

## ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

УДК 621.372.54

## ФИЛЬТРЫ ПАВ С УЛУЧШЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ НА ЛАНГАСИТЕ

В.М. Макаров, ведущий научный сотрудник МИФИ, к.т.н.

П.Г. Иванов, ведущий научный сотрудник МИФИ, к.т.н.

А.Л. Данилов, научный сотрудник МИФИ

В.Г. Зая, аспирант МИФИ

**Введение.** Элементы селекции на поверхностных акустических волнах (ПАВ) находят широкое применение в аппаратуре обработки информационных сигналов систем связи специального назначения, в первую очередь, вследствие малых габаритов и высокой избирательности. Характеристики фильтров ПАВ в значительной степени определяются параметрами пьезокристаллов, используемых в качестве звукопровода. В этой связи большой практический интерес для создания фильтров ПАВ представляет применение лангасита ( $\text{La}_3\text{Ga}_3\text{SiO}_{14}$ ) [1].

Сегодня этот пьезокристалл, открытый более 20 лет назад, изготавливают в России в достаточно больших объемах и с размерами подложек, пригодными для серийного производства устройств на ПАВ. Достоинствами лангасита как звукопровода для фильтров ПАВ, являются высокий коэффициент электромеханической связи (примерно в 3 раза больший, чем у кварца), близкий к нулю температурный коэффициент, низкий уровень излучения паразитных объемных волн, минимальные дифракционные искажения. С точки зрения миниатюризации фильтров к достоинствам лангасита следует отнести меньшую скорость распространения ПАВ.

Казалось бы, при такой уникальной комбинации параметров лангасит должен иметь широкое практическое внедрение. Однако до последнего времени его применение ограничивалось фильтрами ПАВ со сравнительно высокими вносимыми потерями (15–20 дБ) [2], либо импедансными фильтрами. Одна из основных причин — присущий данному материалу эффект естественной однонаправленности, обусловленный асимметрией свойств звукопровода. В результате интенсивность волн, излучаемых встречно-штыревым преобразователем (ВШП) в различных направлениях, отличается по величине, т. е. в одном направлении ВШП излучает ПАВ с большей амплитудой, чем в противоположном.

Асимметрия свойств лангасита существенно затрудняет реализацию фильтров ПАВ с уменьшенными вносимыми потерями и габаритами, т. е. фильтров на основе однонаправленных преобразователей (SPUDT — single-phase unidirectional transducers) и резонаторных SPUDT (RSPUDT) [3].

В работе на основе усовершенствованной модели эквивалентных схем предложены новые конструктивные решения однонаправленных ВШП и оптимизационный алгоритм синтеза RSPUDT-фильтров на лангасите, позволяющие на 5–8 дБ снизить потери в фильтрах и более чем в два раза уменьшить их габариты.

**Модель преобразователя.** Моделирование устройств на пьезокристаллах лангасита основано на модели эквивалентных схем [4]. Базовая секция преобразователя, описывающая фрагмент звукопровода между центрами соседних электродов встречно-штыревой структуры, включает три элементарные ячейки, связанные с помощью трансформаторов с внешней цепью (рис. 1).

Каждая элементарная ячейка представляется в виде эквивалентной схемы шестиполюсника, которая описывается

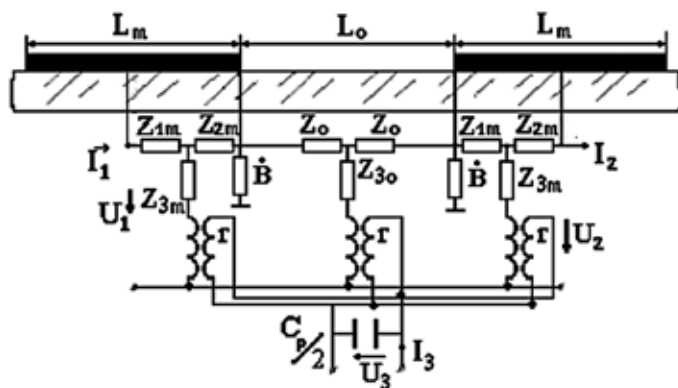


Рис. 1

матрицей ( $a_{ij}$ ) размерности  $3 \times 3$ , связывающей токи и напряжения структуры. Элементы матрицы элементарной ячейки находятся по правилам расчета электрических цепей, исходя из электрофизических свойств материала звукопровода.

