

01;08

Теория и расчет гибридного резонаторного фильтра на поверхностных акустических волнах с повышенным внеполосным подавлением

© В.Ф. Дмитриев

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

(Поступило в Редакцию 27 марта 2002 г. В окончательной редакции 23 апреля 2002 г.)

На основе модифицированных уравнений для связанных мод разработана теория фильтров на продольных резонансных модах. Проведено сопоставление результатов теории и эксперимента. Предложенная топология гибридного резонаторного фильтра на поверхностных акустических волнах, использующего как продольные резонансные моды, так и резонансные моды лестничной структуры, обеспечивает повышенное внеполосное подавление.

Введение

В последние годы в связи с бурным развитием мобильной связи большой интерес возник к фильтрам, использующим резонаторы на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Основным достоинством таких фильтров являются весьма малые вносимые потери (1–4 dB) при приемлемом внеполосном подавлении (25–60 dB). Данные качества являются весьма привлекательными для использования фильтров в системах связи, в частности в мобильных телефонах. Большинство мобильных телефонов различных стандартов связи (в том числе GSM, PCS, PCN и т.д.) в качестве элементов частотной селекции используют различные типы резонансных фильтров на ПАВ. Основными типами резонансных фильтров на ПАВ являются следующие: лестничные фильтры с использованием резонаторов на ПАВ [1], фильтры на поперечных резонансных модах [2] (NCRF) и фильтры на продольных резонансных модах [3] (DMSF). Каждому из перечисленных выше типов фильтров присущи свои достоинства и недостатки. Основным недостатком лестничных фильтров является сравнительно небольшое внеполосное подавление при отстройке от центральной частоты на несколько полос пропускания. Фильтры на поперечных резонансных модах могут быть реализованы только на материалах с низким коэффициентом электромеханической связи и поэтому имеют небольшую относительную полосу частот (не более 0.15%). Кроме того, TCRF-фильтры требуют элементы согласования. Фильтры на продольных резонансных модах имеют справа на частотной зависимости коэффициента передачи „плечо“, уровень которого для фильтра, имеющего два полюса входной проводимости, находится на уровне –10...–15 dB. Поэтому такие фильтры требуют последовательного включения двух или трех звеньев, входная проводимость фильтра имеет при этом 4 или 6 полюсов соответственно.

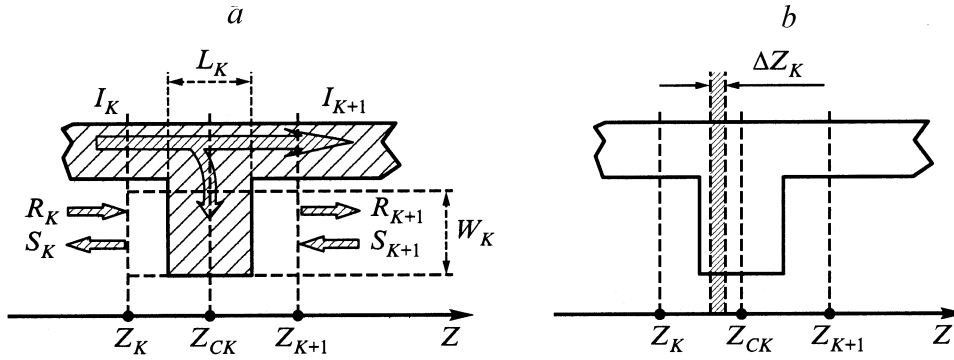
В [4] был предложен и экспериментально проверен способ уменьшения уровня „плеча“ на частотной характеристике DMSF-фильтра путем включения емкости

между входом и выходом фильтра. В [5] выполнен приближенный расчет и проведено сопоставление результатов расчета и эксперимента при введении дополнительной емкости. Однако включение дополнительной емкости между входом и выходом фильтра наряду с уменьшением уровня „плеча“ приводит и к уменьшению уровня общего внеполосного подавления фильтра.

В данной работе на основе модифицированных уравнений для связанных мод предложенных в [1], построена теория фильтров, использующих продольные резонансные моды. Проведено сопоставление результатов расчета и эксперимента. Предложен топологический метод устранения „плеча“ DMSF-фильтра путем использования вместо второго звена DMSF-фильтра лестничного фильтра на основе резонаторов на ПАВ, выполненного на той же подложке.

Модифицированный СОМ-метод

Обычно используемая СОМ-теория (смотри, например, [6]), основанная на выводе и последующем решении системы неоднородных дифференциальных уравнений неоправданно усложняет расчет устройств на ПАВ. В рамках такой теории затруднен учет таких факторов, как изменяющийся период структуры, аподизация, неоднородное распределение поверхностного заряда на электродах структуры. Все перечисленные факторы достаточно просто могут быть учтены в рамках модифицированного СОМ-метода, оперирующего элементарным звеном структуры (одним электродом ВШП — встречно-штыревого преобразователя или отражающей структуры). Кроме того, данный метод более перспективен с точки зрения дальнейшего усложнения исходной модели структуры. Параметры структуры на ПАВ в целом (ВШП отражающей структуры или их произвольной комбинации) определяются путем перемножения соответствующих P -матриц отдельных электродов (как это делается в обычной теории четырехполюсников с использованием матрицы рассеяния).

