

**ПРОЕКТИРОВАНИЕ ФИЛЬТРОВ НА ПАВ НА ОСНОВЕ
КВАЗИ-ВЕЕРНЫХ ОДНОНАПРАВЛЕННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
ДЛЯ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ**

В.Б.Швец, А.Н.Русаков, В.С.Орлов
Московский Научно-исследовательский Институт Радиосвязи,
Россия, 109029, Москва, ул.Нижегородская, дом 32

Аннотация – В статье описываются квази-веерные однонаправленные преобразователи (ОНП) со ступенчатыми электродами, упрощающие изготовление фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ) с малыми вносимыми потерями на высоких частотах 400-600 МГц. Для улучшения избирательности фильтров разработана процедура взвешивания квази-веерных ОНП методом селективного удаления электродов и процедура учета дифракционных искажений. Результаты моделирования и экспериментов иллюстрируются на примере фильтров системы беспроводной связи WLAN на частоты 385 МГц и 450 МГц.

DEVELOPMENT OF LOW-LOSS QUASI-SLANTED SPUDT FILTERS

V.B.Chvets, A.N. Rusakov, V.S.Orlov
Moscow Radiocommunication Research Institute,
Nizhegorodskaya str., 32, Moscow,109029, Russia

Abstract – The paper describes quasi-slanted single phase unidirectional transducers (SPUDTs) with stepped electrodes. Using such transducers simplifies the fabrication of low-loss SAW filters for frequencies 400-600 MHz. To improve filter selectivity, two efficient simulation procedures have been developed, namely, the procedure of electrode withdrawal weighting of quasi-slanted SPUDTs and the procedure of simulating the effect of SAW diffraction on filter performance. The results of modeling and experiments for 385 MHz and 450 MHz WLAN filters are reported.

1. ВВЕДЕНИЕ

Трансверсальные фильтры на ПАВ на основе встречно-штыревых преобразователей двунаправленных ВШП с наклонными электродами (или веерных ВШП), период и ширина которых изменяется вдоль оси Y перпендикулярно направлению распространения ПАВ, могут быть использованы для реализации полос пропускания $BW3 = \Delta f_3 / f_0 = 5-30\%$ [1] при вносимых потерях $\Pi = 18-25$ дБ. Применение различных типов однофазных однонаправленных преобразователей (ОНП) [2,3] с наклонными электродами (или веерных ОНП) позволяет снизить вносимые потери до $\Pi = 7-12$ дБ и подавить паразитный сигнал тройного прохождения (СТП) до $-(40-50)$ дБ в полосе пропускания $BW3 = (2-30)\%$ [4].

Поэтому такие фильтры с веерными ОНП находят применение в качестве ключевых компонент в современных широкополосных системах мобильной связи стандартов CDMA, W-CDMA, WLAN, видеосистемах и т.д.

При расчете частотных характеристик фильтров на основе веерных ВШП или веерных ОНП структуру фильтра обычно представляют в виде совокупности из 50-100 виртуальных акустических каналов или суб-фильтров. При этом предполагается, что в

пределах каждого виртуального канала электроды преобразователей параллельны, средние частоты f_i канала соответствуют периоду электродов i -го канала и равномерно распределены в пределах заданной полосы пропускания. Кроме того, полагается, что эти виртуальные каналы или суб-фильтры работают независимо друг от друга [1].

В действительности частотные характеристики фильтров на ПАВ на основе веерных ВШП и ОНП подвержены сильному влиянию перекрестных искажений из-за излучения части энергии ПАВ наклонными электродами одного акустического канала в направлении соседнего акустического канала и из-за дифракционного расхождения пучка ПАВ. Перекрестные искажения увеличиваются с расширением полосы пропускания, требующим увеличения угла наклона электродов.

