

**ПРИМЕНЕНИЕ МНОГО-ПОЛОСКОВЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ ДЛЯ  
УЛУЧШЕНИЯ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ ФИЛЬТРОВ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ  
АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ**

С.В.Киселев, Е.И.Федоров, В.С.Орлов  
Московский научно-исследовательский институт радиосвязи,  
Россия, 109029, Москва, ул.Нижегородская, д. 32

*Аннотация* – В статье описываются частотно-избирательные много-полосковые ответвители (СМПО) со взвешиванием секций электродов, позволяющие увеличить избирательность фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ) на 8-30 дБ за счет подавления паразитных ангармоник ПАВ и снижения уровня паразитных объемных волн. Результаты моделирования и экспериментов иллюстрируются на примере фильтра 140 МГц с избирательностью 60-62 дБ.

**APPLICATION OF MULTI-STRIP COUPLERS FOR INCREASING OF SURFACE  
ACOUSTIC WAVE FILTERS SELECTIVITY**

S.V.Kiselev, E.I.Fedorov, V.S.Orlov  
Moscow Radiocommunication Research Institute,  
Nizhegorodskaya str., 32, Moscow,109029, Russia

*Abstract* – The paper describes the frequency selective multi-strip couplers (SMSC) with weighting of electrode sections. Such SMSCs allow to increase the surface acoustic wave (SAW) filter selectivity at 8-30 dB because of suppression of parasitic SAW anгармоник and decreasing of parasitic bulk acoustic wave level. The results of modeling and experiments for 140 MHz filter with selectivity 60-62 dB are reported.

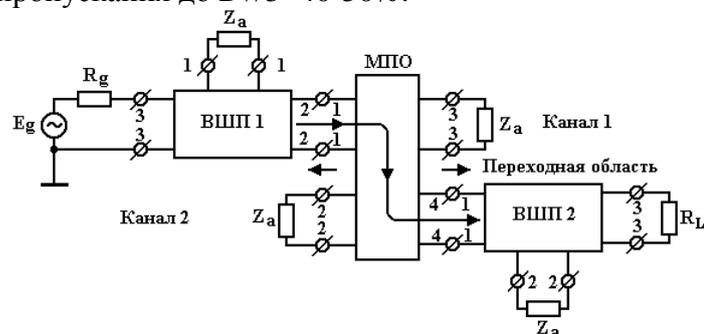
**1. ВВЕДЕНИЕ**

Основными эффектами второго порядка (ЭВП), ограничивающими избирательность фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ) в широком интервале частот, являются электромагнитная наводка со входа на выход фильтра, паразитные объемные акустические волны (ОАВ), возбуждаемые преобразователями фильтра, и дифракция акустического пучка, особенно сильная в фильтрах с аподизованными преобразователями.

Эффективным способом ослабления влияния паразитных ОАВ является использование много-полоскового ответвителя (МПО). Регулярный МПО, предложенный Р.Marshall и др [1], представляет собой решетку изолированных полосковых электродов, расположенных эквидистантно на пьезоэлектрической подложке из материала с высоким коэффициентом электромеханической связи. Регулярный МПО размещается между входным и выходным встречно-штыревыми преобразователями фильтра (ВШП 1 и ВШП 2) и служит для передачи энергии ПАВ из канала 1 в канал 2 (рис.1). МПО теоретически не взаимодействует с объемными волнами. Поэтому предполагается, что эти волны не переизлучаются МПО в канал 2 и пучок ОАВ, возбужденных входным ВШП 1, не попадает на выходной ВШП 2. В результате электрический сигнал на выходе фильтра определяется, в основном, сигналом ПАВ, что способствует улучшению избирательности фильтра.

Важной особенностью работы МПО является тот факт, что фронт ПАВ,

переизлученный в канал 2, является плоским, что позволяет использовать два аподизованных ВШП в одном фильтре с целью улучшения избирательности. Хотя процесс передачи энергии ПАВ из канала 1 в канал 2 является частотно-зависимым, полоса пропускания регулярного МПО [1] является очень широкой: обычно от 0 до  $2 f_0$ , где  $f_0$  средняя частота фильтра [2]. В результате МПО практически не оказывает влияния на частотные характеристики фильтров с полосой пропускания до  $BW3=40-50\%$ .



$$\text{Передаточная функция фильтра } S_F = S_{32}^{\text{ВШП1}} \times S_{14}^{\text{МПО}} \times S_{13}^{\text{ВШП2}}$$

