Фильтры на поверхностных акустических волнах с комбинированием одномодовых и двумодовых секций

Орлов В.С.

Описываются структуры фильтров на поверхностных акустических волнах (ПАВ) с малыми вносимыми потерями с комбинированием элементарных лестничных или балансно-мостовых секций на одномодовых одно-входовых резонаторах (LDR или BBR) и двухмодовых секциях на продольно-связанных резонаторах (LCR). Такие комбинации одномодовых и двухмодовых секций позволяют обеспечить работу фильтров на ПАВ как для промежуточных, так и для несущих частот при аксиальных или балансных нагрузках 50-300 Ом, реализовать малые вносимые потери *IL* = 2,3-3,8 дБ без использования дополнительных согласующих цепей и увеличить затухание в полосе заграждения до *UR* = 55-70 дБ в широкой полосе частот. Исследуются проблемы согласования элементарных секций с целью уменьшения искажений вследствие отражений. Описываются примеры фильтров на ПАВ со структурами LDR-LCR-LDR; LCR-LDR-LCR; LCR-BBR-LCR; LDR-BBR на частоты 442, 484, 135, 105 и 160 МГц соответственно.

Введение

Фильтры на ПАВ для промежуточных (ПЧ) и радиочастот (РЧ) современных систем связи должны иметь малые вносимые потери IL = 0,8-3,5 дБ и гарантированное затухание в полосе заграждения не менее 50-60 дБ. В зависимости от типа аппаратуры связи один и тот же фильтр может быть использован при аксиальной или балансной нагрузке 50-300 Ом. Не известна универсальная конструкция фильтра на ПАВ, отвечающая одновременно всем этим требованиям. Наименьшие вносимые потери IL = 0,8-1,5 дБ обеспечивают фильтры на ПАВ из одномодовых резонаторных звеньев, например, лестничного (LDR) типа и балансно-мостового типа (BBR). Но типичная избирательность двухзвенных LDR фильтров с такими потерями составляет всего UR = 25-30 дБ [1], а у BBR фильтров коэффициент прямоугольности составляет не лучше $SH(40/3)$ = 3,5-4,0 [2]. Наиболее высокую избирательность до UR = 50-65 дБ в широкой полосе частот обеспечивают фильтры из секций двухмодовых резонаторов с продольной акустической связью (LCR). Частотная характеристика $|S21|$ элементарного звена LCR фильтра имеет "плечо" на уровне A_s = 9-12 дБ. Увеличение же числа звеньев с целью снижения уровня "плеча" ведет к росту вносимых потерь [3]. Другие попытки увеличить подавление "плеча" в LCR фильтрах предпринимались неоднократно, однако применение и шунтирующего конденсатора [4] и дополнительного отражателя [5] не обеспечивало высокой избирательности UR =50-60 дБ в широкой полосе частот и также приводило к дополнительному росту вносимых потерь. Снижение же уровня "плеча" в элементарном звене до A_s =20-23 дБ за счет варьирования толщины электродов и коэффициента металлизации приводило к уменьшению полосы пропускания.

В настоящей статье описывается метод улучшения избирательности фильтров на ПАВ за счет использования комбинаций одномодовых и двухмодовых резонаторных секций: LCR-LDR-LCR; LCR-BBR-LCR; LCR-LDR; LDR-LCR-LDR; BBR-LDR-BBR, LDR-BBR. Применение внутренних LDR и BBR секций позволяет подавить "плечо" LCR звеньев до уровня A_s = 45-55 дБ. Внешние LCR звенья позволяют использовать не только аксиальные, но и балансные нагрузки и исключить согласующие цепи. Кроме того, LCR звенья позволяют трансформировать выходное сопротивление фильтра из Z_{in} = 50 Ом в иное с величиной Z_{in} = 50-300 Ом.

Согласование различных типов элементарных звеньев в комбинированном фильтре является важнейшей проблемой, так как от качества согласования зависят величины вносимых потерь и искажения частотных характеристик фильтра, особенно на краях полосы пропускания. Для решения проблемы согласования в статье исследуются особенности входных и выходных импедансов одномодовых и двухмодовых элементарных звеньев.

Результаты исследований иллюстрируются на нескольких примерах фильтров с комбинированием таких звеньев.