$$[a_{kn}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & j \frac{\sin \theta}{Z} & -jr \frac{\sin \theta}{Z} \\ jZ_0 \sin \theta & \cos \theta & r(1 - \cos \theta) \\ r(1 - \cos \theta) & -jr \frac{\sin \theta}{Z} & jr^2 \frac{\sin \theta}{Z} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где  $Z = Z_0$  или  $Z_m$  — характеристическое сопротивление свободной или металлизированной поверхности соответственно;  $\theta = \omega L_i / v$  — угол, на который смещается фаза волны за время прохождения данного участка звукопровода  $L_i$ ;  $r$  — коэффициент трансформации, описывающий преобразование электрического сигнала в акустическую волну и наоборот.

Комплексная проводимость

$$\dot{B} = \text{Re } B + j \text{Im } B$$

позволяет учесть эффекты второго порядка, такие как рассеяние (определяется значением  $\text{Re } B$ ) и накопление энергии ( $\text{Im } B$ ) на границе металл — свободная поверхность.

Коэффициент отражения волны на границе электрода связан с характеристическими сопротивлениями выражением

$$R = \frac{Z_m - Z_0}{Z_m + Z_0}.$$

Как правило, указанные эффекты второго порядка зависят от относительной толщины электродов, т. е. являются частотно-зависимыми. В модели эти зависимости описываются с помощью полиномов. Например, полином, описывающий накопление энергии, имеет вид:

$$E_s = A_0 + A_1 \frac{h}{\lambda} + A_2 \left( \frac{h}{\lambda} \right)^2 + A_3 \left( \frac{h}{\lambda} \right)^3 + A_4 \left( \frac{h}{\lambda} \right)^4, \quad (2)$$

где  $\lambda$  — текущая длина волны;  $h$  — толщина электродного покрытия.

Приведенная модель адаптирована для расчета характеристик устройств на материалах с естественной однонаправленностью. Для этого в аргументы  $\theta$  элементов матрицы (1), описывающие металлизированные участки, введен дополнительный фазовый угол  $\pm\varphi$ , соответствующий изменению фазы отраженной ПАВ по отношению к падающей на границах электродов. Знак  $\varphi$  зависит от направления распространения ПАВ по отношению к рассматриваемой границе.

Следует отметить, что, в отличие от широко используемой для расчета устройств на ПАВ так называемой СОМ-модели [5], элементы матриц в модели эквивалентных схем рассчитываются для произвольной топологической структуры электродов преобразователя.

Как показал сравнительный анализ экспериментальных и расчетных характеристик, корректный выбор величины и знака дополнительного угла  $\varphi$ , а также учет зависимости этого угла от толщины пленки позволяют адекватно описать свойства преобразователей на срезах с естественной однонаправленностью. Коэффициенты  $A_i$  находили по результатам экспериментальных исследований тестовых структур. Параметры модели определяли путем экспериментальных исследований.



Рис. 2

Базовая структура тестового устройства показана на рис. 2. Крайние встречно-штыревые преобразователи (ВШП1 и ВШП3) выполнены с расщепленными электродами для того, чтобы избежать внутренних отражений ПАВ. Центральный преобразователь ВШП2 состоит из нерасщепленных знакопеременных электродов с периодом  $\lambda_0/2$ . Коэффициент металлизации (отношение толщины электрода к периоду) изменялся в различных структурах от 0,2 до 0,8.