Новый тип фильтров на ПАВ на основе квази-веерных ВШП или ОНП (или квази-веерные фильтры) представляет собой набор из $M_C = 10-30$ реальных акустических каналов [5]. Каждый реальный акустический канал в квази-веерном преобразователе имеет параллельные прямые электроды с одинаковым периодом, шириной и апертурой. Такие прямые электроды размещены перпендикулярно направлению распространения ПАВ и с помощью соединительных перемычек между соседними каналами объединены в эквипотенциальные ступенчатые электроды [5] (рис.1).

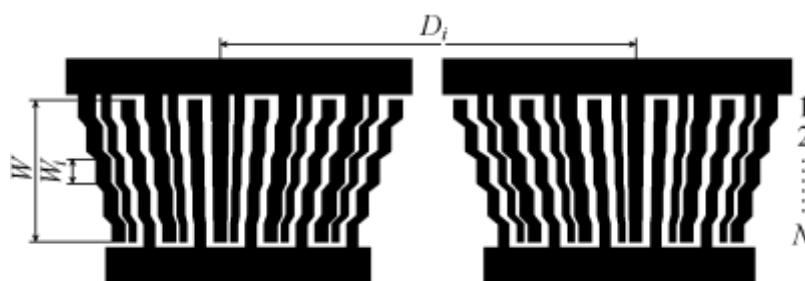


Рис.1. Структура фильтра на ПАВ с квази-веерными преобразователями

При проектировании фильтров на основе квази-веерных преобразователей можно использовать взвешивание этих преобразователей путем селективного удаления электродов для формирования АЧХ в полосе заграждения, взвешивание апертур акустических каналов для формирования АЧХ в полосе пропускания и взвешивание расстояний между центрами входного и выходного преобразователей в каждом суб-фильтре для реализации заданной ФЧХ фильтра [5]. При необходимости, в квази-веерных фильтрах могут быть использованы отличающиеся весовые функции для источников ПАВ и отражателей ПАВ в каждом акустическом канале и дополнительное взвешивание длины электродов вдоль направления распространения ПАВ. Поэтому гибкость управления частотными характеристиками является одним из главных преимуществ квази-веерных фильтров.

Из-за использования параллельных электродов в акустических каналах квази-веерные фильтры меньше подвержены влиянию дифракционных и перекрестных искажений. И, наконец, изготовление фотомасок для квази-веерных фильтров существенно проще, чем для фильтров с наклонными электродами.

Благодаря перечисленным преимуществам квази-веерные фильтры со ступенчатыми электродами являются одним из наиболее перспективных типов фильтров на ПАВ для полос пропускания $BW3=2-70\%$ [5].

Необходимость же постоянного уменьшения габаритов фильтров, улучшения их избирательности, расширения диапазона рабочих частот, требуют постоянного совершенствования конструкций квази-веерных фильтров и развития методов их моделирования.

В статье описываются две новые структуры квази-веерных ОНП с минимальной

шириной электродов $b = \lambda/8$ и $b = \lambda/6$ соответственно, что позволяет использовать квази-веерные фильтры с малыми вносимыми потерями на частотах до 500-600 МГц.

С целью реализации квази-веерных ОНП, имеющих короткую длину, но обладающих высокой избирательностью, был развит эффективный метод моделирования на основе процедуры взвешивания путем селективного удаления электродов. Улучшение избирательности и фазовых характеристик малогабаритных фильтров на основе квази-веерных ОНП было достигнуто путем учета дифракции пучка ПАВ на основе модели углового спектра плоских волн [6].

2. СТРУКТУРЫ ОНП ДЛЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КВАЗИ-ВЕЕРНЫХ ФИЛЬТРОВ

Квази-веерные фильтры на ПАВ с малыми вносимыми потерями могут иметь полосы пропускания от $BW3=2\%$ до $BW3=40\%$. Для полос пропускания более 40% направленность излучения известных ОНП становится близкой к нулю и уменьшения вносимых потерь по сравнению с двунаправленными ВШП не происходит. В зависимости от заданных значений полосы пропускания $BW3$, вносимых потерь Π и подавления СТП целесообразно выбирать различные типы ОНП, отличающиеся удельной (на длину волны) эффективностью возбуждения ПАВ.