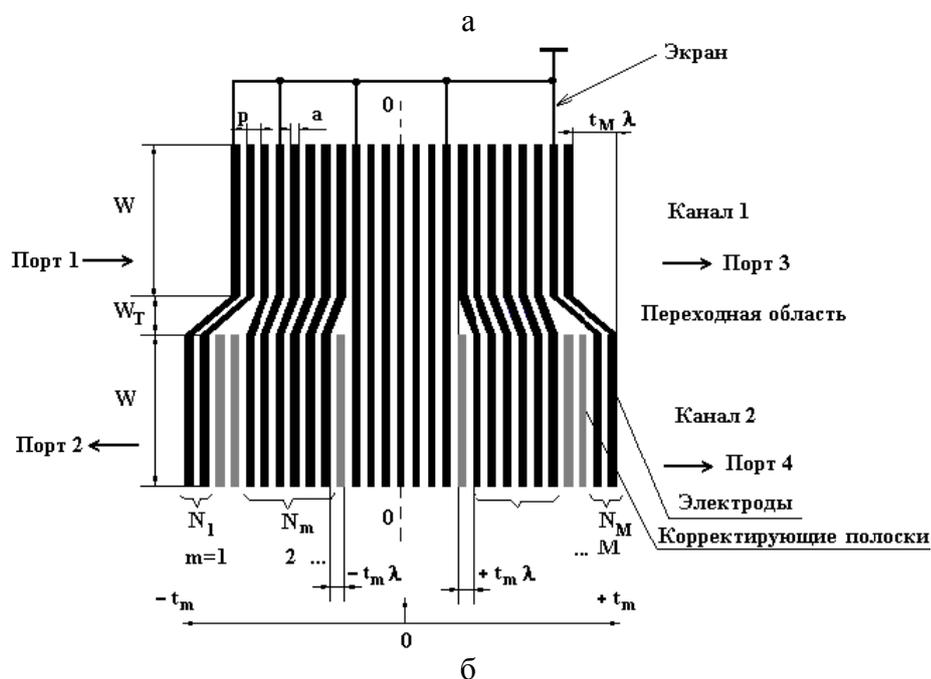


Рис.1. Фильтр на ПАВ с селективным МПО:

- а - структура фильтра для расчета передаточной функции  $S_F$  ;
- б - структура секционированного СМПО и его параметры

С другой стороны, в составе структуры фильтра на ПАВ с жесткими требованиями к избирательности (более 50-55 дБ) в широкой полосе частот и к коэффициенту прямоугольности АЧХ  $|S_{21}|$  ( $K_{П40/3}=1,1-1,2$ ) целесообразно иметь частотно-селективный элемент акустического тракта дополнительно ко входному и выходному ВШП. Таким акустическим элементом может быть частотно-избирательный или селективный МПО (СМПО). Известно несколько типов селективных МПО, но в настоящей работе будет рассматриваться только секционированный СМПО со взвешиванием секций электродов в канале 2, обладающий наибольшей гибкостью при формировании частотных характеристик [2].

Основными преимуществами селективного МПО по сравнению с регулярными МПО являются следующие:

- улучшение коэффициента прямоугольности АЧХ  $|S_{21}|$  фильтра за счет формирования дополнительных полюсов затухания вблизи переходной области  $|S_{21}|$  или непосредственно на скатах АЧХ фильтра  $|S_{21}|$ ;

- улучшение избирательности в широкой полосе частот, особенно на частотах ангармоник или гармоник преобразователей фильтра;

- ослабление требований к избирательности преобразователей фильтра до 25-35 дБ вместо обычных 40-50 дБ, что позволяет увеличить перекрытия электродов в преобразователях и в результате снизить дифракционные искажения и повысить устойчивость фильтра к технологическим погрешностям.

## 2. МЕТОДЫ АНАЛИЗА МПО

### 2.1. Анализ регулярного МПО

Большинство методов анализа регулярного МПО используют одномерную модель, представляя волны в каналах МПО как суперпозицию двух мод: симметричной и антисимметричной [3]. Симметричная мода связана с распределением потенциала на электродах МПО, ее скорость равна скорости ПАВ в решетке изолированных электродов,  $v_{oc}$ . Антисимметричная мода связана с распределением заряда на электродах МПО, ее скорость  $v_{sc}$  равна скорости ПАВ в решетке замкнутых электродов.

Используя термины симметричной и антисимметричной мод, акустическую волну с амплитудой  $A$ , падающую в канал 1, можно представить в виде суммы двух мод МПО - симметричной и антисимметричной, соответственно с амплитудами  $A_s = A_a = A/2$ . На расстоянии  $x$  волны  $A_1(x)$  и  $A_2(x)$  в каналах 1 и 2 соответственно можно записать в виде:

$$\begin{aligned} A_1(x) &= A_s \cdot \exp(ik_{sc}x) + A_a \cdot \exp(ik_{oc}x) = \frac{A}{2} [\exp(ik_{sc}x) + \exp(ik_{oc}x)] \\ &= \frac{A}{2} \cdot \exp\left(ix \frac{k_{sc} + k_{oc}}{2}\right) \cdot \cos\left(x \frac{k_{sc} - k_{oc}}{2}\right) \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} A_2(x) &= A_s \cdot \exp(ik_{sc}x) - A_a \cdot \exp(ik_{oc}x) = \frac{A}{2} [\exp(ik_{sc}x) - \exp(ik_{oc}x)] \\ &= -i \frac{A}{2} \cdot \exp\left(ix \frac{k_{sc} + k_{oc}}{2}\right) \cdot \sin\left(x \frac{k_{sc} - k_{oc}}{2}\right), \end{aligned} \quad (2)$$