Рис. 1. k -й электрод ВШП.

Пусть задана ПАВ структура в виде электродов с чередующейся полярностью и произвольно меняющимся периодом и перекрытием соседних электродов. Будем также полагать, что источник сигнала амплитудой U_0 подключен слева. Рассмотрим k -й электрод ВШП (рис. 1, a). Пусть $R(Z, \omega)$ и $S(Z, \omega)$ — две связанные между собой плоские волны с волновым числом κ , распространяющиеся в электродной структуре ВШП. Причем $R(Z, \omega)$ распространяется в направлении оси Z , а $S(Z, \omega)$ — в направлении, противоположном оси Z . Однородные плоские волны запишем в виде

$$R(Z, \omega) = R(\omega) \exp(-j\kappa Z), \quad (1)$$

$$R(Z, \omega) = S(\omega) \exp(+j\kappa Z), \quad (2)$$

где $R(\omega)$, $S(\omega)$ — комплексные амплитуды соответствующих волн.

Пусть на k -й электрод слева падает волна $R_k(R, \omega)$, а справа — $S_{k+1}(Z, \omega)$, тогда для комплексных амплитуд прошедших волн с учетом механизмов отражения, прохождения и преобразования с коэффициентом ξ_k можно получить

$$\begin{aligned} S_k(\omega) &= r_k \eta_{1k} \exp[-j(\kappa_E - \kappa_0)p_K] R_k(\omega) \\ &+ \eta_{1k} (1 - |r_k|^2)^{1/2} \exp(-j(\kappa_E - \kappa_0)p_K) S_{k+1}(\omega) \\ &+ \xi_k(\omega) \eta_{2k} \exp[-j(\kappa_E - \kappa_0)p_K/2] U_0, \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} R_{k+1}(\omega) &= \eta_{1k} (1 - |r_k|^2)^{1/2} \exp[-j(\kappa_E - \kappa_0)p_K] R_k(\omega) \\ &+ r_k \eta_{1k} \exp[-j(\kappa_E - \kappa_0)p_K] S_{k+1}(\omega) \\ &+ \xi_k(\omega) \eta_{2k} \exp[-j(\kappa_E - \kappa_0)p_K/2] U_0, \end{aligned} \quad (4)$$

где r_k — комплексный коэффициент отражения от k -го электрода, κ_E — эффективное волновое число ПАВ, $\kappa_0 = 2\pi/p_K$, $p_K = Z_{k+1} - Z_k$, ξ_k — коэффициент преобразования ПАВ на k -м электроде, $\eta_{1k} = W_{1k}/W_0$, $\eta_{2k} = W_{2k}/W_0$, W_0 — максимальная апертура, W_{1k} — перекрытие соседних электродов, $W_{2k} = W_0$ в случае, если используются холостые электроды, и $W_{2k} = W_{1k}$, если холостые электроды не используются.

Фазовые множители у слагаемых, связанных с отражением (преобразованием) волн, определяют фазовый набег от центра отражения (преобразования) волны до соответствующей границы: Z_k — для $S_k(\omega)$ и Z_{k+1} — для $R_k(\omega)$. Центр отражения (преобразования) ПАВ принят находящимся в центре электрода. Эффективное волновое число вычислим как $\kappa_E = 2\pi/\lambda_E = \omega/[V_0 + L_k(V_M - V_0)/p_K] - j\alpha$, где V_0 — скорость ПАВ на свободной поверхности, V_M — скорость ПАВ под металлизированной поверхностью, α — суммарные потери при распространении ПАВ в электродной структуре на единицу длины.

Изменение тока в шине ВШП происходит за счет преобразования прямой и обратной волн и падения напряжения на емкости электрода

$$\begin{aligned} \Delta I_k(\omega) &= I_k(\omega) - I_{k+1}(\omega) = \\ &+ 2\xi_k(\omega) \exp[-j(\kappa_E - \kappa_0)p_K/2] R_k(\omega) \\ &+ 2\xi_k(\omega) \exp[-j(\kappa_E - \kappa_0)p_K/2] S_k(\omega) \\ &+ j\omega(C_2/2)U_0. \end{aligned} \quad (5)$$

Рассмотрим слагаемые, связанные с преобразованием ПАВ при прохождении через электрод ВШП (рис. 1, b), и учтем тот факт, что возбуждение носит распределенный характер. Будем полагать, что прямое и обратное преобразование ПАВ на электродах происходит с одинаковой эффективностью, т. е. носит взаимный характер. Пусть задано распределение поверхностного тока на электродах ВШП в виде $J(Z)$. Будем считать, что механизм преобразования ПАВ малым участком поверхностного тока ΔZ_k электрода и всего электрода аналогичны. Тогда, просуммировав вклады и преобразование ПАВ по ширине электрода относительно его центра Z_c и переходя к пределу ($\Delta Z_k \rightarrow 0$), получим

$$\xi_k = G_a \int_{-L_k/2}^{L_k/2} J(Z) \exp[-j(\omega/V_M - \kappa_0)Z] dZ, \quad (6)$$

где G_a — акустическая проводимость излучения на частоте синхронизма (см., например, [6]).