Для узких полос пропускания избыточную эффективность возбуждения можно уменьшить, используя в выбранном типе ОНП количество отражающих электродов меньшее, чем количество возбуждающих электродов. На рис.2 представлена эффективность возбуждения некоторых типов ОНП.

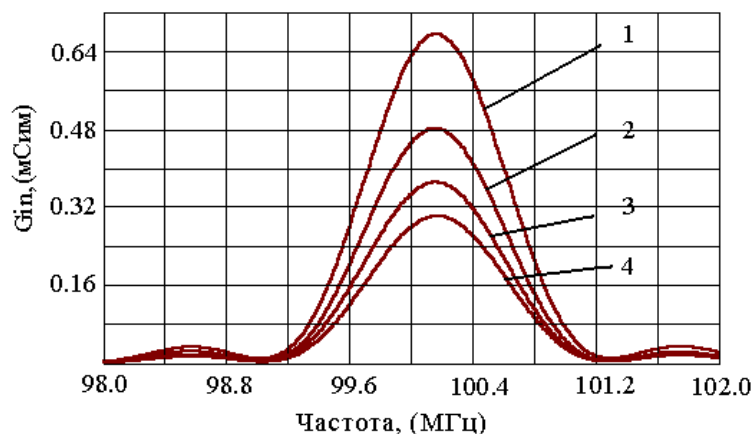


Рис. 2. Сравнение удельной эффективности возбуждения различных типов ОНП:
1 - NSF ОНП; 2 – ТЕС ОНП; 3 - DART ОНП и EWC ОНП; 4 – ВЧ ОНП.

Из сравнения видно, что наибольшей эффективностью обладает Non Uniform Split Finger (NSF) ОНП [3]. Эффективность DART ОНП [2] немного уступает NSF ОНП. Но NSF ОНП и DART ОНП имеют узкие электроды соответственно с шириной $b = \lambda/16$ и $b = \lambda/8$ (λ - длина волны), что затрудняет их использование на частотах выше 200-400 МГц.

Для расширения диапазона рабочих частот авторами было предложено несколько конструкций высокочастотных ОНП, отличающихся более широкими электродами. Одним из таких преобразователей является ОНП с трех электродной секцией (ТЕС).

Элементарная периодическая секция трех электродная ТЕС ОНП имеет длину $L_p = \lambda$ и содержит два возбуждающих электрода с ширинами $b_1 = \lambda/6$, $b_3 = \lambda/8$ и отражающий электрод шириной $b_5 = \lambda/4$ (рис.3а). ТЕС ОНП имеет удельную эффективность возбуждения в 1,47 раза выше, чем DART ОНП (рис.2). Поэтому ТЕС ОНП рекомендуется для более широких полос пропускания.

Новая конструкция высокочастотного (ВЧ) ОНП приведена на рис.3б. Каждая периодическая элементарная секция ВЧ ОНП содержит три возбуждающих электрода с ширинами $b_3 = b_5 = b_7 = \lambda/6$ и один отражающий электрод шириной $b_1 = \lambda/4$. При этом элементарная секция имеет минимальную протяженность $L_p = 1.5\lambda$ [9]. Удельная эффективность ВЧ ОНП несколько ниже по сравнению с ДАРТ ОНП (рис.2). Поэтому ВЧ ОНП рекомендуется для более узких полос пропускания.

Таким образом, применения ТЕС ОНП и ВЧ ОНП позволяет расширить диапазон рабочих частот квази-веерных фильтров с малыми вносимыми потерями до 500-600 МГц благодаря более широким электродам. ТЕС ОНП позволяет уменьшить вносимые потери при широкой полосе пропускания благодаря высокой удельной эффективности возбуждения ПАВ.