где  $k_{sc}=2\pi f/v_{sc}$ ,  $k_{oc}=2\pi f/v_{oc}$  – волновые числа в замкнутой и разомкнутой решетках, соответственно. Множитель  $\exp[ix(k_{sc} + k_{oc})/2]$ , общий для обоих выражений, описывает задержку волны при прохождении МПО. Определим фазовый угол волны как

$$\phi = x(k_{sc} - k_{oc})/2,$$

также одинаковый для обоих каналов, и равный половине разности фаз симметричной и антисимметричной мод. Так как  $x=np$ , то

$$\phi(n) = np(k_{sc} - k_{oc})/2, \quad (3)$$

где  $n$  – текущий номер электрода,  $p$  – период электродов МПО

Определяя задержку волны в обоих каналах 1 и 2 как  $T=np(k_{sc} + k_{oc})/2$ , уравнения (1) и (2) можно записать в виде:

$$A_1(n) = \frac{A}{2} \cdot \exp(i2\pi fT) \cdot \cos(\phi), \quad (4)$$

$$A_2(n) = -i \frac{A}{2} \cdot \exp(i2\pi fT) \cdot \sin(\phi) \quad (5)$$

Полный перенос энергии ПАВ из канала 1 в канал 2 происходит при  $\phi = \pi/2$ . Число электродов  $N_T$  в МПО, необходимое для полного переноса энергии ПАВ на центральной частоте фильтра  $f_0$ , находим из условия:  $N_T p(k_{sc} - k_{oc})/2 = \pi/2$ , откуда

$$N_T = \left[ 2pf_0 \left( \frac{1}{v_{sc}} - \frac{1}{v_{oc}} \right) \right]^{-1} \quad (6)$$

Из (3) и (6) можно выразить фазовый угол в виде:

$$\phi = \pi n / 2N_T \quad (7)$$

При отсутствии отражений ПАВ и с учетом симметрии МПО, его полная матрица передачи размером  $4 \times 4$  для волн падающих с одной стороны, может быть сведена к следующей матрице размером  $2 \times 2$ :

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \phi & -i \sin \phi \\ -i \sin \phi & \cos \phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_3 \end{bmatrix}, \quad (8)$$

где  $a_i$  – волны, падающие на  $i$ -й порт, а  $b_i$  – волны, выходящие из этого порта. Нумерация портов для регулярного и секционированного МПО показана на рис.1.

Выражения для зависимостей  $v_{oc}$  и  $v_{sc}$  от частоты и коэффициента металлизации  $\eta = a/p$ , где  $a$  – ширина электрода, для бесконечных решеток даны в известной монографии Моргана [3] в терминах функций Лежандра:

$$v_{sc} \approx v_0 + \frac{1}{2}(v_m - v_0) \left[ 1 + \frac{P_s(-\cos \Delta)}{P_{s-1}(-\cos \Delta)} \right], \quad (9)$$

$$v_{oc} \approx v_0 + \frac{1}{2}(v_m - v_0) \left[ 1 - \frac{P_s(\cos \Delta)}{P_{s-1}(\cos \Delta)} \right], \quad (10)$$

где  $v_0$  и  $v_m$  – скорости ПАВ на свободной и металлизированной поверхностях,  $s = p/\lambda$ ,  $\Delta = \pi\eta$ ,  $P_s(\cos \Delta)$  – функция Лежандра 1-го рода порядка  $s$  с аргументом  $\cos \Delta$ .

Подставляя (3) и (4) в (2) и используя уравнение (В6) из [3], получаем зависимость числа электродов  $N_T$  МПО с полной передачей энергии от частоты и коэффициента металлизации:

$$N_T = \left[ \frac{2 \sin(\pi s) K^2 / 2}{\pi \cdot P_{-s}(-\cos \Delta) \cdot P_s(\cos \Delta)} \right]^{-1} \quad (11)$$

Подход, основанный на описании взаимодействия ПАВ с электродами МПО через нормальные моды системы, используется и при анализе более сложных структур, например, с различным периодом электродов в разных каналах.

Отражениями ПАВ от электродов МПО в большинстве методов расчета пренебрегают, т.к. период МПО обычно выбирается меньше, чем  $\lambda_0/2$ , а полоса режекции достаточно узкая. Анализ характеристик МПО с учетом отражений приведен в работах [4-5].

## 2.2. Анализ секционированного МПО

Секционированный СМПО включает в себя два акустических канала 1 и 2 одинаковой ширины  $W$  и переходную область шириной  $W_T$  между этими каналами (рис.1б). Регулярный канал 1 СМПО образован решеткой эквидистантных электродов одинаковой ширины. Канал 2 включает несколько секций  $m \dots N_M$  эквидистантных электродов, причем протяженности секций вдоль направления распространения ПАВ (или число  $N_m$  электродов в секциях) выбраны различными. Эти секции электродов в канале 2 смещены на заданные расстояния  $t_M$  относительно их исходного положения в регулярной части СМПО в канале 1. Поскольку

амплитуды ПАВ, переизлучаемые каждой секцией СМПО в канале 2, пропорциональны числу электродов  $N_m$  в этих секциях, а фазы ПАВ, переизлученных каждой секцией, зависят от их смещения  $t_m$ , то пучок ПАВ в канале 2 оказывается взвешенным по амплитуде и фазе аналогично сигналу с широтной и фазовой модуляцией. Выбирая функцию взвешивания амплитуд и фаз секций электродов в канале 2, можно сформировать заданную частотную характеристику секционированного СМПО. С целью уменьшения отражений ПАВ от границ секций электродов промежутки между секциями целесообразно заполнить корректирующими полосками (рис.1б). При этом заземленные корректирующие полоски могут служить эффективным электростатическим экраном.

