (22) для k-го электрода IDT-1 и IDT-2 фильтра, и приняв $p_K = d_T$, а затем выполняя последовательное перемножение компонент матриц согласно (25)–(41), получим компоненты матриц $[P^{(IDT)}]$, описывающей преобразователи TCRF-фильтра в отсутствие отражающих структур $RA1$-L ($RA2$-L) и $RA1$-P ($RA2$-P)

$$\left|\begin{matrix} S^{A1}(\omega) \\ R^{A1}(\omega) \\ \Delta I_1(\omega) \\ \Delta I_2(\omega) \end{matrix}\right| = \left|\begin{matrix} P^{(IDT)}(1,1) & P^{(IDT)}(1,2) & P^{(IDT)}(1,3) & P^{(IDT)}(1,4) \\ P^{(IDT)}(2,1) & P^{(IDT)}(2,2) & P^{(IDT)}(2,3) & P^{(IDT)}(2,4) \\ P^{(IDT)}(3,1) & P^{(IDT)}(3,2) & P^{(IDT)}(3,3) & P^{(IDT)}(3,4) \\ P^{(IDT)}(4,1) & P^{(IDT)}(4,2) & P^{(IDT)}(4,3) & P^{(IDT)}(4,4) \end{matrix}\right| \times \left|\begin{matrix} R^{A2}(\omega) \\ S^{A2}(\omega) \\ U_1 \\ U_2 \end{matrix}\right|. \tag{42}$$

Аналогично из уравнений (22), (25)–(41) могут быть получены P-матрицы окружающих структур $RA1$-L ($RA2$-L) и $RA1$-P ($RA2$-P). При этом необходимо учесть, что в отражающих структурах не происходит прямого и обратного преобразования акустических волн и к ним не приложены электрические потенциалы. Поэтому при выводе P-матриц отражающих структур необходимо положить, что $\xi_K = 0$, $U_0 = 0$, $C_2 = 0$. В этом случае элементы матрицы $P(1,3)$, $P(2,3)$, $P(3,1)$, $P(3,2)$, $P(3,3)$, $P(1,4)$, $P(2,4)$, $P(4,1)$, $P(4,2)$, $P(4,4)$ будут нулевыми. Тогда, для P-матрицы отражающей структуры $RA1$-L ($RA1$-L), приняв $p_K = d_R$, получим

$$\left|\begin{matrix} S^{B1}(\omega) \\ R^{B2}(\omega) \end{matrix}\right| = \left|\begin{matrix} P^{(AL)}(1,1) & P^{(AL)}(1,2) \\ P^{(AL)}(2,2) & P^{(AL)}(2,2) \end{matrix}\right| \left|\begin{matrix} R^{B1}(\omega) \\ S^{B2}(\omega) \end{matrix}\right|, \tag{43}$$

а для P-матрицы отражающей структуры RA-P будем иметь

$$\left|\begin{matrix} S^{C1}(\omega) \\ R^{C2}(\omega) \end{matrix}\right| = \left|\begin{matrix} P^{(AP)}(1,1) & P^{(AP)}(1,2) \\ P^{(AP)}(2,2) & P^{(AP)}(2,2) \end{matrix}\right| \left|\begin{matrix} R^{C1}(\omega) \\ S^{C2}(\omega) \end{matrix}\right|. \tag{44}$$

P-матрица $[P^{(D1)}]$, описывающая зазор между отражающей структурой $RA1$-L ($RA2$-L) и ВШП, а также P-матрица $[P^{(D2)}]$, описывающая зазор между ВШП и отражающей структурой $RA1$-P ($RA2$-P), могут быть получены из уравнений (22), (25)–(41) при условиях: $\xi_K = 0$, $U_0 = 0$, $C_2 = 0$, $r_K = 0$, $W_K = 0$.