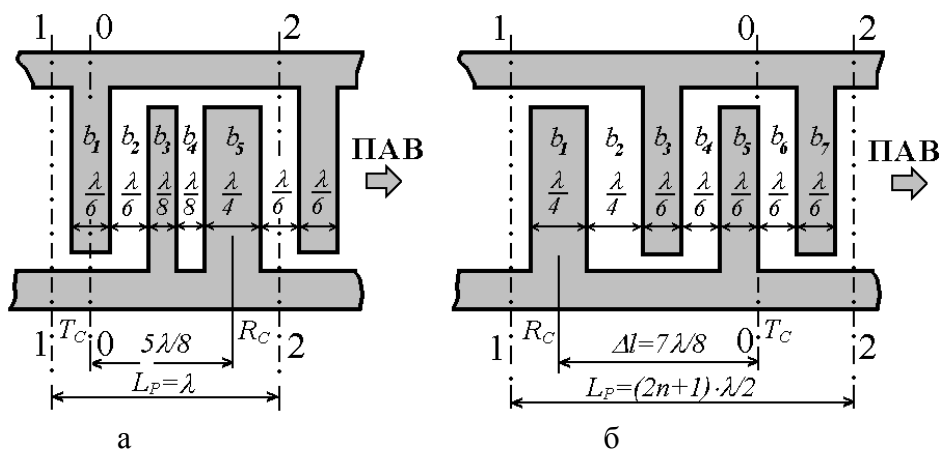


Рис.3. Элементарные секции ОНП:
а - ТЕС ОНП; б - ВЧ ОНП

3. ПРОЦЕДУРА ОПТИМАЛЬНОГО ВЗВЕШИВАНИЯ ОНП В КВАЗИ-ВЕЕРНЫХ ФИЛЬТРАХ

Расчет частотных характеристик квази-веерных фильтров с малыми вносимыми потерями производился на основе модифицированной модели эквивалентных схем с учетом отражений ПАВ и распределения зарядов [7]. Эффективный метод проектирования квази-веерных ОНП с малой длиной и высокой избирательностью был развит на основе процедуры взвешивания путем селективного удаления электродов. Эффективность метода достигается тем, что при переборе вариантов расположения весовых коэффициентов в каждой следующей итерации общее количество коэффициентов отличается всего на единицу. Этот добавляемый или вычитаваемый весовой коэффициент не приводит к изменению АЧХ $|S_{21}|$ преобразователя вблизи средней частоты f_0 . Поэтому становится возможным произвести нормировку этой АЧХ непосредственно перед перебором вариантов. В результате для проверки правильности одного варианта на одной частоте достаточно выполнить только одну операцию (сложения или вычитания), что существенно сокращает время расчетов.

Данный метод позволяет синтезировать короткие функции взвешивания, содержащие около сотни весовых коэффициентов.

Для более длинных весовых функций предлагаемый метод можно модифицировать следующим способом. Сначала одним из известных методов находится исходный набор весовых коэффициентов, содержащий, например, 500 коэффициентов. Далее осуществляется перебор только тех вариантов, которые отличаются от исходного не более чем на 10 весовых коэффициентов. Процедура перебора прекращается при достижении требуемой амплитудно-

частотной характеристики $|S_{21}|$. Такой способ особенно эффективен при синтезе фильтров с высокой прямоугольностью АЧХ.

Для повышения избирательности малогабаритных фильтров с квази-веерными ОНП при их проектировании необходимо учитывать влияние дифракции ПАВ. Для этой цели использовался метод углового спектра плоских мод [6]. Полный спектр волн дискретизировался и представлялся в виде конечного набора отдельных мод. Для каждой моды вычислялась матрица Y_i -параметров фильтра. Затем такие одномодовые матрицы Y_i -параметров суммировались для получения полной проводимости фильтра.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ЭКСПЕРИМЕНТА

Предложенные структуры кавзи-веерных ТЕС ОНП и ВЧ ОНП, а также описанная процедура расчета была использована для проектирования двух типов фильтров для системы беспроводной связи WLAN на частоты 385 МГц и 450 МГц в планарных корпусах SMD 5.0x5.0x1.6 мм. В качестве материала подложки фильтров использовался LiNbO_3 , срез YZ.

