

*Мартынов М.И., Кутищева А.Н., Зарецкая Г.А.  
Санкт-Петербургский государственный электротехнический  
университет «ЛЭТИ»*

## **Спин-волновой согласованный фильтр для прямоугольных импульсов**

*В работе показано, что активный кольцевой резонатор способен выполнять функции согласованного фильтра. Проведено моделирование амплитудно-частотных характеристик и рассчитан отклик фильтра на прямоугольный импульс длительностью 20 нс. Показано, что частотная избирательность обусловлена не только внутренними потерями, но и собственной дисперсией спиновых волн.*

**Ключевые слова:** согласованный фильтр, активный кольцевой резонатор, ЖИГ, прямоугольный импульс.

Задачей согласованной фильтрации является достижение максимального отношения сигнал/шум на выходе тракта обработки сигнала [1]. На данный момент принципы такой обработки реализуются функциональным и цифровым способами. Нишу функциональных согласованных фильтров традиционно занимают фильтры на поверхностных акустических волнах (ПАВ) [2]. Существующие материалы, на которых реализуются такие фильтры, накладывают ограничения на верхний предел частотного диапазона где применимы устройства на ПАВ. На частотах выше 3 ГГц согласованная фильтрация, зачастую, осуществляется математически в трактах цифровой обработки. Такой подход требует увеличения количества операций для подготовки сигнала перед обработкой. Спиновые волны позволяют производить частную селекцию на частотах выше ПАВ и широко используются в задачах полосовой фильтрации [3,4,5], где основным фактором их применения является возможность перестройки центральной частоты в широком диапазоне. По ряду таких параметров как минимальные потери, ширина полосы пропускания, температурная стабильность и предельно допустимая мощность, фильтры на спиновых волнах конкурируют с микрополосковыми фильтрами и фильтрами на объемных резонаторах. Использование спин-волновых фильтров в качестве режекторных также возможно, однако требует больших толщин эпитаксиального слоя и высокого качества обработки краевых областей для формирования резонатора [6,7].

Согласованный фильтр для последовательности прямоугольных импульсов, в общем случае, представляет собой рекурсивный фильтр или ряд параллельно соединённых полосовых фильтров с последовательными центральными частотами. Центральные частоты должны совпадать с частотами гармоник центрального лепестка спектра сигнала, и эффективность селекции будет зависеть от величины добротности каждой из полос пропускания. Эквивалентную схему можно реализовать за счет многочастотного резонанса, при условии большого времени задержки в цепи. Данный подход реализуем в цепях обратной связи (кольцевых резонаторах), где частотно-задающим элементом является линия задержки. В рамках данной работы рассматривается согласованный фильтр для

последовательности прямоугольных импульсов в виде активного кольцевого резонатора со спин-волновой линией задержки.

Согласованный фильтр выполнен в виде активного кольцевого резонатора, состоящего из ферритовой линии задержки, СВЧ усилителя и переменного аттенюатора. Ввод и вывод сигнала осуществляется через направленные ответвители. Последовательное соединение усилителя и аттенюатора обеспечивает возможность регулировки уровня мощности, необходимого для компенсации потерь вносимых ферритовой пленкой. В рамках данной работы принято допущение, что ширина полосы СВЧ усилителя больше ширины спектра спиновых волн, и коэффициент усиления является частотно-независимым. Для моделирования были выбраны следующие параметры: ферритовая линия задержки выполнена из пленки железо-иттриевого граната (ЖИГ) толщиной 15 мкм и  $4\pi Ms = 1650$  Гс на подложке гадолиний-галлиевого граната, размещенной на микрополосковых антеннах типа меандр шириной 50 мкм в постоянном магнитном поле 1150 Э. Линия задержки служит частотоподающим элементом и выполняет роль преселектора одновременно.