Расчет распределения поверхностного тока на электродах $J(Z)$ в самосогласованной постановке, т.е. с учетом краевых эффектов, конечной длины ВШП и обратной реакции пьезоэлектрика, изложен в [7]. Соотношения (3)–(5) можно записать в матричной форме

$$\begin{vmatrix} S_K(\omega) \\ R_{K+1}(\omega) \\ \Delta I_K(\omega) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} P(1, 1) & P(1, 2) & P(1, 3) \\ P(2, 2) & P(2, 2) & P(2, 3) \\ P(3, 1) & P(3, 2) & P(3, 3) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} R_K(\omega) \\ S_{K+1}(\omega) \\ U_0 \end{vmatrix}. \quad (7)$$

Теперь P -матрица ВШП в целом может быть найдена последовательным перемножением P -матриц, описывающих каждый электрод.

Используя систему уравнений (3)–(5) с произвольными коэффициентами, записанную для двух последовательно включенных ПАВ структур, нетрудно получить компоненты суммарной P -матрицы

$$P^{(s)}(1, 1) = P^{(1)}(1, 1) + P^{(1)}(1, 2)P^{(2)}(1, 1)P^{(1)}(2, 1)/P_0; \quad (8)$$

$$P^{(s)}(1, 2) = P^{(1)}(1, 2)P^{(2)}(1, 2)/P_0; \quad (9)$$

$$P^{(s)}(1, 3) = P^{(1)}(1, 3) + P^{(1)}(1, 2)[P^{(2)}(1, 3) + P^{(2)}(1, 1)P^{(1)}(2, 3)]/P_0; \quad (10)$$

$$P^{(s)}(2, 1) = P^{(1)}(2, 1)P^{(2)}(2, 1)/P_0; \quad (11)$$

$$P^{(s)}(2, 2) = P^{(2)}(2, 2) + P^{(2)}(2, 1)P^{(1)}(2, 2)P^{(2)}(1, 2)/P_0; \quad (12)$$

$$P^{(s)}(2, 3) = P^{(2)}(2, 3) + P^{(2)}(2, 1)P^{(1)}(2, 3) + P^{(2)}(1, 3)P^{(1)}(2, 2)]/P_0; \quad (13)$$

$$P^{(s)}(3, 1) = P^{(1)}(3, 1) + P^{(1)}(2, 1)[P^{(1)}(3, 1) + P^{(2)}(1, 1)P^{(1)}(3, 2)]/P_0; \quad (14)$$

$$P^{(s)}(3, 2) = P^{(1)}(3, 2) + P^{(2)}(1, 2)[P^{(1)}(3, 2) + P^{(1)}(2, 2)P^{(2)}(3, 1)]/P_0; \quad (15)$$

$$P^{(s)}(3, 3) = P^{(1)}(3, 3) + P^{(2)}(3, 3) + \{P^{(1)}(3, 2)[P^{(2)}(1, 3) + P^{(2)}(1, 1)P^{(1)}(2, 3)] + P^{(2)}(3, 1)[P^{(1)}(2, 3) + P^{(1)}(2, 2)P^{(2)}(1, 3)]\}/P_0, \quad (16)$$

где $P_0 = 1 - P^{(2)}(1, 1)P^{(1)}(2, 2)$; верхние индексы s , 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.

Процедуру вычисления компонент P -матрицы ПАВ структуры, описываемую последовательным перемножением соответствующих компонент согласно соотношениям (8)–(16), запишем в символической форме в виде

$$P(l, m) + \prod_{n=1}^N F\{P_n(l', m')\}, \quad (17)$$

где N — номер последнего электрода ПАВ структуры, а под знаком функции $F\{P_n(l', m')\}$ понимается вычисление последовательных произведений компонент матрицы согласно (8)–(16).

Приведенные соотношения позволяют рассчитывать входную проводимость ВШП в составе фильтра или резонатора с произвольно меняющимся периодом и апертурой электродов вдоль структуры ВШП и реальным распределением поверхностного тока (заряда) на электродах ВШП. Отметим, что входную проводимость ВШП определяет элемент $P(3, 3)$ суммарной P -матрицы ПАВ структуры.

Расчет фильтров, использующих продольные резонансные моды модифицированным СОМ-методом

Топология DMSF-фильтра [3] представлена на рис. 2. Она включает один входной преобразователь — IDT-A и два выходных преобразователя — IDT-B и IDT-C, включенных параллельно. Отметим, что возможно использование и одного выходного ВШП вместо двух. Для обеспечения оптимального режима возбуждения резонансных мод в полости резонатора по краям IDT-B и IDT-C включены отражающие структуры RA-B и RA-C.