Первый тип фильтра WLAN на частоту 385 МГц включал два квази-веерных ТЕС ОНП с одинаковыми структурами. На первом этапе проектирования исходные квази-веерные ОНП имели протяженность $L_1 = 116\lambda$ и $L_2 = 92\lambda$ и были разделены на 23 реальных акустических канала. Распределение апертур A_i каналов по их средним частотам было найдено из условия получения плоской АЧХ в полосе пропускания и показано на рис.4а. Распределение апертур обеспечивало наклон вершины $|S_{21}|$ на 3 дБ для компенсации влияния согласующих цепей. Расстояние между центрами преобразователей в каждом из суб-фильтров, образованных акустическими каналами, соответствовали линейной фазе Θ фильтра в целом и составляло 450λ (рис.4б, пунктирная линия).

На втором этапе для входного и выходного ТЕС ОНП, взвешенного удалением электродов, были найдены отличающиеся друг от друга весовые функции, обеспечивающие избирательность фильтра более 48 дБ (рис.5).

На третьем этапе рассчитывались АЧХ $|S_{21}|$ и ФЧХ Θ фильтра с учетом влияния дифракции ПАВ при варьировании общей апертуры ТЕС ОНП в интервале $200\lambda < W = 500\lambda$ (рис.6). Влияние дифракции привело к дополнительному наклону АЧХ на 2.5 дБ, скачку ФЧХ в полосе пропускания на $\Theta = 40^\circ$ и к росту боковых лепестков на частоте 406 МГц в полосе заграждения на 8 дБ. Выбор оптимальной апертуры $W = 300\lambda$ позволил уменьшить искажения $|S_{21}|$, но не повлиял на поведение фазы Θ в полосе пропускания.