Рассмотрим принцип формирования коэффициента передачи спин-волнового согласованного фильтра. Параметры полос пропускания определяются законом дисперсии рабочего типа волн, топологией возбуждающих элементов и уровнем циркулирующей мощности. Центральные частоты полос пропускания являются положением резонансов спиновых волн и определяются законом дисперсии и эффективной длиной линии задержки. Условие резонанса справедливо записать как  $k(f_{res}) = 2\pi n / d$ , где  $k(f_{res})$  закон дисперсии,  $d$  – длина линии задержки, а  $n$  – номер циркулирующей моды. В случае спиновых волн, эффективная длина ферритовой линии задержки на порядок больше электронных цепей и фазовым набегом в таких цепях можно пренебречь в виду малости. Возбуждающие элементы определяют формирование полосы пропускания линии задержки в пассивном режиме и позволяют варьировать количество полос пропускания в активном режиме и их относительные весовые коэффициенты. Для данной работы были выбраны элементы в виде меандра для обеспечения симметрии полос пропускания в основном лепестке коэффициента передачи линии задержки (рис. 1а). Уровень циркулирующей мощности определяет величины добротности полос пропускания и подавления при отстройке вправо/влево от частот резонанса, и имеет допустимые пределы по величине. Нижний порог уровня мощности определяется резонансным условием баланса амплитуд, и равен по модулю потерям в ферритовой пленке и электронных цепях. Верхний порог накладывается условием автогенерации, свойственным цепям с положительной обратной связью (рис. 1б).

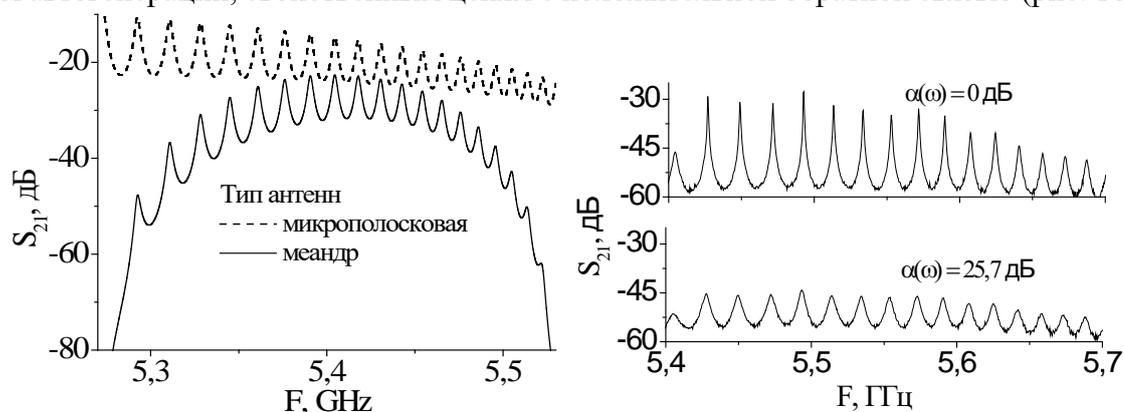


Рис. 1. а) Модели АЧХ согласованного фильтра и ферритовой линии задержки; б) экспериментальные АЧХ при различных уровнях мощности.

Метод расчет АЧХ приведенный в предыдущих работах был дополнен влиянием меандровых возбуждающих микрополосковых антенн. Полная форма коэффициента передачи может быть записана как

$$\mathbf{H} = H_{in} H_p H_{out} \quad (1)$$

Где  $H_{in}$  - коэффициент передачи для возбуждающего меандра,  $H_{out}$  - коэффициент передачи приемной антенны,  $H_p$  – коэффициент передачи ферритовой линии задержки. Принимая что линия задержки симметрична относительно центра и параметры антенн одинаковы, можно записать выражение в упрощенном виде:

$$\mathbf{H} = H_{in}^2 H_p \quad (2)$$

Для расчета коэффициента передачи антенны необходимо рассчитать потери на излучение, связанные с сопротивлением  $Z_{sw}$ :

$$Z_{sw} = \frac{1}{2I^2} \int_s j^* E dS \quad (3)$$

Где  $I$  – ток в антенне,  $j$  – плотность тока,  $E$  – напряженность электрического поля спиновой волны и  $S$  – площадь поверхности антенны. Когда длина спиновой волны сравнима с шириной микрополосковой линии, распределение тока может быть получено из телеграфных уравнений. На этом основании, сопротивления излучения в положительное (+) и отрицательное (-) направления, относительно линии задержки, может быть записано следующим образом

$$R^{+(-)}(f) = \frac{f_M \mu_0}{4\pi} \sum_1^{n_{max}} \frac{f_H + \frac{f_M}{2} \pm f}{2\pi |V_g(f)|} Y(f)^2 |j_{sk}(k_n)|^2, \quad (4)$$