Поскольку параметры LDR фильтров в СВЧ диапазоне сильно зависят от индуктивностей и емкостей проволочных перемычек и корпусов, собственные характеристики комбинированных фильтров исследовались на низких частотах около 100-500 МГц.

ПАРАМЕТРЫ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ ОДНОМОДОВЫХ И ДВУХМОДОВЫХ РЕЗОНАТОРНЫХ ЗВЕНЬЕВ

2.1. Элементарные двухмодовые LCR звенья

Одномодовые и двухмодовые резонаторные звенья достаточно хорошо изучены. В данном разделе мы просуммируем лишь те их свойства, которые необходимо учитывать при комбинировании различных типов звеньев в одном фильтре. Для корректности сравнения, исследуемые элементарные звенья проектировались примерно с одинаковой полосой пропускания $BW3$ = 2% и использовали $LiTaO_3$, срез $yxl/42^o$, в качестве материала подложки. Апертуры встречно-штыревых преобразователей (ВШП) резонаторов выбирались из условий согласования с трактом 50 Ом.

На рис. 1 представлены частотные характеристики амплитуды $|S21|$, входных R_{in}, X_{in} или выходных R_{out}, X_{out} сопротивлений некоторых типов звеньев при импедансах нагрузки или источника $Z_L = Z_S$ =50 Ом.

LCR звенья являются ключевыми в комбинированном фильтре, благодаря их универсальным свойствам. Расчеты показывают, что полоса пропускания LCR секции со взаимодействием 1-ой и 3-ей модами или (1-3)LCR шире полосы пропускания звена LCR секции со взаимодействием 1-ой и 2-ой модами или (1-2)LCR примерно на 20%, а вносимые потери меньше на 0,1-0,3 дБ. Кроме того, уровень "плеча" A_s в (1-3)LCR секции сильнее зависит от толщины электрода. Последним можно воспользоваться для увеличения A_s. Частотные зависимости входной активной R_{in} и реактивной X_{in} сопротивлений обоих типов двухмодовых LCR секций похожи. Величины сопротивлений R_{in} и X_{in} изменяются в 3-4 раза в полосе пропускания. R_{in} имеет два выраженных "пика", положение которых соответствует частотам связи 1-ой и 3-ей или 1-ой и 2-ой мод. Реактивное сопротивление X_{in} имеет положительный пик на высокочастотном краю полосы пропускания, а в середине полосы пропускания изменяется вблизи нулевого значения. R_{in} и

X_{in} резко увеличиваются вблизи высокочастотного края полосы пропускания, причем X_{in}>0 (рис. 1а).

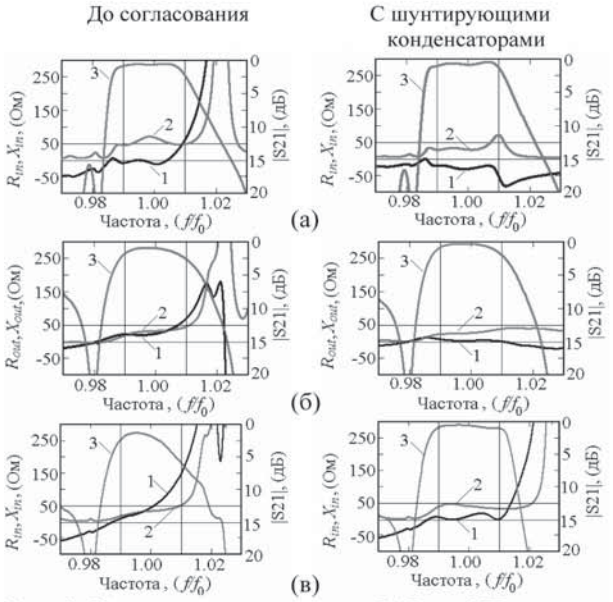

Рис. 1. Частотные характеристики LDR и LCR элементарных звеньев фильтра до и после согласования с шунтирующими конденсаторами: а - (1-2)LCR; б - Γ-типа LDR; в - T-типа LDR (1- X_{in}, 2- R_{in}, 3-| $S21$ |)

2.2. Одномодовые лестничные звенья

Частотные зависимости R_{in} и X_{in} LDR звеньев Γ-типа, T-типа, π-типа сравнительно монотонно увеличиваются в полосе пропускания с последующим резким подъемом на высокочастотном краю полосы, причем X_{in}>0. Частотные зависимости R_{in} и X_{in} более пологие у звена T-типа, чем для звена Γ-типа, а R_{in} и X_{in} у звена π-типа имеют наиболее плоскую часть в полосе пропускания.