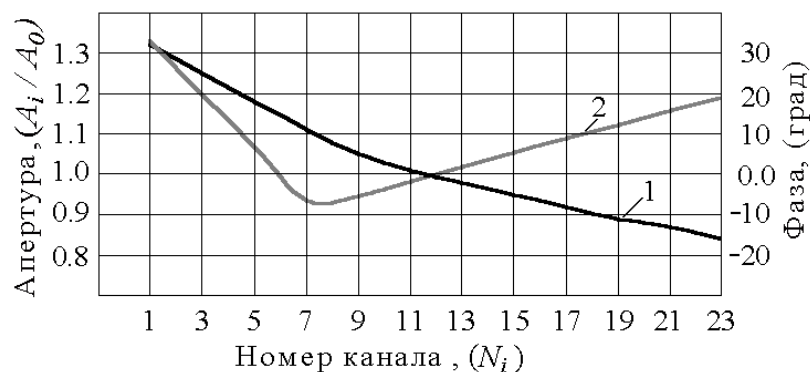


Рис. 4. Зависимость апертуры канала (1) и фазы (2) от текущего номера канала

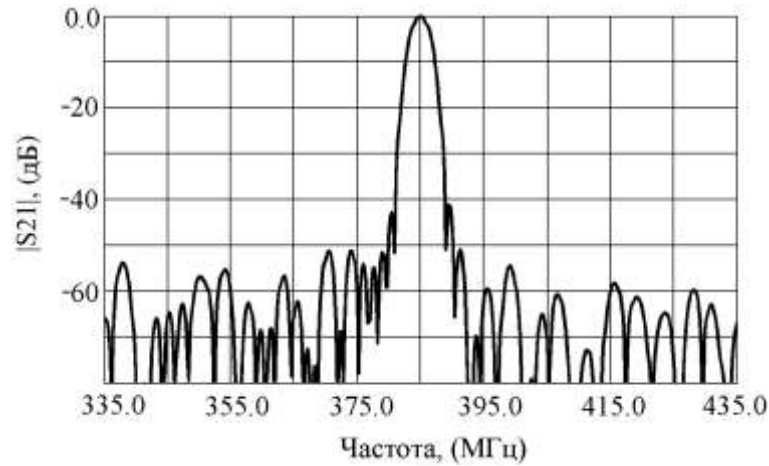


Рис.5. Расчетная АЧХ $|S_{21}|$ суб-фильтра с двумя взвешенными удалением электродов ТЕС ОНП

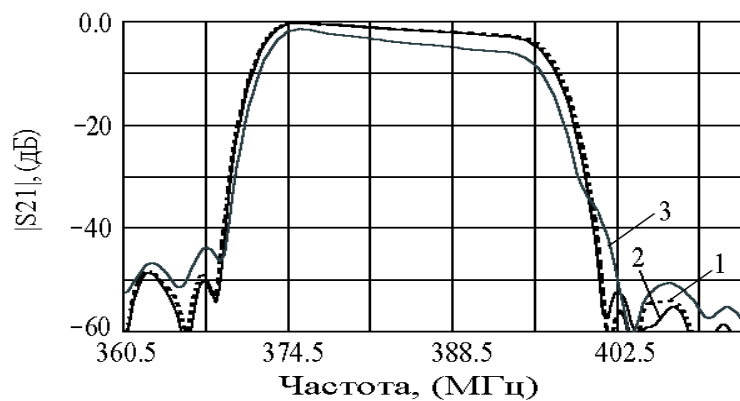


Рис.6. Расчетная АЧХ $|S_{21}|$ фильтра с учетом дифракционных искажений:
1- $W=55\lambda$; 2- $W=40\lambda$; 3- $W=22\lambda$

С целью улучшения фазы Θ фильтра на четвертом этапе варьировалось расстояние между центрами входного и выходного квази-верных ТЕС ОНП в пределах $0\lambda < D_0 < 1000\lambda$. Наклон $|S_{21}|$ в полосе пропускания при этом не изменился, но уровень бокового лепестка на частоте 403 МГц изменялся от -59 дБ ($D_0 = 500\lambda$) до -46 дБ ($D_0 = 0\lambda$ и 1000λ). Оптимальное расстояние, обеспечивающее минимальный уровень низкочастотных боковых лепестков $|S_{21}|$, составило $D_0 = 500\lambda$, и было близко к исходному $D_0 = 450\lambda$, при котором существовал скачок фазы $\Delta\Theta = 40^\circ$.

Для уменьшения искажений в полосе пропускания на последнем этапе была произведена коррекция фаз отдельных суб-фильтров путем изменения расстояний между центрами входных и выходных ТЕС ОНП в этих суб-фильтрах (рис.4б, сплошная линия). В результате коррекции пульсации фазы уменьшились до $\Delta\Theta = 2^\circ$ в интервале $f_0 \pm 7$ МГц (рис.7б).

Данные расчеты проверялись экспериментально. На рис.7 представлены измеренные амплитудно-частотные $|S_{21}|$ и фазовые Θ характеристики описанного выше фильтра WLAN на 385 МГц до и после фазовой коррекции. Как видно из сравнения рис.7а и рис.7б, результаты измерений хорошо совпадают с расчетами. В итоге получены следующие экспериментальные параметры фильтра в согласованном 50 Омном тракте: вносимые потери $\Pi_L = 8.4$ дБ, полосы пропускания $BW_3 = 23.6$ МГц и $BW_{40} = 31.2$ МГц, пульсации амплитуды $\Delta\alpha = 0.5$ дБ, пульсации группового времени запаздывания $\Delta GDT = \pm 30$ нс в полосе $f_0 \pm 7$ МГц.