где  $n$  – номер моды спиновой волны;  $V_g$  – групповая скорость;  $Y(f)$  – интеграл перекрытия,  $j_{sk}$  – Фурье образ тока в антенне,  $f_M = \gamma M$ ,  $f_H = \gamma H$ . Полное сопротивление и модуль Фурье образа тока для антенны типа меандр соответственно

$$R_{sw} = R^+ + R^-,$$

$$|j_{sk}(f)|^2 = \sum_i J_{0i}^2 \left( \frac{k(f)W_i}{2} \right) + 2 \sum_{i \neq j} J_{0i}^2 \left( \frac{k(f)W_i}{2} \right) J_{0j}^2 \left( \frac{k(f)W_j}{2} \right) \cos(k(s_i - s_j)), \quad (5)$$

где  $W_i$  – ширина  $i$ -го элемента антенны;  $s_i$  – расстояние от начала координат антенны. При согласовании входных (выходных) импедансов излучения антенн и ферритовой пленки, реактансом излучения можно пренебречь в виду малости.

На рисунке 2 показаны результаты моделирования фильтрации прямоугольного импульса длительностью периодом 94 нс и длительностью 20 нс без учета помех: а) положение спектра полезного сигнала в виде прямоугольного импульса относительно АЧХ согласованного фильтра.

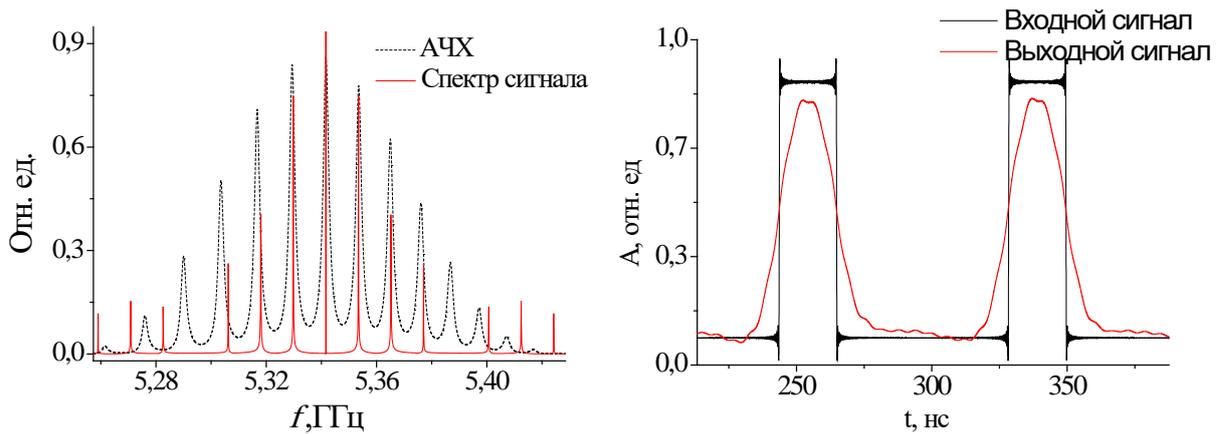


Рис. 2. а) положение спектра сигнала относительно АЧХ фильтра;  
б) формы входного и выходного сигналов.

Из относительного положения спектра сигнала и АЧХ видно, что фильтруется основной лепесток спектра, когда как боковые лепестки подвергаются подавлению за счет нелинейной дисперсии спиновых волн. Левая часть спектра сигнала подавляется слабее, что приводит к увеличению длительности импульса по уровню 90% и уменьшению по уровню 10%.

На рисунке 3 показана зависимость амплитуды и ширины импульса при отстройке несущей частоты влево и вправо на величину резонансной полосы пропускания. Наглядно видно, что с уходом от максимума полосы пропускания, вместе с увеличением потерь, происходит подавление верхних частот за счет дисперсионного распределения боковых полос пропускания. Изменение длительности импульса, показанное на рисунках 3, 4 обусловлено собственной дисперсией спиновых волн, формирующей фазо-частотную характеристику вблизи резонанса. Данный результат соответствует ранее полученным экспериментальным результатам [8].