Звено Γ-типа имеет большой пик R_{in} на высокочастотном краю полосы пропускания. Из сравнения Рис.1б,в видно, что наименьшее изменение R_{in} на краях полосы пропускания наблюдается у звена T-типа, это делает Γ-типа и π-типа звенья более предпочтительными для использования в комбинированных фильтрах.

2.3. Балансно-мостовые элементарные одномодовые секции

В BBR звеньях удается получить наиболее плоскую R_{in}, близкую к 50 Ом, в бóльшей части полосы пропускания, а X_{in} варьируется возле нулевого уровня с небольшим подъемом на высокочастотном краю полосы пропускания.

Из сравнения различных типов элементарных звеньев видно, что в полосе пропускания величина их импедансов может изменяться в несколько раз, а частотные зависимости импедансов имеют примерно одинаковый характер. При каскадном включении звеньев это затрудняет их оптимальное согласование в фильтре, обеспечивающее одновременно минимальные вносимые потери и минимальные искажения частотных характеристик.

3. СОГЛАСОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ СЕКЦИЙ В КОМБИНИРОВАННОМ ФИЛЬТРЕ

Как известно из теории четырехполюсников, для получения минимальных потерь сопротивления источника и нагрузки должны быть комплексно сопряжены, т.е. $Z_S = Z_L^*$, а для минимальных отражений - одинаковы $Z_S = Z_L$ [6]. Здесь $Z_S = R_S + j(X_{S1} + X_{S2})$ и $Z_L = R_L + j(X_{L1} + X_{L2})$. Для достижения разумного компромисса между величиной потерь и величиной искажений вследствие отражений целесообразно использовать "частично" комплексно-сопряженный режим согласования $Z_S \approx Z_L^*$, при котором реактивные компоненты импедансов источника и нагрузки делятся на две части, т.е. $Z_S = R_S + j(X_{S1} + X_{S2})$ и $Z_L = R_L + j(X_{L1} + X_{L2})$. При этом одна пара реактивных составляющих примерно равна друг другу во всей полосе пропускания т.е $X_{S2} \approx -X_{L2}$, а другая пара имеет противоположные знаки на краях полосы пропускания, т.е. $X_{S2} \approx -X_{L2}$ [7]. Активные же компоненты импедансов источника и нагрузки равны друг другу во всей полосе пропускания т.е $R_S \approx R_L$. От соотношения между X_{S1}/X_{S2} и X_{L1}/X_{L2} и зависит величина искажений амплитуды на краях полосы пропускания. В комбинированных фильтрах возможно изменять как Z_S, так и Z_L для соседних секций при их внутреннем согласовании. Поэтому за несколько итераций удается найти такое сочетание отношений X_{S1}/X_{S2}; X_{L1}/X_{L2}; R_L/X_L; R_S/X_S, которое одновременно обеспечивает минимальные потери и искажения.

Расчеты показали, что для LCR звена частично-сопряженный режим согласования наиболее легко достигается при соединении с лестничными звеньями T-типа, а для BBR звена - при соединении с симметричным звеном π-типа. В обоих случаях полоса пропускания LDR звена должна быть на 5-10% шире LCR или BBR звена.

В фильтре со структурой из LDR и LCR звеньев для уменьшения искажений на низкочастотном краю полосы пропускания может быть использован дополнительный согласующий резонатор с отрицательным участком X_{in} на нижнем краю полосы пропускания [1]. Частота резонанса этого резонатора выбирается ниже частоты резонанса резонатора в последовательном "плече" звена Γ-типа или T-типа.

Для уменьшения искажений на высокочастотном краю полосы пропускания и увеличения подавления "плеча" LCR-звена можно использовать шунтирующий конденсатор в параллельной "ветви" лестничного звена Γ-типа или T-типа. В этом случае передаточная функция S21 лестничного звена становится несимметричной и имеет увеличенное на 8-12 дБ затухание вблизи высокочастотного ската (Рис.1б). Кроме того, шунтирующий конденсатор компенсирует положительные подъемы X_{in} и R_{in} на высокочастотном краю полосы пропускания LDR и LCR звеньев, что позволяет уменьшить искажения из-за их рассогласования.