Расчет DMSF-фильтра будем проводить на основе модифицированного СОМ-метода. Эквивалентную акусто-электрическую схему DMSF представим, рассматривая каждый ВШП в виде устройства с двумя электрическими и четырьмя акустическими входами (выходами), как это показано на рис. 3. К преобразователям IDT-A, IDT-B и IDT-C приложены потенциалы U^A , U^B , U^C , через них текут токи I^A , I^B , I^C соответственно. На преобразователях IDT-A, IDT-B и IDT-C слева падают акустические волны с комплексными амплитудами R^{A1} , R^{B1} , R^{C1} и

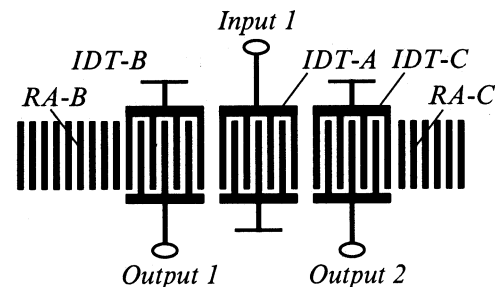


Рис. 2. Топология фильтра на продольных резонансных модах.

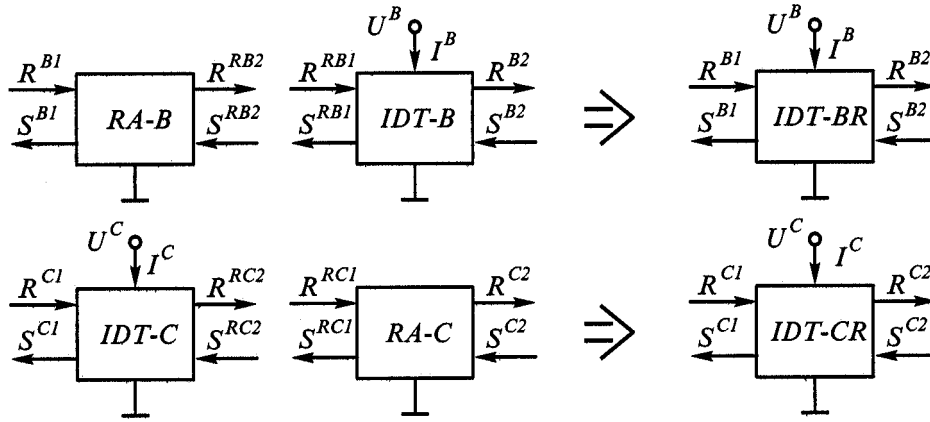


Рис. 3. Эквивалентная акустоэлектрическая схема преобразователей DMSF-фильтра.

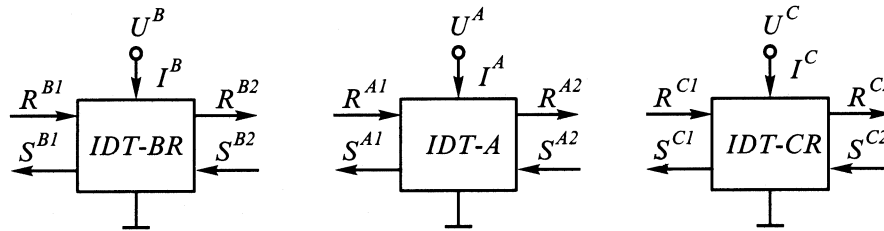


Рис. 4. Эквивалентная акустоэлектрическая схема DMSF-фильтра.

отражаются акустические волны с комплексными амплитудами S^{A1}, S^{B1}, S^{C1} , а справа падают акустические волны с комплексными амплитудами S^{B2}, S^{A2}, S^{C2} и отражаются акустические волны с комплексными амплитудами R^{B2}, R^{A2}, R^{C2} соответственно.

Записывая уравнения аналогичные уравнениям (3)–(5) для k -го электрода IDT-A-фильтра, а затем, выполняя последовательное перемножение компонент матриц согласно (8)–(16), получим компоненты матрицы P^A , описывающей преобразователь IDT-A,

$$\begin{pmatrix} S^{A1}(\omega) \\ R^{A2}(\omega) \\ I^A(\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P^A(1, 1) & P^A(1, 2) & P^A(1, 3) \\ P^A(2, 1) & P^A(2, 2) & P^A(2, 3) \\ P^A(3, 1) & P^A(3, 2) & P^A(3, 3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R^{A1}(\omega) \\ S^{A2}(\omega) \\ U^A \end{pmatrix}. \quad (18)$$

Компоненты матриц P^B и P^C , описывающих преобразователи IDT-B и IDT-C соответственно, вычислим с учетом расположенных слева и справа отражающих структур RA-B и RA-C. Преобразователь IDT-B, включающий отражающую структуру RA-B, обозначим как IDT-BR, а преобразователь IDT-C, включающий отражающую структуру RA-C, обозначим как IDT-CR. Принцип нахождения суммарных P -матриц преобразователей IDT-BR и IDT-CR продемонстрирован на рис. 3. При нахождении последовательных произведений компонент матриц отдельных электродов согласно (8)–(16) учтем, что для отражающих структур $\xi_k = 0$, $U = 0$, $C_2 = 0$, при этом элементы матри-

цы $P(1, 3), P(2, 3), P(3, 1), P(3, 2), P(3, 3)$ будут нулевыми.