Для анализа работы секционированного СМПО удобно использовать матрицу передачи (8) для каждой секции СМПО [6]:

$$\begin{bmatrix} b_1^m \\ b_4^m \end{bmatrix} = T^m \begin{bmatrix} a_1^m \\ a_3^m \end{bmatrix}, \quad (12)$$

Учитывая дополнительные задержки во втором канале 2 из-за смещения  $t_m$  секций, можно написать:

$$T^m = \begin{bmatrix} \cos \phi^m & i \sin \phi^m \exp[-i2\pi f L_m / v] \\ i \sin \phi^m \exp[i2\pi f L_m / v] & \cos \phi^m \end{bmatrix}, \quad (13)$$

где  $\phi^m$  - фазовый угол  $m$ -ой секции,  $L_m$ - сдвиг электродов  $m$ -й секции во втором канале вдоль направления распространения ПАВ,  $v$ - фазовая скорость ПАВ в промежутках между секциями.

Учитывая, что  $a_1^m = b_1^{m-1}$  и  $a_3^m = b_4^{m-1}$ , матрица передачи всего СМПО, состоящего из  $M$  секций, находится как произведение матриц всех секций:

$$\begin{bmatrix} b_1^M \\ b_4^M \end{bmatrix} = \prod_{m=1}^M T^m \begin{bmatrix} a_1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

Приближенный синтез взвешенного секционированного СМПО можно осуществить, считая каждую  $m$ -ную секцию в нижнем канале 2 дискретным  $\delta$ -источником с амплитудой

$$a^m = \sin \phi^m = \sin(\pi N_m / 2N_T) \quad (15)$$

и фазой

$$\phi^m = 2\pi f L_m / f_0 \lambda. \quad (16)$$

В этом приближении передаточные функции СМПО определяются как

$$S_{14} = \frac{b_4^M}{a_1} \approx \sum_{m=1}^M a^m \cdot \exp(i\phi^m), \quad (17)$$

$$|S_{13}| = \frac{b_3^M}{a_1} \approx \sqrt{1 - (S_{14})^2}. \quad (18)$$

Это приближение дает точный результат только для двухсекционного МПО с одинаковым числом электродов в секциях:

$$S_{14} = \sin(2\phi^1) \cdot \cos \phi^1 \quad (19)$$

При большем числе секций СМПО появляются перекрестные члены и передаточная функция отличается от приближения первого порядка. Однако, как показали наши исследования, эти искажения не очень велики, и задача синтеза может быть решена путем линейной коррекции исходного приближения.

### 2.3. Вторичные эффекты в СМПО

Наиболее важными эффектами второго порядка в СМПО являются поперечные моды и резистивные потери из-за конечной проводимости электродов. Первый из названных

эффектов ограничивает минимальную апертуру канала величиной  $10-15\lambda_0$  и приводит к ухудшению избирательности фильтра. Отметим, что это ограничение также обусловлено дифракцией ПАВ в аподизованных преобразователях фильтра. Второй эффект ограничивает максимальную апертуру и определяет вносимые потери СМПО, которые в практических случаях составляет  $0,5...3$  дБ. Величина вносимых потерь в зависимости от сопротивления пленки электродов  $R_{\square}$  могут быть оценены по данным работы [7] как

$$IL=2,3 \cdot 10^{-4} R_{\square} (W/\lambda_0)^2 / \eta, \text{ [дБ]},$$

где  $W$  – апертура одного канала.

Кроме того, на вносимые потери влияет ширина  $W_T$  переходной области СМПО между каналами. Ее уменьшение снижает вносимые потери, но ухудшает избирательность фильтра. Потери в переходной области шириной  $W_T$  выражаются как  $\sin[\pi W/(W_T + 2W_A)]$ . Анализ резистивных потерь приведен в работах [7], а влияние поперечных мод рассмотрено в работе [8]. Взаимодействие с объемными модами не оказывает существенного влияния на потери, если период МПО выбран менее  $\lambda_0/2$ .

Скорость ПАВ под электродами зависит от толщины пленки металла и свойств металла. При коэффициенте металлизации  $\eta$ , близком к  $0,5$ , изменение скорости на подложках из ниобата лития с алюминиевыми электродами примерно одинаково для изолированных и закороченных электродов и слабо зависит от коэффициента металлизации. Изменение скорости квадратично зависит от параметра  $h/\lambda$ , где  $h$  – толщина электрода,  $\lambda$  – длина ПАВ. Для учета влияния толщины пленки металла на скорость ПАВ под решеткой были использованы результаты работ [4,5].

### 3. РАСЧЕТ СЕКЦИОНИРОВАННОГО СМПО

Предполагается, что перед началом проектирования СМПО заданная комплексная передаточная функция фильтра  $S_F$  разделена на передаточные функции элементов акустического тракта (двух преобразователей и ответвителя) и на базе спецификации к фильтру уже сформулированы требования к электрическим параметрам и конструкции СМПО. После этого процесс проектирования СМПО включает следующие этапы:

1. Предварительный синтез частотной характеристики СМПО на базе модели  $\delta$ -источников.
2. Построение топологии СМПО с использованием предварительно найденных на этапе 1 весовых коэффициентов (первая итерация).
3. Точный анализ топологии СМПО с использованием матриц передачи  $T_{ij}$ . Каждая секция электродов описывается симметричной матрицей передачи регулярного МПО с учетом квази-статического распределения зарядов.
4. Корректировка весовых коэффициентов СМПО.
5. Построение топологии СМПО на базе скорректированных весовых коэффициентов (вторая итерация)
6. Расчет скорректированной частотной характеристики СМПО на основе квази-статической модели и с учетом резистивных потерь.