Для оценки параметров отражения измерения проводились между ВШП1 и ВШП3 для различной толщины пленки и разных коэффициентов металлизации. При этом центральный ВШП2 был замкнут. Типовые характеристики для разной толщины пленок показаны на рис. 3, а.

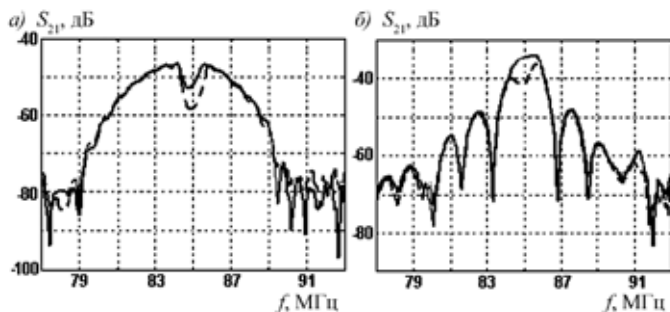


Рис. 3

Для оценки эффекта однонаправленности входной сигнал подавался на центральный ВШП2, а крайние преобразователи использовались в качестве выходных. Типовые характеристики для прямого (сплошная линия) и обратного (штриховая) направлений распространения ПАВ на лангасите  $uxlt/48,5^\circ/26,6^\circ$ -среза приведены на рис. 3, б.

Результаты экспериментов позволили определить зависимости коэффициентов отражения и накопления энергии от относительной толщины электродного покрытия. Кроме того, были определены дополнительные фазовые углы  $\varphi$  при отражении ПАВ на границах электродов. Среднее значение угла для различной толщины пленки составило порядка  $60^\circ$ . Причем с увеличением толщины значение угла возрастает. В диапазоне исследованных значений толщины угол варьировался в пределах  $60^\circ \pm 5^\circ$ .

С помощью адаптированной модели и на основе полученных параметров для рассматриваемого среза лангасита были проанализированы различные варианты структур базовых ячеек, обладающих как прямой (в направлении естественной однонаправленности), так и реверсивной (в противоположном направлении) направленностью. Структуры ячеек с противоположными по знаку и близкими по эффективности направленностями излучения приведены на рис. 4 (а — для прямого и б — для реверсивного измерений).

Следует отметить, что эффективный угол между излученной и отраженной волнами для реверсивной структуры близок

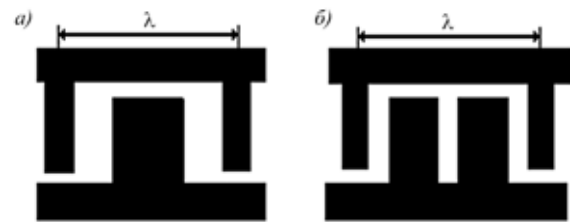


Рис. 4

по величине углу, соответствующему естественной направленности, но противоположен по знаку. Непосредственное применение показанных структур для создания RSPUDT проблематично из-за трудности реализации внутренних резонансных полостей в пределах преобразователей.

**Синтез RSPUDT-фильтров.** Типовая процедура синтеза RSPUDT-фильтров базируется на нахождении таких функций распределения источников и отражателей в пределах ВШП, которые обеспечивают требуемые параметры фильтра при заданных размерах преобразователей [6]. Данный метод синтеза основан на последовательной вариации типовых структур базовых ячеек в пределах заданной области преобразователя. Для достижения требуемых характеристик фильтра, как правило, используется оптимизационный алгоритм, минимизирующий ошибку  $E_g$  между текущими параметрами и установленными требованиями:

$$E_g = \sum_k A_k \sum_i (R_s^k(f_i) - R_r^k) + \sum_n A_n \sum_i (R_r^n - R_s^n(f_i)) + \sum_l A_l (P_s^l - P_r^l), \tag{3}$$

где  $R_s^k(f_i)$  — величина амплитудного отклика на частоте  $f_i$  для  $k$ -интервала частот;  $R_r^k$  — требуемое значение для этого интервала;  $P_s^l$  и  $P_r^l$  — расчетное и заданное значения для  $l$ -параметра;  $A_{k,l}$  — весовой коэффициент для интервала или параметра.