Заметим также, что P -матрица, описывающая зазор между ВШП и ОС (отражательной структурой) или между двумя ВШП, может быть получена из соотношений (3)–(5) 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 -матрицы $P(1, 2)$ и $P(2, 1)$. Из рассмотрения рис. 3 понятно, что $R^{RB1} = R^{RB2} \exp(-jkd)$, $S^{RB2} = S^{RB1} \exp(jkd)$ и $R^{RC1} = R^{RC2} \exp(-jkd)$, $S^{RC2} = S^{RC1} \exp(jkd)$, где d — расстояние между ОС и ВШП. Тогда компоненты матрицы P^{BR} , описывающей преобразователь IDT-B с учетом отражающей структуры RA-B, можно записать как

$$\begin{pmatrix} S^{B1}(\omega) \\ R^{B2}(\omega) \\ I^B(\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P^{BR}(1, 1) & P^{BR}(1, 2) & P^{BR}(1, 3) \\ P^{BR}(2, 1) & P^{BR}(2, 2) & P^{BR}(2, 3) \\ P^{BR}(3, 1) & P^{BR}(3, 2) & P^{BR}(3, 3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R^{B1}(\omega) \\ S^{B2}(\omega) \\ U^B \end{pmatrix}. \quad (19)$$

Аналогично можно получить компоненты матрицы P^{CR} , описывающей преобразователь IDT-C с учетом отражающей структуры RA-C,

$$\begin{pmatrix} S^{C2}(\omega) \\ R^{C1}(\omega) \\ I^C(\omega) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} P^{CR}(1, 1) & P^{CR}(1, 2) & P^{CR}(1, 3) \\ P^{CR}(2, 1) & P^{CR}(2, 2) & P^{CR}(2, 3) \\ P^{CR}(3, 1) & P^{CR}(3, 2) & P^{CR}(3, 3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R^{C2}(\omega) \\ S^{C1}(\omega) \\ U^C \end{pmatrix}. \quad (20)$$

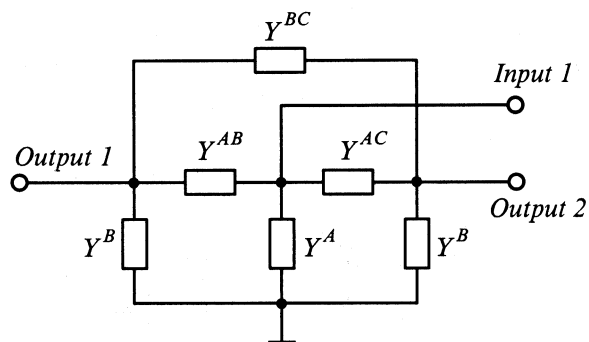


Рис. 5. Эквивалентная электрическая схема DMSF-фильтра.

Окончательно с учетом проведенных преобразований эквивалентную схему DMSF-фильтра представим в виде, показанном на рис. 4.

Соответствующие эквивалентной акустоэлектрической схеме, представленной на рис. 4, системы уравнений (18)–(20) описывают комплексные амплитуды падающих и прошедших волн, а также комплексные амплитуды токов, текущих через преобразователи. Заметим, что $R_{B1} = 0$, $S_{C2} = 0$ и $R_{A1} = R_{B2} \exp(-jkd_1)$, $S_{B2} = S_{A1} \exp(jkd_1)$ и $R_{C1} = R_{A2} \exp(-jkd_1)$, $S_{A2} = S_{C1} \exp(jkd_1)$, где d_1 — расстояние между IDT-A и IDT-BR, d_2 — расстояние между IDT-A и IDT-CR.

Решая системы уравнений (18)–(20) относительно неизвестных токов можно получить

$$\begin{cases} I^A = U^A Y^A + U^B Y^{AB} + U^C Y^{AC} \\ I^B = U^A Y^{BA} + U^B Y^B + U^C Y^{BC} \\ I^C = U^A Y^{CA} + U^B Y^{CB} + U^C Y^C \end{cases}, \quad (21)$$

где величины $Y^A, Y^{AB}, Y^{AC}, Y^{BA}, Y^B, Y^{BC}, Y^{CA}, Y^{CB}, Y^C$ имеют смысл проводимостей и находятся из решения систем уравнений (18)–(20).