Согласование импедансев BBR и LCR звеньев осуществляется проще при использовании в последнем симметричного ВШП. Для уменьшения искажений S21 на краях полосы пропускания фильтра из BBR и LCR звеньев целесообразно использовать симметричные LDR звенья π-типа с дополнительными шунтирующими конденсаторами. Разумеется, шунтирующие конденсаторы выполняются в виде ВШП на поверхности подложки.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ И ЭКСПЕРИМЕНТА

Описанные выше особенности поведения передаточных функций и сопротивлений одномодовых [1] и двухмодовых [3,8] элементарных секций использовались для уменьшения искажений, вносимых потерь и улучшения избирательности нескольких типов комбинированных фильтров. Особенности проектирования комбинированных фильтров рассмотрим на примере фильтра 442 МГц.

Фильтр на 442 МГц и $BW3$=2,2% имел структуру (Γ-LDR)-(1-2)LCR-(T-LDR) (рис. 2а), и был предназначен для работы при аксиальных нагрузках 50/50 Ом. Для уменьшения уровня "плеча" в (1-2)LCR секции до A_s=45-50 дБ

передаточные функции LDR звеньев Γ-типа и T-типа выбирались несимметричными (Рис.2б). Уменьшение искажений на нижнем краю полосы пропускания вследствие рассогласования импедансов звеньев достигалось путем смещения частот резонансов f_{s1} и f_{s2} последовательных резонаторов вниз по сравнению с их значением в исходных LDR звеньях, а на верхнем краю - путем использования шунтирующих конденсаторов. В результате внутреннего согласования звеньев полоса пропускания комбинированного фильтра увеличилась на 0,8 МГц (12%) и потери уменьшились на 0,3 дБ (рис. 2в). Расчетные характеристики LDR и LCR звеньев фильтра до и после согласования приведены на рис.1а,б,в. Результаты расчетов хорошо совпадают с экспериментом (рис. 2б,г). Избирательность составляет UR = 50-55 дБ вблизи полосы пропускания и увеличивается до 60 дБ в широкой полосе потерь при вносимых потерях IL =2,7 дБ. Затухание в полосе заграждения увеличивается до UR =75-76 дБ при каскадировании двух фильтров. Потери возрастают в последнем случае до IL =4,9 дБ (рис. 2д).