Аналогичный подход был положен в основу процедуры синтеза фильтров на срезах с естественной однонаправленностью. Основное различие заключается в том, что структура электродов в области текущего синтеза не ограничивается известными топологическими вариантами базовых ячеек. При нахождении структуры в данной области рассматриваются произвольные конфигурации электродов и определяется структура, обеспечивающая максимальное уменьшение ошибки  $E_g$ .

При таком подходе к синтезу ПАВ-фильтра требуемые эффективный фазовый угол и амплитуда отраженных волн формируются в более протяженной области преобразователя, как совокупный эффект в распределенной электродной структуре. Очевидно, что при этом число возможных топологических комбинаций электродов может быть неограниченно большим.

Для практических разработок количество возможных вариантов зависит от минимального дискрета  $\delta L$  или точности установки границы электрода. Максимальное число возможных комбинаций при длине области текущего синтеза  $L$  составляет  $3^N$ , где  $N = L/\delta L$ . Количество анализируемых комбинаций может быть существенно уменьшено, если рассматривать только физически реализуемые варианты (например, исключить закорачивание электродов противоположной полярности) и ограничить минимальные и максимальные возможные размеры электродов и зазоров между ними, которые, в частности, определяются ограничениями технологического процесса.

Разработанный алгоритм синтеза достаточно универсален. Он позволяет реализовать характеристики фильтров на материалах с естественной однонаправленностью, близкие по своему виду и свойствам к RSPUDT-фильтрам. Минимизация габаритов фильтра достигается путем создания локальных резонансных полостей в пределах преобразователей, позволяющих увеличить длительность импульсного отклика и тем самым расширить возможности формирования его характеристик.

Анализ промежуточных результатов и оценка комплексной ошибки (3) проводятся в согласованном режиме включения фильтра для установленной схемы согласования и сопротивлений генератора и нагрузки на входе и выходе фильтра. В разработанном алгоритме синтеза параметры элементов схем согласования определяются автоматически в зависимости от текущих значений комплексной проводимости преобразователей в полосе пропускания.

Следует отметить, что основным фактором, определяющим достоверность результатов расчета, является адекватность модели, используемой для анализа структур с произвольной электродной структурой. С этой точки зрения функциональная гибкость модели эквивалентных схем и ее корреляция с текущей топологической структурой ВШП является существенным преимуществом рассмотренной модели при синтезе фильтров на срезах с естественной однонаправленностью, в частности, на лангасите.

**Экспериментальные результаты.** Приведенные выше результаты могут быть применены для реализации фильтров различных типов на срезах с естественной направленностью излучения ПАВ. Предложенные структуры базовых ячеек и метод синтеза были использованы для разработки ряда полосовых фильтров на  $uxlt/48,5^\circ/26,6^\circ$ -срезах лангасита, как наиболее перспективного с практической точки зрения материала для акустоэлектронных устройств.

В качестве примера классического подхода к реализации фильтров на лангасите на рис. 5 приведены характеристики