Эквивалентная электрическая схема фильтра, соответствующая системе уравнений (21), представлена на рис. 5. Используя эквивалентную электрическую схему фильтра и величины входных проводимостей из системы (21), можно рассчитать S -параметры фильтра.

Фильтр, топология которого приведена на рис. 2, а эквивалентная электрическая схема — на рис. 5, обеспечивает небольшое внеполосное подавление (~ -30 dB при уровне „плеча“ $-10 \dots -15$ dB), поэтому для практического использования необходимо включить не менее двух звеньев последовательно.

Результаты проектирования DMSF-фильтра

Для экспериментальной проверки разработанной теории был спроектирован, а затем изготовлен фильтр на центральную частоту 95.5 MHz, и полосу рабочих частот 3.5 MHz. Эквивалентная электрическая схема

фильтра с двумя последовательно включенными звеньями приведена на рис. 6. Отметим, что фильтр имеет четыре полюса входной проводимости.

В соответствии с требуемой полосой рабочих частот фильтра в качестве материала пьезоподложки был выбран 36°LiTaO_3 [1]. Основные параметры топологии фильтра следующие: апертура ВШП $45 \lambda_0$; полупериод преобразователей IDT-A, IDT-B, IDT-C одинаков и равен $10.3 \mu\text{m}$; преобразователь IDT-A состоял из 39 электродов, преобразователи IDT-B и IDT-C состояли из 27 электродов каждый, отражающая структура RA-B состояла из 130 электродов, а RA-C — из 90 электродов. В качестве электродов преобразователей и отражающей структуры использовалась четырехслойная структура. Непосредственно на пьезоподложку магнетронным распылением в вакууме наносился подслой ванадия толщиной $0.01 \mu\text{m}$, затем последовательно слой алюминия толщиной $1.15 \mu\text{m}$, подслой ванадия толщиной $0.01 \mu\text{m}$ и слой меди толщиной $0.5 \mu\text{m}$. При расчете частотных характеристик фильтра были использованы зависимости $r_k(h)$ и квадрата коэффициента электромеханической связи $k^2(h)$ (необходимой для расчета Ga), полученные на основе данных, проведенных в работе [8]. Потери в структуре α были приняты равными $0.005 \text{ dB}/\lambda$.

Результаты расчета частотной зависимости коэффициента передачи фильтра (S_{21}) в 50-омном тракте, проведенные изложенным методом, приведены на рис. 7, а. Результаты измерения S_{21} прибором K4-37 представлены на рис. 7, б. По результатам расчета минимальные потери в полосе рабочих частот составили 0.8 dB, а по результатам измерений — 2.5 dB. Различие в расчетном и экспериментальном значениях минимальных вносимых потерь, по-видимому, связано с пренебрежением

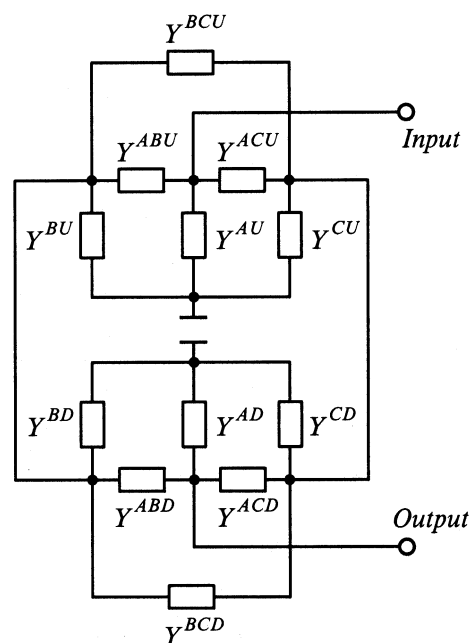


Рис. 6. Эквивалентная электрическая схема двухзвенного DMSF-фильтра, используемого в стандарте GSM.

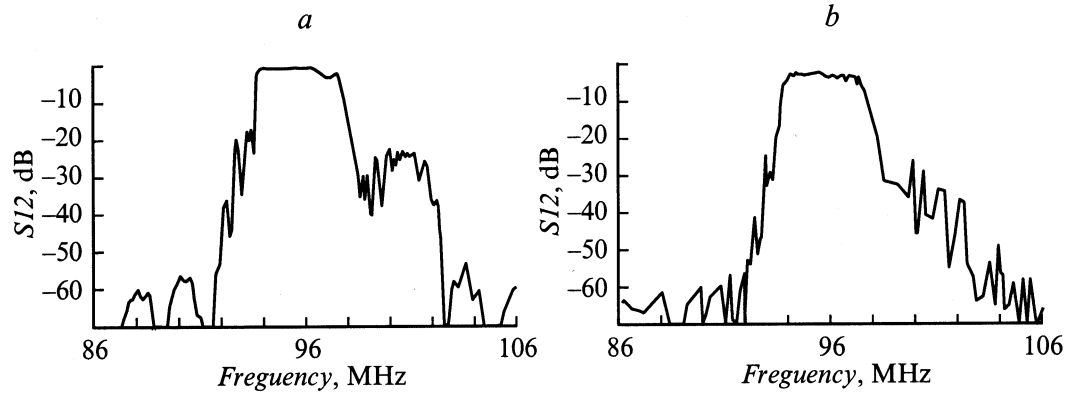


Рис. 7. Результаты расчета (а) и измерения (б) коэффициента передачи DMSF-фильтра.