В данном случае ненулевыми будут только элементы $P(1,2)$ и $P(2,1)$. Из рассмотрения рис. 2 понятно, что $R^{(A1)} = R^{(B2)}\exp(-jkd_1)$, $S^{B2} = S^{A1}\exp[jkd_1]$ и $R^{C1} = R^{A2}\exp(-jkd_1)$, $S^{A2} = S^{C1}\exp(jkd_1)$, где d_1-расстояние между ВШП и отражающими структурами.

Выполняя последовательное перемножение матриц, согласно соотношениям (25)–(41),

$$[P^{(L)}] = [P^{(D1)}] \times [P^{(AL)}] \times [P^{(IDT)}],$$

$$[P^{(P)}] = [P^{(AP)}] \times [P^{(D2)}],$$

а затем

$$[P^{(S4)}] = [P^{(L)}] \times [P^{(P)}],$$

получим компоненты матрицы $[P^{(S4)}]$, описывающей преобразователи TCRF с учетом отражающих структур $RA1$-L ($RA2$-L) и $RA1$-P ($RA2$-P).

Величины $P^{(S4)}(3,3)$, $P^{(S4)}(3,4)$, $P^{(S4)}(4,3)$, $P^{(S4)}(4,4)$ имеют смысл проводимостей, причем надо иметь в виду, что они получены для n-й волноводной моды. Выделяя их из матрицы $[P^{(S4)}]$, получим

$$\begin{vmatrix} I_{1,n}(\omega) \\ I_{2,n}(\omega) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Y_n(1,1) & Y_n(1,2) \\ Y_n(2,1) & Y_n(2,2) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} U_1 \\ U_2 \end{vmatrix}, \quad (45), (46)$$

где $Y_n(1,1) = P^{(S4)}(3,3)$, $Y_n(1,2) = \pm P^{(S4)}(3,4)$, $Y_n(2,1) = P^{(S4)}(4,3)$, $Y_n(2,2) = \pm P^{(S4)}(4,4)$ — значения компонент матрицы входной проводимости фильтра, обусловленных n-й возбуждаемой волноводной модой.

С учетом знака U_2 знак „плюс" у $Y_n(1,2)$ и $Y_n(2,2)$ следует использовать для симметричных мод, а „минус" — для антисимметричных.

Поскольку в данной теории рассматриваются только линейные взаимодействия (прямое и обратное преобразование ПАВ, отражение и распространение ПАВ), суммарный ток через ВШП равен сумме токов, обусловленных каждой из возбуждаемых мод, плюс высокочастотный ток через статическую емкость ВШП

$$I_1(\omega) = \sum_n \left[I_{1,n}(\omega)\right] + j\omega(C_2/2)U_1 \sum_{k=1}^{N_T} \eta_{1K}, \quad (47)$$

$$I_2(\omega) = \sum_n \left[I_{2,n}(\omega)\right] + j\omega(C_2/2)U_2 \sum_{k=1}^{N_T} \eta_{2K}, \quad (48)$$

Заметим, что количество и тип симметрии возбуждаемых мод определяется из решения дисперсионного уравнений, получаемого из граничных условий (5) и (8). Тогда после нахождения из уравнений (45)–(48) значений компонент матрицы входной проводимости, обусловленных каждой из возбуждаемых в TCRF-фильтре волноводных мод, компоненты суммарной входной проводимости TCRF могут быть найдены простым их суммированием

$$\begin{vmatrix} I_1(\omega) \\ I_2(\omega) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} Y(1,1) & Y(1,2) \\ Y(2,1) & Y(2,2) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} U_1 \\ U_2 \end{vmatrix}, \quad (49), (50)$$

где

$$Y(1,1) = \sum_n P_n^{(S4)}(3,3) + j\omega(C_2/2) \sum_{k=1}^{N_T} \eta_{1K}; \quad (51)$$

$$Y(1,2) = \sum_n \pm P_n^{(S4)}(3,4); \quad (52)$$

$$Y(2,1) = \sum_n P_n^{(S4)}(4,3); \quad (53)$$

$$Y(2,2) = \sum_n \pm P_n^{(S4)}(4,4) + j\omega(C_2/2) \sum_{k=1}^{N_T} \eta_{2K}. \quad (54)$$

Отметим, что знак „плюс" в выражениях для $Y(1,2)$ и $Y(2,2)$ следует использовать для симметричных мод, а „минус" — для антисимметричных.