При синтезе секционированных СМПО предлагается использовать 4 весовые функции. Две из них соответствуют двум предельным случаям: функция  $Func=1$  обеспечивает максимальную избирательность  $a_g > 40$  дБ в широкой полосе частот при коэффициенте прямоугольности АЧХ  $K_{30/3\text{дБ}}=2,8$  (функция Хемминга), а функция  $Func=4$  обеспечивает минимальный коэффициент прямоугольности АЧХ  $K_{30/3\text{дБ}}=1,27$  и избирательность около  $a_g=7$  дБ. Также предлагается использовать два промежуточных варианта: функцию  $Func=2$  с избирательностью 30 дБ при коэффициенте формы  $K_{30/3\text{дБ}}=1,9$  и функцию  $Func=3$  с  $a_g=30$  дБ и  $K_{30/3\text{дБ}}=1,5$ . Весовая функция  $Func=1$  имеет один главный лепесток и рекомендуется для использования в фильтрах с высокой избирательностью более

55-60 дБ, но с большим коэффициентом прямоугольности частотной характеристики  $K_{40/3}=2,0-2,5$ . Весовая функция  $Func=4$  имеет два полюса затухания вблизи полосы пропускания фильтра и может быть использована для подавления ближайших боковых лепестков АЧХ преобразователей в фильтрах с низким коэффициентом прямоугольности  $K_{40/3}=1,1-1,5$  (рис.2). Весовые функции  $Func=2$  и  $Func=3$  имеют полтора и два лепестка соответственно и рекомендуются для использования в фильтрах с избирательностью 45-55 дБ со средним коэффициентом прямоугольности  $K_{40/3}=1,5-2,0$ .

Весовые функции заданы в виде косинусных рядов:

$$B_m = \begin{cases} 0,54 + 0,46 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot l_m) & \text{if } F_{unc} = 1; \\ \cos(0,8 \cdot \pi \cdot l_m) + 0,8 \cdot \cos(2,4 \cdot \pi \cdot l_m) + 0,18 \cdot \cos(4 \cdot \pi \cdot l_m) & \text{if } F_{unc} = 2; \\ 1 + 2 \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot l_m) + 1,7 \cdot \cos(4 \cdot \pi \cdot l_m) + 0,356 \cdot \cos(6 \cdot \pi \cdot l_m) & \text{if } F_{unc} = 3; \\ \cos(\pi \cdot l_m) + \cos(3 \cdot \pi \cdot l_m) + 0,85 \cdot \cos(5 \cdot \pi \cdot l_m) - 0,4 \cdot \cos(9 \cdot \pi \cdot l_m) & \text{if } F_{unc} = 4, \end{cases} \quad (20)$$

где  $l_m = (2 \cdot m - M - 1) / 2 \cdot M$ ,  $m=1 \dots M$  – текущий номер секции электродов.

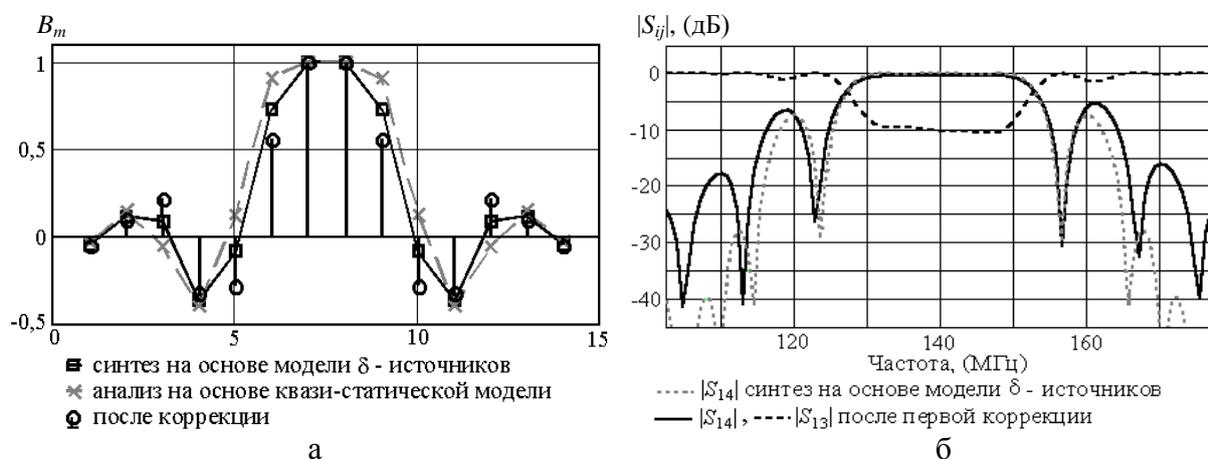


Рис.2. Характеристики секционированного СМПО для фильтра 140В20:

а - весовые коэффициенты СМПО до и после коррекции ( $Func=4$ );

б - частотные характеристики СМПО ( $Func=4$ )

#### 4. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ФИЛЬТРОВ С СЕКЦИОНИРОВАННЫМ МПО

Для проверки эффективности использования секционированных СМПО были скорректированы два фильтра с разными типами СМПО: FP-140/22 и 140B20. Оба фильтра использовали в качестве материала подложки ниобат лития среза  $uxl/128^\circ$ .