Второй WLAN фильтр на 450 МГц включал два квази-верных ВЧ ОНП с апертурами $W = 83\lambda$ и протяженностью $L_1 = 148\lambda$ и $L_2 = 116\lambda$. Входной и выходной ВЧ ОНП были разделены на 26 каналов. Расстояние между центрами входного и выходного ВЧ ОНП составляло $D_0 = 208\lambda$.

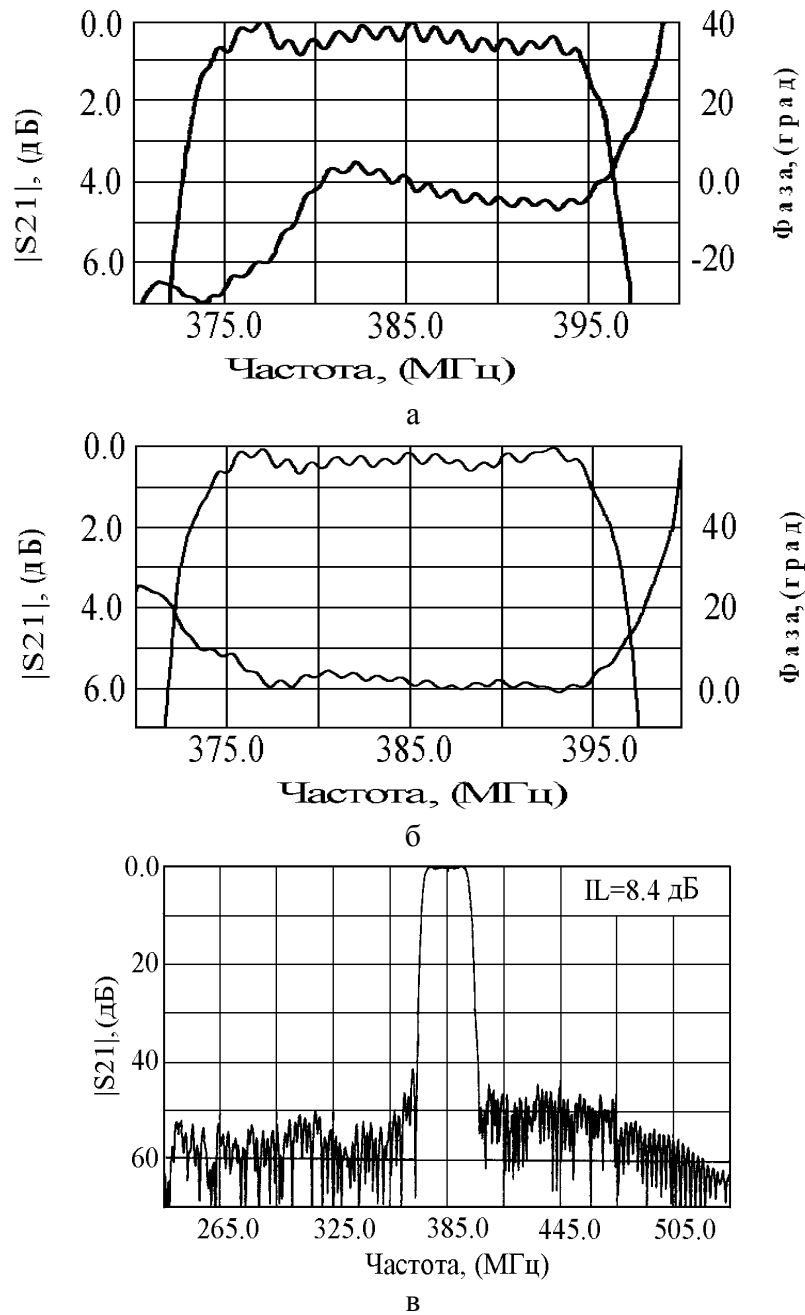


Рис.7. Измеренные характеристики фильтра WLAN на 385 МГц:
 а – в полосе пропускания до коррекции;
 б, в – в полосе пропускания после коррекции.