Эквивалентная электрическая схема TCRF-фильтра представляет собой П-образное звено из пассивных элементов с комплексной проводимостью. Используя эквивалентную электрическую схему фильтра и величины входных проводимостей (51)–(54), нетрудно стандартными методами рассчитать S-параметры TCRF-фильтра.

Результаты расчета и эксперимента

Для экспериментальной проверки разработанной теории воспользуемся результатами работы [7]. В данной работе представлен TCRF-фильтр, не имеющий изменений в полярности подключения пар электродов к контактным шинам. Поэтому он может быть рассчитан как на основе обычной COM-теории (например, представленной в [1]), так и на основе теории, представленной в данной работе. Данный фильтр на центральную частоту 68.9 MHz был спроектирован на основе обычной COM-теории и процедуры синтеза, включающей оптимизацию по параметрам W, G, N_T и d_T/d_R. В соответствии с требуемой полосой рабочих частот фильтра ~ 80 kHz в качестве материала пьезоподложки был

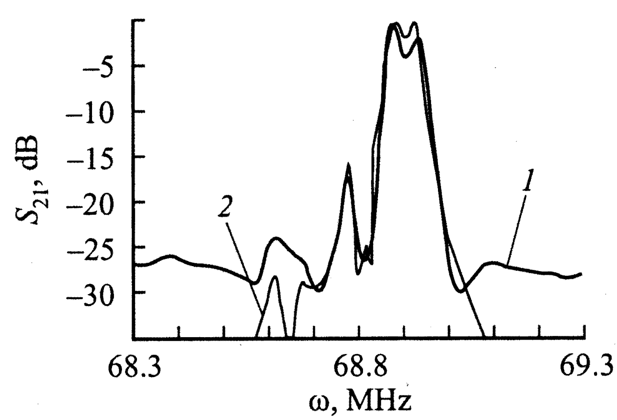

Рис. 3. Результаты измерения (*1*) и расчета (*2*) коэффициента передачи двухмодового TCRF-фильтра в несогласованном режиме.

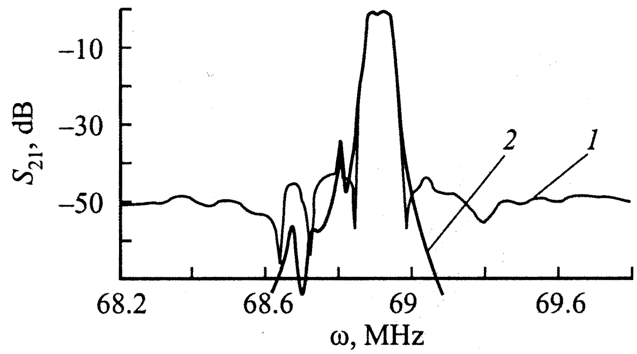

Рис. 4. Результаты измерения (*1*) и расчета (*2*) коэффициента передачи двух последовательно включенных TCRF-фильтров в согласованном режиме.

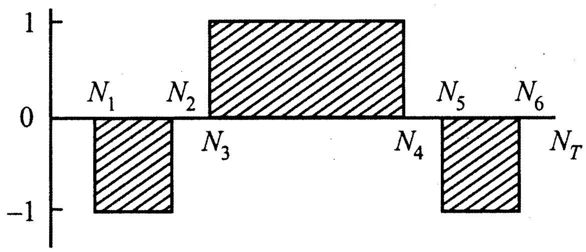

Рис. 5. Закон изменения полярности подключения пар электродов к контактным шинам четырехмодового TCRF.