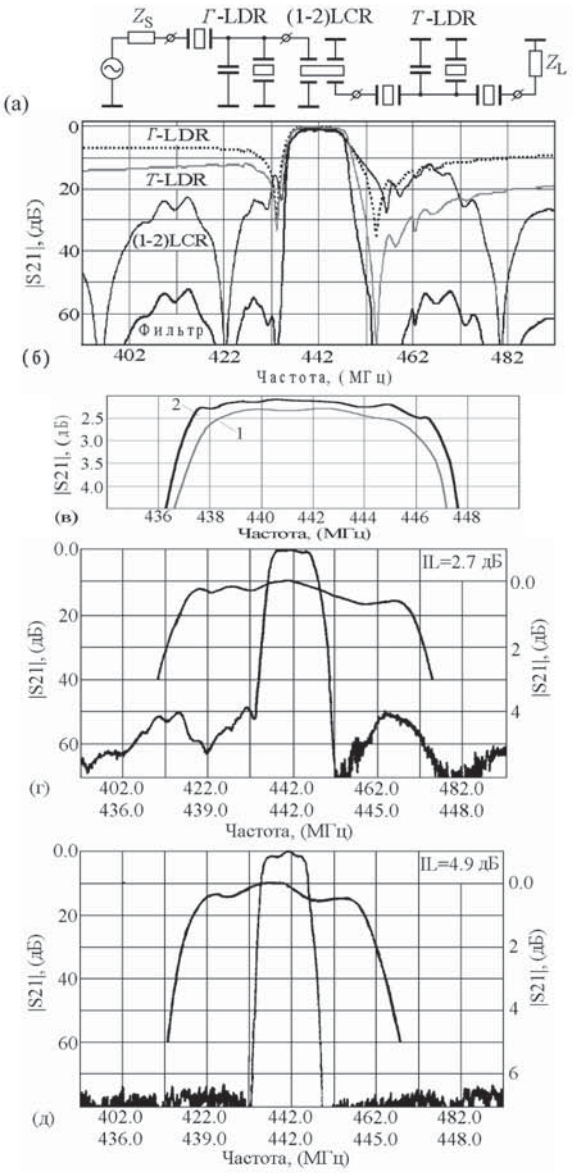

Рис. 2. Фильтр на частоту 442 МГц со структурой (Γ-LDR)-(1-2)LCR-(-LDR): а - схема фильтра; б - расчетные |S21| LDR и LCR звеньев и фильтра; в - расчетные |S21| фильтра до (1) и после (2) внутреннего согласования звеньев; г - измеренные характеристики |S21| фильтра в узком и среднем диапазоне частот; д - измеренные характеристики |S21| двухкаскадного фильтра

Фильтр на 484 МГц и $BW3$ = 1,7% имел структуру (1-2)LCR-(2T-LDR)-(1-2)LCR (рис. 3а) и предназначен для работы как с аксиальными, так и балансными нагрузками. Последовательное соединение частей выходного ВШП (1-3)LCR звена позволяет трансформировать выходное сопротивление фильтра, например, из 50 Ом в 200 Ом. Применение двух LDR звеньев T-типа позволило увеличить затухание "плеча" (1-3)LCR звеньев до A_s = 55 дБ и реализовать избирательность UR = 60-65 дБ в широкой полосе частот при приемлемых потерях IL = 3,6 дБ.

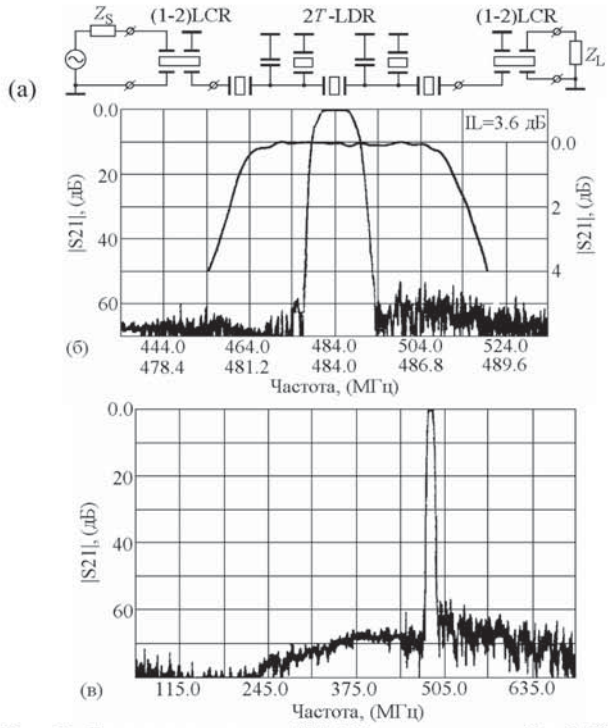

Рис. 3. Фильтр на частоту 484 МГц со структурой (1-2)LCR-(2T-LDR)-(1-2)LCR: а - схема фильтра; б - измеренные |S21| в узком и среднем диапазоне частот; в - измеренные |S21| в широком диапазоне частот