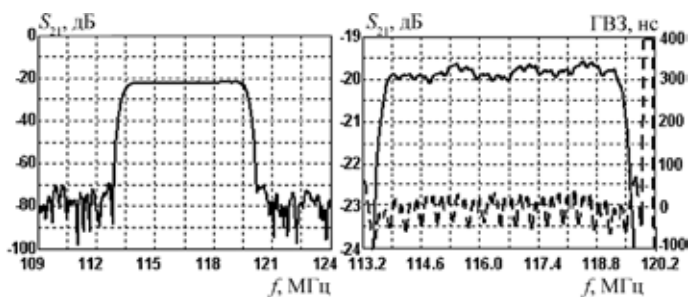


Рис. 5

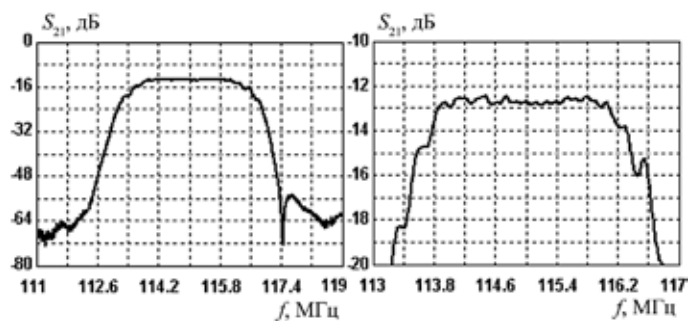


Рис. 6

трансверсального фильтра с центральной частотой 117 МГц. Фильтр состоит из входного аподизованного преобразователя и выходного ВШП, взвешенного селективным удалением электродов. Оба ВШП выполнены с расщепленными электродами. Апертура фильтра составляет  $50\lambda$ , а относительная толщина пленки алюминия  $h/\lambda = 0,7\%$ .

Фильтр включен в тракт 50 Ом. Он отличается высоким коэффициентом прямоуглольности ( $K_{пр}(40/3) = 1,12$ ) и глубокими уровнями режекции (50—55 дБ). Относительная полоса пропускания по уровню 1 дБ составляет 4,9%, вносимые потери — 19,5 дБ, а уровень пульсаций ГВЗ — порядка 50 нс. Размеры чипа устройства составляют  $15,0 \times 3,0 \times 0,5$  мм<sup>3</sup>.

На рис. 6 представлена характеристика веерного фильтра [8] на лангасите с центральной частотой 115 МГц. Особенностью фильтра является применение во входном преобразователе эффекта естественной однонаправленности, что в сочетании с двунаправленным выходным ВШП позволило достичь вносимых потерь около 12,5 дБ при относительной полосе порядка 2%.

Применение предложенных структур преобразователей для прямой и реверсивной однонаправленности позволило существенно уменьшить вносимые потери при одновременном расширении относительной полосы пропускания. На рис. 7 приведены характеристика веерного фильтра на частоте 100 МГц. Структура электродов преобразователей фильтра соответствует показанной на рис. 4 топологиям базовых ячеек, что обеспечивает их однонаправленность в противоположных направлениях. Полоса пропускания фильтра по уровню 3 дБ составила 3,1 МГц или порядка 3%, вносимые потери в согласованном режиме в 50-омном тракте — 9,6 дБ; коэффициент прямоуглольности по уровням —40 дБ и 3 дБ — 1,6, уровень подавления сигналов в полосах режекции — более 45 дБ, пульсации АЧХ и времени задержки в пределах полосы пропускания — 0,25 дБ и 60 нс соответственно.

Как видно из приведенных графиков, экспериментальная характеристика фильтра достаточно хорошо совпадает с расчетной (показана пунктиром). Это свидетельствует не только о корректности разработанной модели и эффективности предложенных однонаправленных структур базовых ячеек, но и о