выбран ST, X кварц. Основные параметры топологии фильтра следующие: $d_T = 22.835\,\mu$m, $d_R = 22.791\,\mu$m, число электродов в преобразователях IDT-1 (IDT-2) $N_T = 561$, число электродов в отражающих структурах $RA1(RA2)$ $N_R = 200$, $W = 6.3\lambda_0$, $G = 1\lambda_0$, толщина пленки $A1$ $0.018\lambda_0$, $d_T = 0.875\lambda_0$, $W_K = 5\lambda_0$, где λ_0 — длина акустической волны на центральной частоте.

Результаты измерения коэффициента передачи фильтра (S_{21}), включенного в тракт с волновым сопротивлением 300 Ω без использования элементов согласования, представлены на рис. 3 (кривая *1*). Там же приведены результаты расчета на основе предложенной в данной работе теории (кривая *2*). По результатам измерений полоса частот по урвоню −3 dB составляет 85 kHz, вносимые потери 5.5 dB. „Полочка" на уровне −27 dB на экспериментальной зависимости S_{21} обусловлена сигналом прямого прохождения. Отметим, что входное (выходное) сопротивление фильтра, измеренное прибором Р4-37, составляет $\sim 300\,\Omega$.

Для увеличения уровня внеполосного подавления использовалось последовательное включение двух фильтров с параметром W, равным $6.3\lambda_0$ для первого фильтра и $W = 5.9\lambda_0$ для второго фильтра. Частотная характеристика двух последовательно включенных фильтров с согласующими индуктивностями номиналом $0.6\,\mu$H, включенными на входе и выходе каждого фильтра, и эмиттерным повторителем на входе первого фильтра, измеренные в тракте пробора Р4-37 с волновым сопротивлением 50 Ω, приведены на рис. 4 (кривая *1*). Там же приведены результаты расчета на основе предложенной в данной работе теории (кривая *2*). По результатам измерения вносимые потери составили 7 dB, полоса частот по уровню −3 dB составила 82 kHz. В диапазоне частот 10…200 MHz внеполосное подавление составило не менее 43 dB, за исключением узкого пика шириной ~ 10 kHz на частоте 68.770 MHz, достигающего уровня −36 dB.

Для проверки разработанной теории в случае возбуждения в системе двух слабосвязанных резонаторов одновременно четырех мод воспользуемся экспериментальными данными из работы [6], где рассмотрен TCRF-фильтр с четырьмя изменениями полярности подключения пар электродов к контактным шинам ВШП. Основные параметры топологии фильтра следующие: общее число электродов в преобразователях IDT-1 (IDT-2) $N_T = 999$, число полосков в отражающих структурах $RA1(RA2)$ $N_R = 250$, $W = 8\lambda_0$, $G = 2\lambda_0$, толщина пленки $A1$ $0.017\lambda_0$, $d_1 = 0.875\lambda_0$, материал пьезоподложки ST, X кварц. Изменение полярности подключения пар электродов к контактным шинам

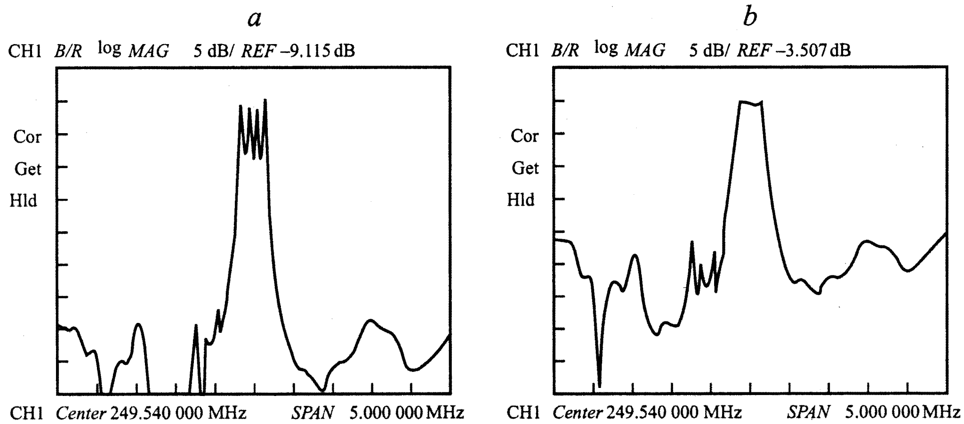

Рис. 6. Результаты измерения коэффициента передачи четырехмодового TCRF-фильтра в несогласованном (*a*) и согласованном режимах (*b*) из работы [6].