Исходный фильтр-аналог FP140/22 на частоту 140 МГц содержал два ВШП с симметричной аподизацией и регулярный МПО из 120 электродов с периодом  $P=\lambda/4$ . Преобразователи с двойными штырями содержали 274 и 254 электродов (рис.3а). Боковые лепестки функции аподизации преобразователей были масштабированы для уменьшения дифракционных искажений [9]. Апертуры преобразователей составляли 1,7 мм ( $\sim 52\lambda$ ). Расчетные АЧХ преобразователей и фильтра FP140/22 показаны на рис.4а.

Фильтр 140B20 имел среднюю частоту 140 МГц, полосу пропускания  $BW1=20$  МГц и коэффициент прямоугольности менее  $K_{40/1}=1,5$ . В фильтре 140B20 использовался секционированный СМПО с весовой функцией  $Func=4$ . Целью использования  $Func=4$  было улучшение коэффициента прямоугольности АЧХ  $|S_F|$  фильтра и формирование полюсов затухания вблизи главного ее лепестка.

Фильтр 140B20 разрабатывался под планарный корпус SMD 13,5x6,3x1,8 мм, в связи с чем было необходимо уменьшить ширину подложки до 4,5 мм. Поэтому апертуры преобразователей были уменьшены до 1,5 мм ( $\sim 48\lambda$ ) по сравнению 1,7 мм для прототипа

FP140/22. Это привело к росту вносимых потерь с 19,6 дБ в прототипе FP140/22 до 20,3 дБ в фильтре 140B20. Функции аподизации преобразователей в фильтре 140B20 выбраны минимально-фазового типа в связи с их меньшей чувствительностью к отклонениям весов от заданных значений. Преобразователи с двойными штырями содержали 254 и 210 электродов (рис.3б). Применение секционированного СМПО, как третьего частотно-селективного элемента, улучшило избирательность фильтра при уменьшении его габаритов. СМПО содержал 14 секций с весами, соответствующими функции  $Func=4$ . Расчетные АЧХ преобразователей, СМПО и фильтра показаны на рис.4б,в. На Рис.4в можно видеть, что использование СМПО повышает крутизну склонов АЧХ  $|S_F|$  фильтра, увеличивает расчетное затухание в области полюсов АЧХ на 7-10 дБ и увеличивает расчетное затухание в широком частотном интервале на 6 дБ по сравнению с фильтром FP140/22. Для измерения передаточной функции  $S_{13}$  СМПО (рис.4г) использовались два широкополосных ВШП, содержащих 4 сдвоенных электрода и расположенных на свободной диагонали фильтра.

Результаты измерений частотных характеристик фильтров FP140/22 и 140B20 в тракте 50/50 Ом без согласования показаны на рис.5. Из рис.5 можно видеть, что фильтр 140B20 имеет лучшее на 8-12 дБ подавление боковых лепестков в низкочастотной полосе заграждения  $F_0-50$  МГц (58-62 дБ вместо 54 дБ у прототипа) и на 6-8 дБ в высокочастотной полосе заграждения (56 дБ вместо 50 дБ у прототипа). В широкой полосе  $F_0 \pm 100$  МГц фильтр 140B20 имеет избирательность 60-64 дБ, что на 30 дБ лучше, чем для фильтра FP140/22 (30-35 дБ). Кроме того, затухание в полюсах измеренной частотной характеристики у фильтра 140B20 составляет более 64 дБ, что также лучше на 8 дБ, чем у фильтра FP140/22. Последнее важно в фильтрах, предназначенных для телевизионной аппаратуры, и для базовых станций сотовых систем связи, где необходимо значительное затухание на несущих частотах соседних каналов.