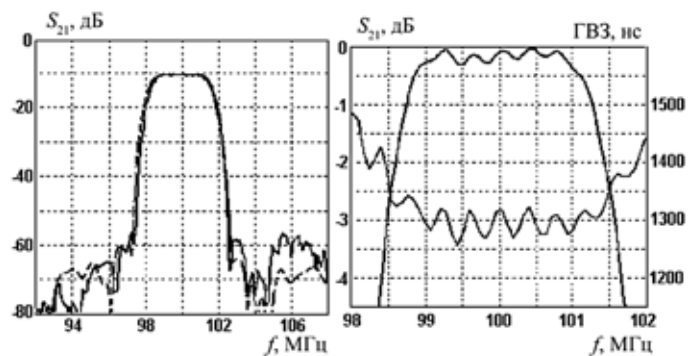


Рис. 7

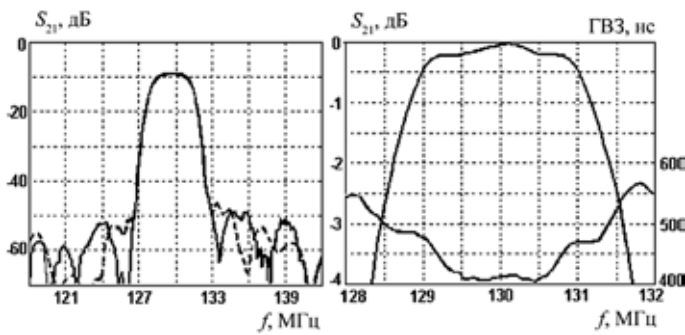


Рис. 8

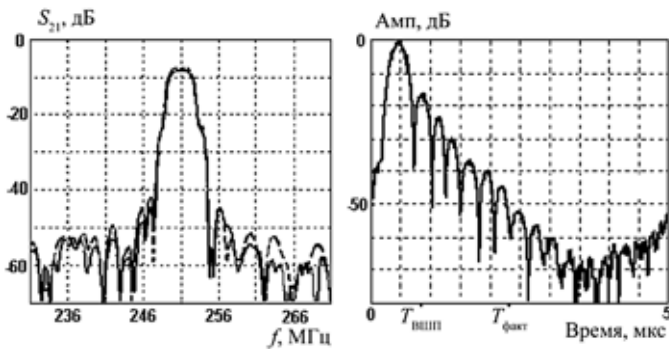


Рис. 9

сравнительно низком, по сравнению с фильтрами ПАВ на звукопроводах из кварца и танталата лития, уровне вторичных эффектов, в первую очередь, дифракционных искажений и излучения паразитных объемных волн в лангасите.

Преимуществом RSPUDT-фильтров является возможность существенного снижения вносимых потерь и габаритов фильтров. При этом фильтры такого типа имеют, как правило, более узкую полосу пропускания по сравнению с веерными фильтрами. Разработка указанных устройств на лангасите проводилась на базе описанного выше алгоритма синтеза. Экспериментальные и расчетные (пунктир) характеристики фильтров на лангасите с относительными полосами пропускания порядка 2 и 1% приведены на рис. 7 и рис. 8 соответственно. Оба фильтра синтезировались с дискретом на положение границ электродов равным  $0,125\lambda$ . При этом разрешенная ширина электродов варьировалась в пределах от  $0,125\lambda$  до  $0,375\lambda$ , а зазоров между электродами — от  $0,125\lambda$  до  $0,25\lambda$ .

Фильтр на частоту 130 МГц (рис. 8) выполнен в корпусе  $3,8 \times 3,8$  мм. Длина топологического рисунка фильтра составляет 2,2 мм, толщина пленки алюминия — 0,5 мкм или 2,4% от длины волны ПАВ на центральной частоте. Ширина полосы пропускания фильтра по уровню  $-3$  дБ составила 3,1 МГц или около 2% при вносимых потерях 8,8 дБ. Неравномерность АЧХ и ГВЗ в полосе пропускания менее 0,3 дБ и 90 нс соответственно. Подавление сигналов в полосе заграждения — порядка 40 дБ.

Фильтр на частоту 250 МГц (рис. 9) имеет вносимые потери порядка 7,5 дБ. Полоса пропускания фильтра по уровню  $-1$  дБ составила 2,5 МГц, неравномерность АЧХ и ГВЗ в полосе пропускания менее 0,2 дБ и 100 нс, соответственно. Размеры входного и выходного преобразователей составляли по  $110\lambda$ , включая пассивные зоны между преобразователями, используемые в качестве электромагнитного экрана.