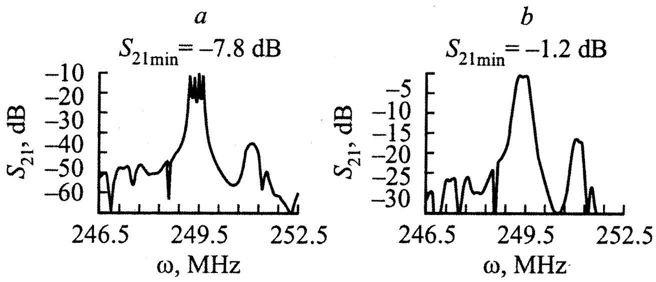

Рис. 7. Результаты расчета изложенным в данной работе методом коэффициента передачи четырехмодового TCRF-фильтра в несогласованном (a) и согласованном режимах (b) с данными топологии из работы [6].

имеет место при $N_1 = 91$, $N_2 = 139$, $N_3 = 326$, $N_4 = 674$, $N_5 = 861$, $N_6 = 909$. Причем от 1-го электрода до электрода с номером N_1, от электрода с номером N_2 до электрода с номером N_3, от электрода с номером N_4 до электрода с номером N_5, от электрода с номером N_6 до электрода с номером N_T использованы холостые электроды. Характер изменения полярности подключения пар электродов показан на рис. 5. Здесь, если в центральной части ВШП полярность подключения принять за положительную, т. е. $+1$, то от электрода с номерм N_1 до электрода с номером N_2 и от электрода с номером N_5 до электрода с номером N_6 полярность подключения обратная, т. е. -1.

Результаты измерения коэффициента передачи фильтра, включенного в тракт с волновым сопротивлением $50\,\Omega$ без использования элементов согласования, представлены на рис. 6, a (из работы [6]), а на рис. 7, a приведены результаты расчета на основе предложенной теории (результаты расчета в работе [6] не приведены). Результаты измерения коэффициента передачи фильтра, включенного в тракт с волновым сопротивлением $50\,\Omega$ в согласованном режиме, представлены на рис. 6, b (из работы [6]), а на рис. 7, b приведены результаты расчета на основе предложенной теории. Сопоставление теории и эксперимента показывает хорошее совпадение предложенной теории и экспериментальных данных из работы [6]. Несколько меньшие расчетные вносимые потери по сравнению с измеренными, по-видимому, связаны с пренебрежением при расчете резистивными потерями в электродах ВШП и отражающих структур.

Список литературы

[1] *Birykov S.V., Martin G., Polevoi V.G.* et al. // IEEE Trans. on UFFC-42. 1995. Vol. UFFC-42. N 4. P. 612–618.
[2] *Дмитриев В.Ф.* // ЖТФ. 2002. Т. 72. Вып. 7. С. 95–102.
[3] *Дмитриев В.Ф.* // ЖТФ. 2002. Т. 72. Вып. 9. С. 93–101.
[4] *Дмитриев В.Ф.* // ЖТФ. 2002. Т. 72. Вып. 11. С. 83–89.
[5] *Martin G.* // Proc. 1999. IEEE Ultrasonics Symposium. P. 15–24.
[6] *Martin G., Waill B.* // Proc. 1997. IEEE Ultrasonics. Symposium. P. 37–40.
[7] *Dmitriev V.F., Osipova N.P.* // Proc. Intern. Forum on Wawe Electronics and Its Application. St.Petersburg, 2000. P. 360–364.