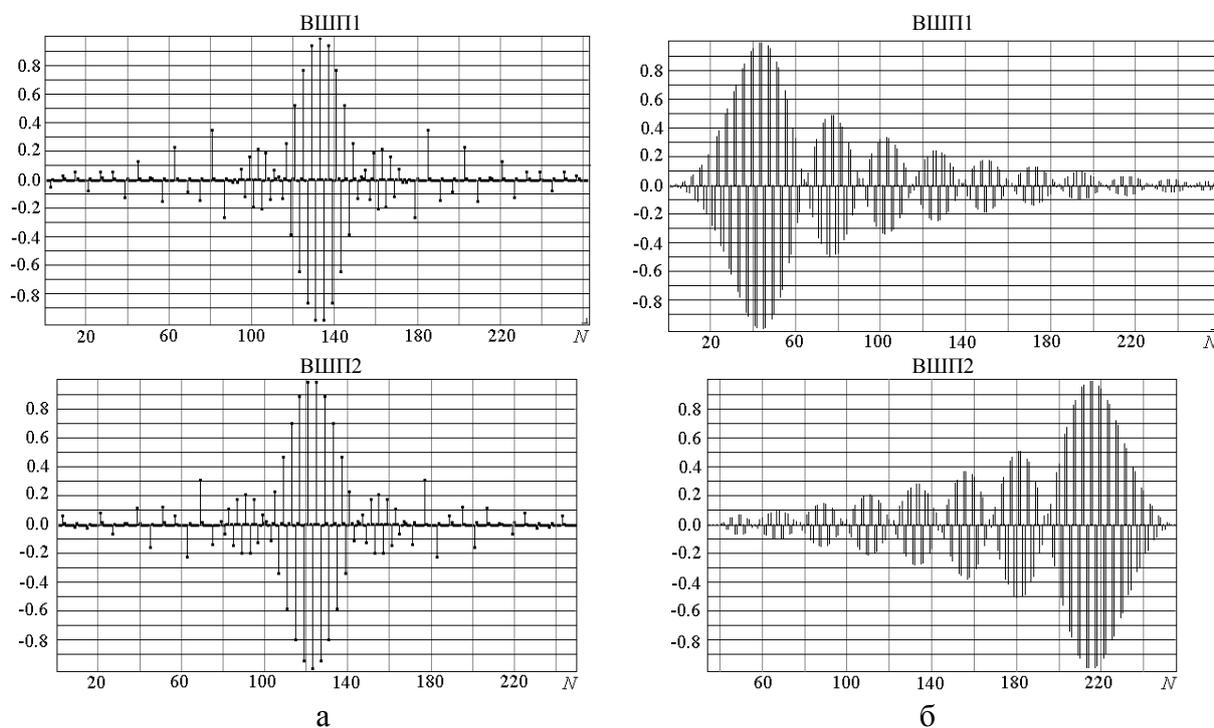


Рис.3. Весовые коэффициенты преобразователей из  $N$  электродов:

а - фильтр FP140/22; б - фильтр 140B20

$|S_{21}|$ , (дБ)

$|S_{21}|$ , (дБ)

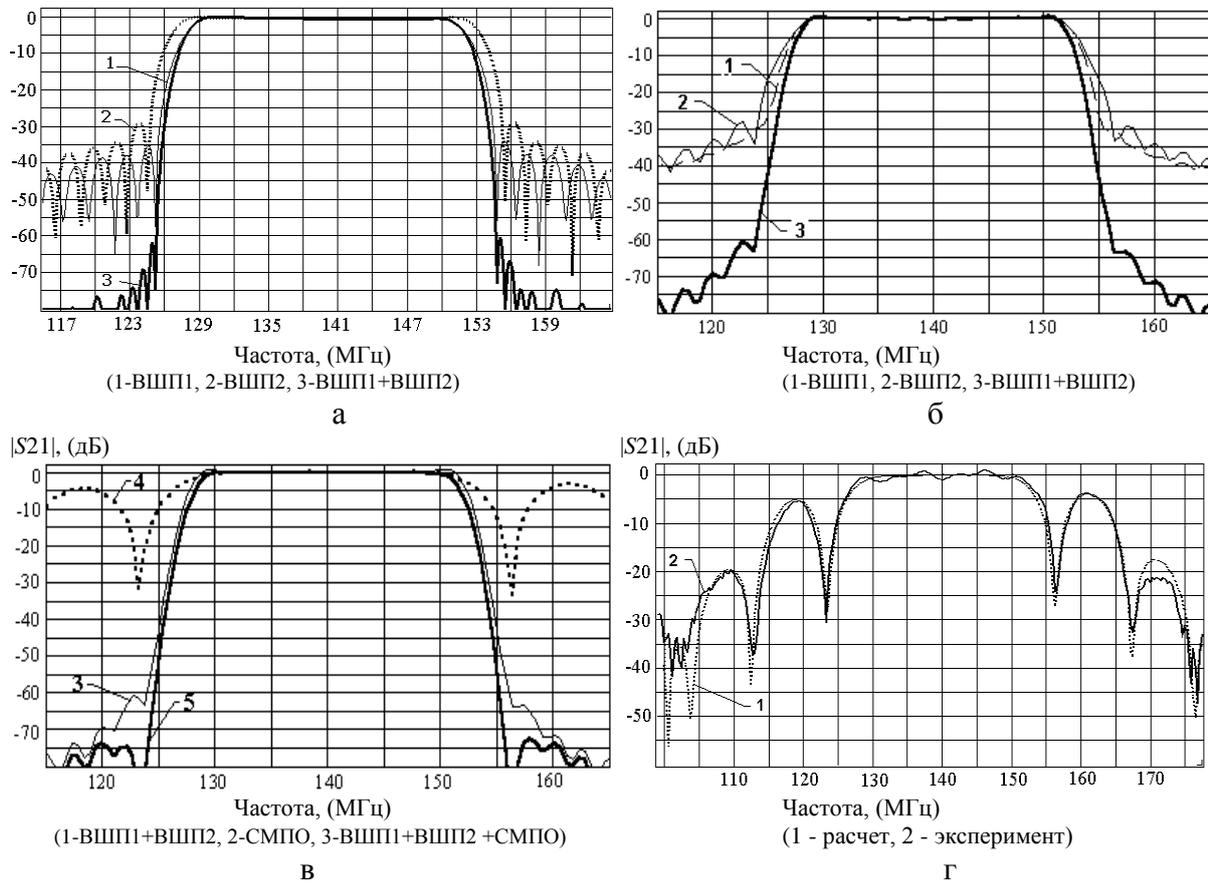


Рис.4. Расчетные амплитудно-частотные характеристики:  
 а - фильтр FR140/22; б - фильтр 140B20 без СМПО;  
 в - фильтр 140B20, включая СМПО; г - секционированный СМПО для 140B20