Как видно из графика, длительность импульсной характеристики, формирующей амплитудно-частотную характеристику фильтра  $T_{\text{факт}}$  примерно в 2,5—3,0 раза превышает суммарную длину преобразователей ( $T_{\text{всп}}$ ), что соответствует идентичному уменьшению размеров акустической схемы фильтра.

Следует отметить, что сравнение экспериментальных данных с параметрами аналогичных фильтров, выполненных на кварцевых звукопроводах, показало, что вносимые потери фильтров на лангасите на 5—8 дБ меньше, чем у кварцевых фильтров. При этом габариты фильтров на лангасите на 15—20% меньше.

**Заключение.** Результаты работы показывают, что модифицированная модель эквивалентных схем, в которой отражения на границах электродов описываются с помощью дополнительного фазового сдвига между падающей и отраженной волнами, может эффективно использоваться для анализа ПАВ-устройств различных типов на материалах с естественной однонаправленностью излучения.

Созданные базовые структуры ячеек с различными направлениями приоритетного излучения ПАВ могут применяться для разработки фильтров с уменьшенными потерями на лангасите. В частности, реализован фильтр на лангасите веерного типа с относительной полосой пропускания порядка 3%, вносимыми потерями менее 10 дБ и избирательностью более 50 дБ.

Разработан алгоритм синтеза, основанный на методе «мелкой сетки» и оптимизационном поиске электродной конфигурации, которая обеспечивает формирование требуемых характеристик и параметров фильтра.

Применение данного алгоритма позволило реализовать полосовые RSPUDT-фильтры на лангасите с относительными полосами пропускания 1 и 2% и вносимыми потерями 7—9 дБ, что сравнимо с аналогичными фильтрами на  $112^\circ$ -УХ-срезах танталата лития и на 5—10 дБ меньше, чем на кварцевых звукопроводах. При этом уровень подавления в полосах заграждения превышает аналогичный параметр альтернативных фильтров из-за меньшего уровня паразитных сигналов.

Таким образом, разработанные модель и метод синтеза фильтров ПАВ на лангасите открывают перспективы для более широкого практического применения данного материала для фильтров ПЧ с полосами пропускания 1—5%. По совокупности эксплуатационных параметров они превосходят аналогичные фильтры на кварце и танталате лития.

*Авторы выражают признательность компании «Фомос» за предоставленные звукопроводы лангасита и обсуждение результатов работы.*

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Sakharov S.A., Zabelin A.N., Buzanov O.A. et al. Nondestructive investigation of 4-inch langasite wafer acoustic homogeneity // IEEE Ultrasonic Symp. Proc. — 2002. — P. 218—221.
2. Ivanov P.G., Makarov V.M., Chvets V.B., Orlov V.S. Design of SAW filters on langasite // IEEE Ultrasonic Symp. Proc. — 1999. — P. 51—54.
3. Ventura P., Solal M., Dufilie P. et al. A new concept in SPUDT design: RSPUDT (Resonant SPUDT) // IEEE Ultrasonic Symp. Proc. — 1994. — P. 1—6.
4. Мэзон У. Физическая акустика. Том 1. — М.: Мир, 1966.
5. Kondratiev S.N., Thorvaldsson T., Sakharov S.A. et al. Extraction of COM parameters on langasite substrates and the application to design of SAW filter // IEEE Ultrasonic Symp. Proc. — 2001. — P. 53—56.
6. Malocha D.C. Evaluation of the SAW Transducer for communication systems // IEEE Ultrasonic Symp. Proc. — 2004. — P. 302—310.
7. Орлов В.С., Иванов П.Г., Макаров В.М., Швец В.Б. Новые типы фильтров с малыми потерями для радиотелефонов и спутниковых систем связи // Системы и средства связи телевидения и радиовещания. — 1998. — № 1. — С. 38—43.
8. Ivanov P.G., Makarov V.M., Chvets V.B., Orlov V.S. Low-loss slanted SAW filters with low shape factors // IEEE Ultrasonic Symp. Proc. — 1999. P. 295—299.

Получено 30.07.07