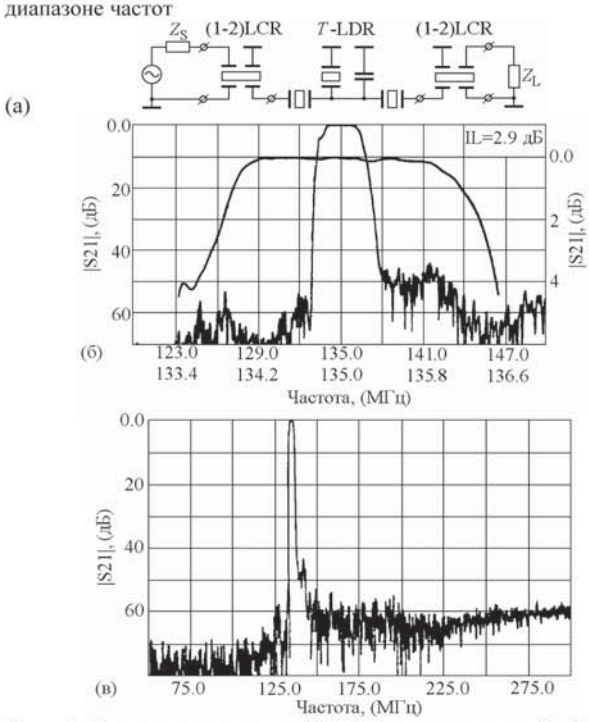

Рис. 4. Фильтр на частоту 135 МГц со структурой (1-2)LCR-(T-LDR)-(1-2)LCR: а - схема фильтра; б - измеренные |S21| в узком и среднем диапазоне частот; в - измеренные |S21| в широком диапазоне частот

Исключение одного LDR звена T-типа в фильтре на 135 МГц с $BW3$ =2% со структурой (1-2)LCR-(T-LDR)-(1-2)LCR позволило уменьшить вносимые потери до IL = 2,9 дБ при затухании в полосе заграждения около UR = 57-65 дБ (рис. 4).

Наилучшую избирательность в широкой полосе частот обеспечивают комбинированные фильтры, включающие балансно-мостовые секции. Например, фильтр на 105 МГц и BW3=1,9% со структурой (1-3)LCR-BBR-(1-3)LCR (рис. 5а) обеспечивал UR =65-70 дБ при IL =3,4 дБ (рис. 5б). Этот фильтр предназначен для работы как при аксиальных нагрузках 50/50 Ом, так и при балансных нагрузках 150/150 Ом. Главной проблемой фильтра с BBR звеном является реализация плоской $|S21|$ в полосе пропускания.

BBR звено можно использовать и в комбинации с симметричными LDR звеньями π-типа. Фильтр на 160 МГц с $BW3$ = 1,4% имел структуру (2π-LDR)-BBR и предназначен для работы в балансном тракте 300/300 Ом (рис. 6а). При замене входного симметричного LDR звена π-типа на LDR звено T-типа возможна работа при аксиальном источнике 50 Ом.

Заключение

Комбинирование одномодовых и двухмодовых резонаторных звеньев в одном фильтре увеличивает число степеней свободы при проектировании фильтров ПЧ и РЧ и позволяет эффективно компенсировать недостатки элементарных звеньев различных типов. Применение фильтров со структурой LCR-LDR-LCR или LCR-BBR-LCR позволяет наиболее легко обеспечить работу фильтра между аксиальными, так и балансными нагрузками, в том числе с трансформацией импедансов из 50 Ом в 50-300 Ом.

Сочетание LDR или BBR звеньев обеспечивает увеличение затухания "плеча" LCR звена до 45-55 дБ и избирательности до UR = 60-70 дБ в широком частотном диапазоне. Для уменьшения искажений на краях полосы пропускания вследствие отражений при приемлемых потерях целесообразно использовать "частично" комплексно-сопряженный режим согласования элементарных звеньев.

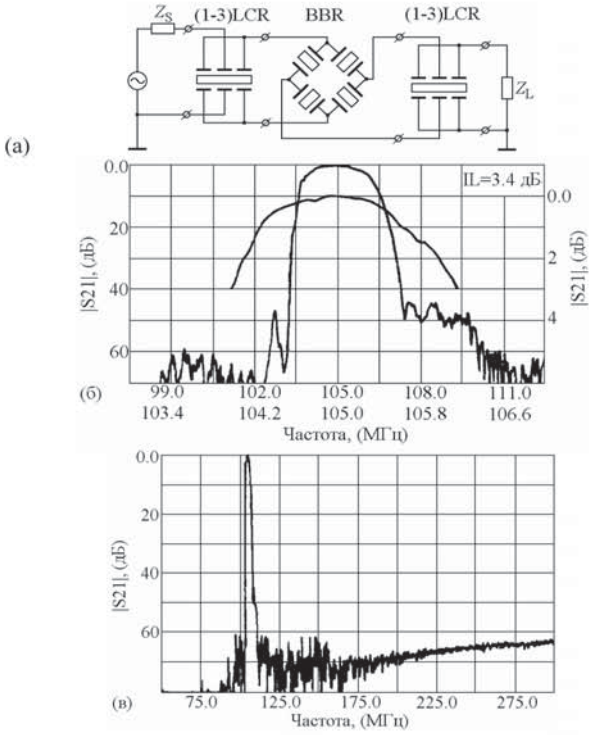

Рис. 5. Фильтр на частоту 105 МГц со структурой (1-3)LCR-BBR-(1-3)LCR: а - схема фильтра; б - измеренные |S21| в узком и среднем диапазоне частот; в - измеренные |S21| в широком диапазоне частот