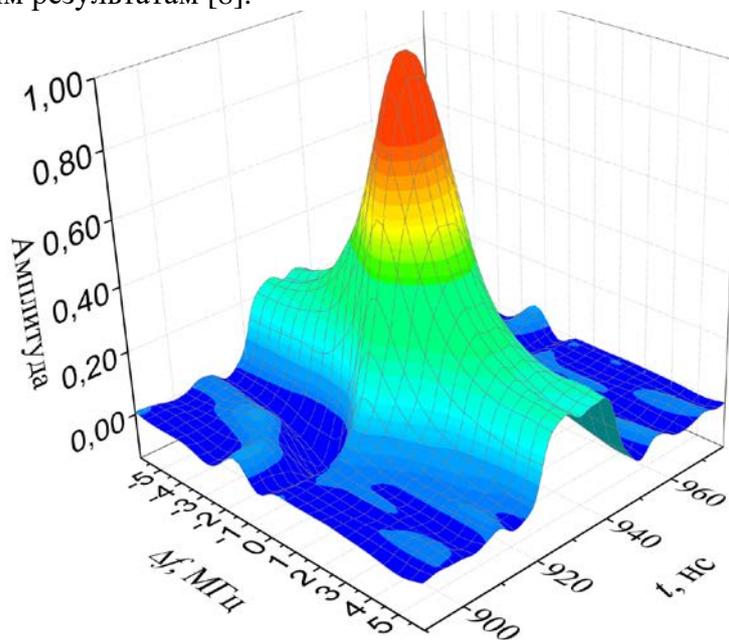


Рис. 3. Распределение амплитуды и длительности отдельного импульса при отстройке несущей от максимума резонансной полосы пропускания.

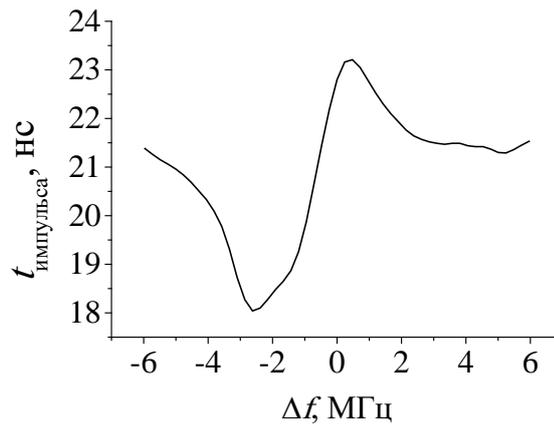


Рис. 4. Зависимость длительности импульса по уровню 50% при отстройке несущей от максимума резонансной полосы пропускания.

Таким образом в работе показано, что активный кольцевой резонатор способен выполнять функции согласованного фильтра. Проведено моделирование амплитудно-частотных характеристик и рассчитан отклик фильтра на прямоугольный импульс длительностью 20 нс. Показано, что частотная избирательность обусловлена не только внутренними потерями, но и собственной дисперсией спиновых волн.

#### Библиографический список

1. Баскаков, С.И. Радиотехнические цепи и сигналы / М. Высшая школа. – 2000. – 458 с.
2. Цитленко А.А., Балашов И.С. Фильтры на поверхностных акустических волнах (расчет, технология и применение) / М. Радио и связь. – 1981. – 472 с.
3. Tsai C. S. et al. Tunable wideband microwave band-stop and band-pass filters using YIG/GGG-GaAs layer structures //IEEE transactions on magnetics. – 2005. – Т. 41. – №. 10. – С. 3568-3570.
4. Uher J., Hofer W. J. R. Tunable microwave and millimeter-wave band-pass filters //IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 1991. – Т. 39. – №. 4. – С. 643-653.
5. Козин А. Э., Дубовой В. А., Фирсенков А. И. Волноводный перестраиваемый полосно-пропускающий СВЧ фильтр на магнитоэлектрических спиновых волнах //Электроника и микроэлектроника СВЧ: сб. тр. Всерос. науч.-тех. конф. – 2014. – С. 490.
6. Popina S. M., Simanchuk B. P., Chechetin A. V. Design of Ultra-Wideband Tunable Band-Exclusion Filters (BEFs) on Magnetostatic Waves (MSWs) in Centimetric Frequency Band //Microwave & Telecommunication Technology, 2007. CriMiCo 2007. 17th International Crimean Conference. – IEEE, 2007. – С. 439-440.
7. Popina S. M. et al. Design of small-size bandpass filters on magnetostatic spin waves in UHF band //Microwave & Telecommunication Technology, 2009. CriMiCo 2009. 19th International Crimean Conference. – IEEE, 2009. – С. 473-474.
8. Порохнюк А. А. и др. Исследование оптимальной фильтрации СВЧ-сигнала многополосным спин-волновым кольцевым резонатором //Письма в ЖТФ. – 2009. – Т. 35. – №. 18. – С. 17-27.