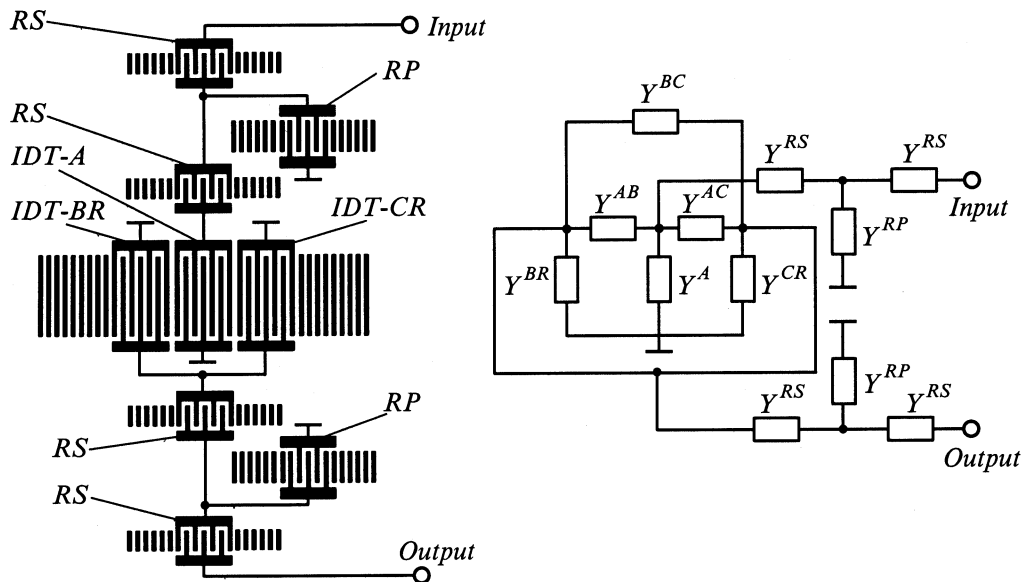


Рис. 8. Топология и эквивалентная электрическая схема гибридного DMSF-LADDER-фильтра с повышенным внеполосным подавлением.

при расчете резистивными потерями и электродах на рабочих частотах фильтра. Провышенная изрезанность экспериментальной характеристики в области „плеча“ связана с недостаточной точностью позиционирования элементов топологии при изготовлении фотошаблона, которая составляла $\sim 1.5 \dots 2 \mu\text{m}$.

Гибридный DMSF-LADDER-фильтр

Недостатком четырехполосного DMSF-фильтра является наличие справа на его частотной зависимости коэффициента передачи „плеча“ на уровне примерно -30 dB . В работах [4,5] был предложен способ уменьшения данного недостатка путем включения емкости между входом и выходом. Однако при введении емкости наряду с увеличением уровня внеполосного подавления в области „плеча“ имеет место и уменьшение общего уровня внеполосного подавления вне области „плеча“.

В данной работе предлагается топологический метод устранения „плеча“ путем использования лестничного фильтра на основе резонаторов на ПАВ вместо второго звена DMSF-фильтра. Общее число полюсов входной проводимости при этом сохраняется и равно четырем. На рис. 8,а приведена топология гибридного DMSF-LADDER-фильтра, а на рис. 8,б — его эквивалентная электрическая схема. При одинаковом числе полюсов входной (выходной) проводимости фильтров, выполненных по предлагаемой топологии и по ранее предложенным топологиям [3–5], первый имеет лучшее внеполосное подавление, в том числе и в области „плеча“. Параметры топологии резонаторов, входящих в лестничный фильтр, были выбраны на основе метода синтеза лестничных фильтров, предложенного в работе [1]. Для получения оптимальной частотной характеристики гибридного фильтра полоса пропускания лестничного фильтра должна располагаться там же, где и полоса

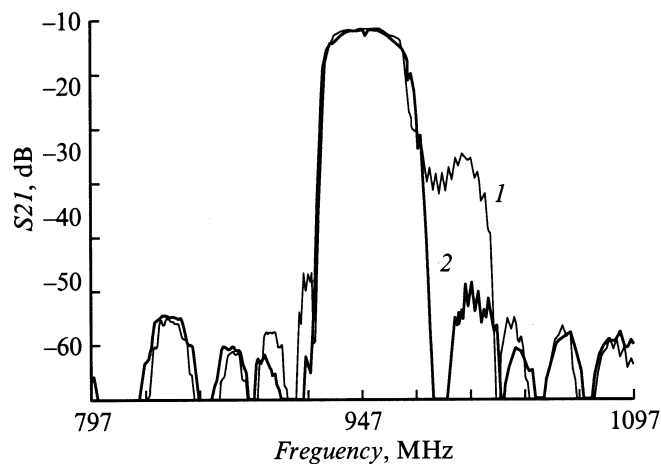


Рис. 9. Результаты расчета обычного DMSF-фильтра стандарта GSM (1) и гибридного DMSF-LADDER-фильтра, топология которого представлена на рис. 8 (2).