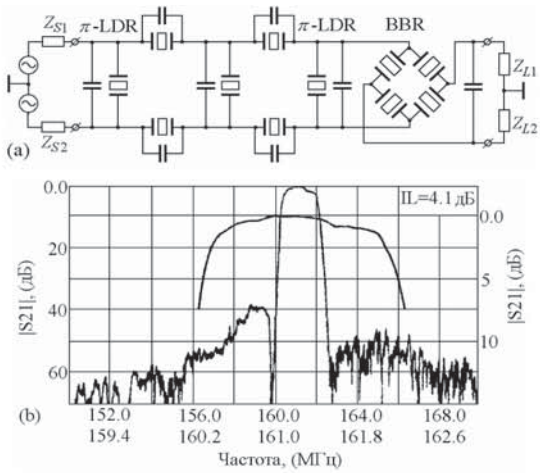

Рис. 6. Фильтр на частоту 160 МГц со структурой (2π-LDR)-BBR: а - схема фильтра; б - измеренные |S21| в узком и среднем диапазоне частот

Литература

1. **H.H. Ou, N. Inose, N. Sakamoto,** "Improvement of Ladder Type SAW Filter Characteristics by Reduction of Inter Stage Mismatching Loss", IEEE 1998 Ultrasonics Symposium Proc., pp.97-102.
2. **S.N. Kondratiev, V.P. Plessky and M.A. Schwab,** "Compact Low Loss IF Balanced Bridge Filters", IEEE 1995 Ultrasonics Symposium Proc., pp.55-58.
3. **T. Morita, Y. Watanabe, M. Tanaka and Y. Nakazawa,** "Wideband Low Loss Double Mode SAW Filters", IEEE 1992 Ultrasonics Symposium Proc., pp.95-104.
4. **S. Beaudin, S.** Damphousse and T. Cameron, "Shoulder Suppressing Technique for Dual Mode SAW Resonators", IEEE 1993 Ultrasonics Symposium Proc., pp.389-393.
5. **A. Loseu,** "Double-Mode SAW Filters with Improved Selectivity", IEEE 2000 Ultrasonics Symposium Proc., pp.95-98.
6. **А.Л. Фельдштейн , Л.П. Явич**. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ. – М.: "Связь", 1971. - 388 с.
7. **В.С. Орлов , В.С. Бондаренко**. Фильтры на поверхностных акустических волнах. – М.: "Радио и связь", 1984. - 272 с.
8. **V.B. Chvetz, P.G. vanov, V.M. Makarov, V.S. Orlov.** "Wideband low-loss SAW filters for telecommunication and mobile radio applications". IEEE Ultrasonics Symp. Proc., 1996. - pp.61-64.

Filters on superficial acoustic waves with a combination of odnomodovy and dvumodovy sections

Abstract

Structures of filters on superficial acoustic waves (PEAHENS) with small brought losses with a combination of elementary ladder or balancing and bridge sections on odnomodovy one-vkhodovykh resonators (LDR or BBR) and two-modovykh sections on the longitudinally connected resonators (LCR) are described. Such combinations of odnomodovy and dvukhmodovy sections allow to ensure functioning of filters on PEAHENS both for intermediate, and for bearing frequencies at axial or balancing loadings of 50-300 Ohm, to realize small brought losses of IL = 2,3-3,8 dB without use of additional soglasuyushchy chains and to increase attenuation in an obstacle strip to UR = 55-70 dB in a wide strip of frequencies. Problems of coordination of elementary sections for the purpose of reduction of distortions owing to reflections are investigated. Examples of filters on PEAHENS with LDR-LCR-LDR structures are described; LCR-LDR-LCR; LCR-BBR-LCR; LDR-BBR on frequencies 442, 484, 135, 105 and 160 MHz respectively.