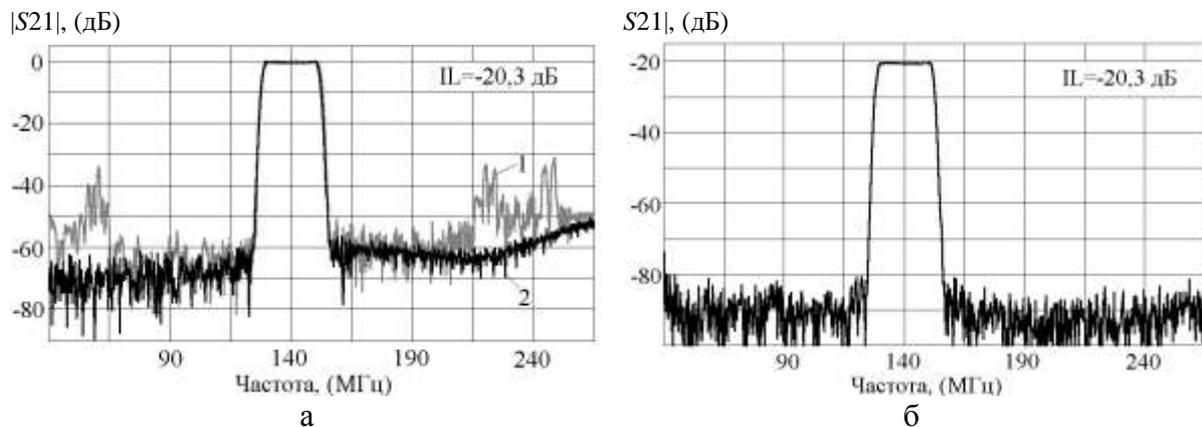


Рис.5. Сравнение измеренных амплитудно- частотных характеристик фильтров:  
 а -FR140/22 (1) и 140B20 (2);  
 б - фильтр 140B20 с исключенным электромагнитным сигналом

Вносимые потери фильтра 140B20 составляют  $IL = -20,3$  дБ, что на 0,6 дБ больше, чем у прототипа FR140/22. Это объясняется меньшими апертурами преобразователей. Пульсации амплитуды для обоих фильтров составляет 0,5 дБ. Неравномерность ГВЗ в фильтре 140B20 составляет около 50 нсек по сравнению с 30 нсек у прототипа. Это можно объяснить большей абсолютной задержкой ПАВ в фильтре и переизлучением ПАВ из наклонных соединительных полосок в переходной области СМПО.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основными преимуществами селективного МПО по сравнению с регулярными МПО являются следующие:

- улучшение коэффициента прямоугольности АЧХ  $|S_F|$  фильтра за счет формирования дополнительных полюсов затухания вблизи переходной области  $|S_F|$  или непосредственно на скатах  $|S_F|$ ;

- улучшение избирательности в широкой полосе частот, особенно на частотах ангармоник или гармоник преобразователей фильтра;

- ослабление требований к избирательности преобразователей фильтра до 25-35 дБ вместо обычных 40-50 дБ. Это позволяет увеличить перекрытия электродов в преобразователях, что в свою очередь снижает дифракционные искажения и повышает устойчивость фильтра к технологическим погрешностям.

Экспериментальные характеристики фильтра 140В20 с секционированным СМПО совпадают с расчетными до уровня -50 дБ. В фильтре 140В20 с СМПО на частоту 140 МГц получено улучшение избирательности от 8 дБ до 30 дБ в разных интервалах полосы заграждения по сравнению с фильтром-аналогом FP140/22, имеющем регулярный МПО.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] P.G.Marshall, C.O.Newton, and E.G.S. Paige, "Theory and Design of the Surface Acoustic Wave Multistrip Coupler," IEEE Transactions on Sonics and Ultrasonics, vol. SU-20, pp. 124-133, 1973.
- [2] R.Murrey, J.Schofield, "The Use of Frequency-Selective Multistrip Coupler in Surface Acoustic Wave Transversal Filters", 1980 Ultrasonics Symposium Proceedings, pp. 288-293.
- [3] D.P.Morgan, "Surface-Wave Devices for Signal Processing", New York: Elsevier, 1985.
- [4] C.Toma and Y.Hahn, "A simple determination of first order velocity shifts and reflection coefficients for periodic IDT's", 1995 Ultrasonics Symposium Proceedings, pp. 321-323.
- [5] K.Ibata, T.Omori, K.Hashimoto and M.Yamaguchi, "Polynomial Expression for SAW Reflection by Aluminium Gratings on 128°YX-LiNbO<sub>3</sub>", 1998 Ultrasonics Symposium Proceedings, pp.193-197.
- [6] J.Bording and K.A.Ingebrigtsen, "Scattering Parameters of Surface-Wave Multistrip Directional Couplers: A Field Approach," Electronics Letters, vol. 9, pp. 63-64, 1973.
- [7] B.P.Abbot, D.C.Malocha, "Closed Form Solutions for Multistrip Coupler Operation Including the Effects of Electrode Resistivity", 1990 Ultrasonics Symposium Proceedings, pp. 25-30.
- [8] G.W.Farnell and C.Maerfeld. "Modes in Multistrip Couplers," 1976 Ultrasonics Symposium Proceedings, pp. 480-485.
- [9] V.B.Chvets, P.G.Ivanov, V.M.Makarov, V.S.Orlov, "SAW Filters With Very High Shape Factor", 1997 Ultrasonics Symposium Proceedings, pp. 65-68.