пропускания одного звена DMSF, а входной (выходной) импеданс лестничного фильтра должен быть согласован со входным (выходным) импедансом DMSF-фильтра.

В качестве материала пьезоподложки был выбран 36° LiTaO₃. Основные параметры топологии звена DMSF следующие: апертура $65\lambda_0$; полупериод IDT-A, IDT-B, IDT-C одинаков и равен $1.0\mu\text{m}$; IDT-A, состоял из 39 электродов, IDT-B и IDT-C состояли из 27 электродов каждый, отражающие структуры RA-B и RA-C состояли из 125 и 85 электродов соответственно; в качестве материала электродов использовалась алюминиевая пленка толщиной $0.34\mu\text{m}$. Для лестничной части гибридного фильтра были использованы следующие значения параметров топологии резонаторов: преобразователь резонатора из последовательного плеча (RP) имел период 0.975 периода IDT-A и состоял из 151 электрода при апертуре $41\lambda_0$, преобразователь резонатора из последовательного плеча (RS) имел период 1.018 периода IDT-A и состоял из 157 электродов при апертуре $21\lambda_0$. В каждой отражающей структуре резонаторов RP и RS было использовано по 120 электродов. Отношение периода отражающей структуры к полупериоду преобразователя для резонатора RP составляло 1.015 , а для резонатора RS — 0.985 . Потери в структуре α были приняты равными $0.02\text{ dB}/\lambda$. Отметим, что вся конструкция размещена на одной подложке.

На рис. 9 приведены результаты расчета предложенным методом коэффициента передачи обычно используемого в стандарте GSM-фильтра на 947 MHz (кривая 1), состоящего из двух последовательно включенных звеньев типа приведенного на рис. 2. Там же (кривая 2) приведены результаты расчета подобного фильтра, у которого одно звено исключено, а на входе и выходе оставшегося звена включены T-образные лестничные фильтры, состоящие из резонаторов на ПАВ. Как видно из рис. 9, уровень подавления „плеча“ увеличился

на 20 dB , кроме того, увеличился уровень внеполосного подавления слева в непосредственной близости от полосы пропускания фильтра.

Аналогичные результаты можно получить при использовании вместо T-образного лестничного фильтра π -образный лестничный фильтр или их комбинацию.

Заключение

Предложенные в работе гибридный резонаторный фильтр на ПАВ благодаря сочетанию свойств лестничных фильтров и фильтров на продольных резонансных модах имеет хорошее внеполосное подавление (более 50 dB) во всем диапазоне частот — как вблизи полосы пропускания, так и при значительной отстройке от центральной частоты.

В качестве части гибридного фильтра, представляющей собой фильтр на продольных резонансных модах, могут быть использованы как фильтры, состоящие из двух ВШП, так и фильтры, состоящие из трех ВШП.

В качестве лестничной части гибридного фильтра могут быть использованы звенья различных типов. При оптимальном подборе параметров топологии они дают незначительно отличающиеся значения неравномерности вносимых потерь в рабочей полосе частот и коэффициента стоячей волны по напряжению. Однако, как показал анализ, оптимальным типом звена лестничного фильтра для включения на входе и выходе DMSF-фильтра является звено T-типа.

Список литературы

- [1] Дмутьев В.Ф. // ЖТФ. 2002. Т. 72. Вып. 8. С. 95–102.
- [2] Dmitriev V.F., Osipova N.P. // Proc. International Forum on Wave Electronics and Its Application. St.Petersburg, 2000. P. 360–364.
- [3] Morita T., Watanabe Y., Tanaka N. et al. // Proc. IEEE Ultrasonics Symposium. 1992. P. 95–104.
- [4] Beaudin S., Damphousse S., Cameron T. // Proc. IEEE Ultrasonics Symposium. New York. P. 389–393.
- [5] Campbell C.K., Edmondson P.J. // IEEE Trans. on UFFC-48. 2001. Vol. UFFC-48. N 5. P. 1298–1301.
- [6] Birykov S.V., Martin G., Polevoi V.G. et al. // IEEE Trans. on UFFC-42. 1995. Vol. UFFC-42. N 4. P. 612–618.
- [7] Дмутьев В.Ф. // ЖТФ. 2002. Т. 72. Вып. 9. С. 93–101.
- [8] Rosler U., Cohrs D., Dietz A. // 1995 IEEE Ultrasonics Symposium. P. 247–250.