Частотные характеристики фильтра, измеренные в согласованном тракте 50 Ом, приведены на рис.8. Основные экспериментальные параметры фильтра следующие: полосы пропускания $BW_3 = 21.9$ МГц, $BW_{40} = 32.3$ МГц, вносимые потери $IL = 9.3$ дБ, пульсации амплитуды $AR = 0.8$ дБ, пульсации фазы $\Delta\theta = 6^\circ$, пульсации ГВЗ - 50 нс, гарантированная избирательность $UR = 48$ дБ.

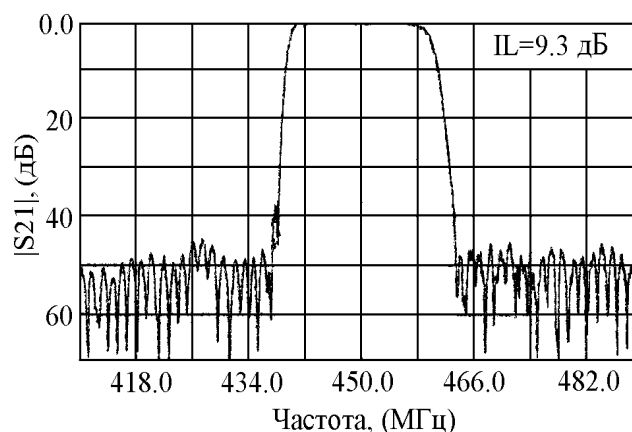


Рис.8. Измеренная АЧХ фильтра WLAN на 450 МГц

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленные структуры ТЕС ОНП и ВЧ ОНП отличаются от известных ОНП ПАВ широкими электродами и позволяют упростить изготовление квази-веерных фильтров на частотах выше 400-600 МГц. Показано, что квази-веерные фильтры с малыми вносимыми потерями могут быть спроектированы с использованием эффективной процедуры взвешивания удалением электродов в преобразователях для достижения высокой избирательности, взвешивания апертур каналов для формирования заданной АЧХ в полосе пропускания и взвешивания расстояний между преобразователями суб-фильтров с целью компенсации дифракционных искажений фазы и ГВЗ в полосе пропускания фильтра. Результаты расчетов хорошо совпадают с экспериментом

ЛИТЕРАТУРА

- [1] H.Yatsuda, K.Yamanouchi, "Automatic Computer-Aided Design of SAW Filters Using Slanted Finger Interdigital Transducers", IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr., vol.47, No1, 2000, pp.140-146.
- [2] T.Kodama et al., "Design of low-loss SAW filters employing distributed acoustic reflection transducers", IEEE 1986 Ultrason. Symp. Proc., pp.59-64.
- [3] B.Hunsinger et. al, "Surface Acoustic Wave Device with Reflection Suppression", Patent of USA, No 4162465, Int Cl² HO3H 9/04, July 24, 1979.
- [4] L.Solie, "Tapered Transducers – Design and Application", IEEE 1998 Ultrason. Symp. Proc., pp.27-37.
- [5] А.Л.Данилов, П.Г.Иванов, В.М.Макаров, В.С.Орлов, В.Б.Швец, "Фильтр на поверхностных акустических волнах с квази-веерными преобразователями". Патент России № 991215523 от 12.10.99.
- [6] G.Farnell, in "Acoustic Surface Waves", Edited by A.Oliner, N-Y, 1978, pp.28-81.
- [7] В.Б.Швец, В.С.Орлов, В.М.Макаров, "Однонаправленный преобразователь ПАВ". Патент России No 2117383, Int. Cl⁶ HO3H/00, 24.09.97.
- [8] В.Б.Швец, В.С.Орлов, "Высокочастотный ОНП ПАВ". Патент России, No 99125446, Int.Cl⁶ HO3H 9/145, от 03.12.99.