

УДК 621.396.969

МЕТОДИКА ФАЗОВОГО ПОДАВЛЕНИЯ ЗЕРКАЛЬНОГО КАНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЦИФРОВЫХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ С КОНЕЧНОЙ ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКОЙ

© 2012 г.

А.В. Станюш, А.С. Карпенков

Ковровская государственная технологическая академия им. В.А. Дегтярева

stepler20_86@mail.ru

Поступила в редакцию 12.03.2012

Представлена методика фазового подавления зеркального канала с использованием цифровых ортогональных фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтров) и результаты ее использования.

Ключевые слова: цифровой фильтр, ортогональный КИХ-фильтр, полоса пропускания, зеркальный канал, программно-зависимое радио.

Введение

Проведённый анализ литературы выявил, что наиболее перспективной архитектурой для программно-зависимого радио является архитектура гетеродинного приемника с фазовым подавлением зеркального канала [1, 2]. Для реализации такого приемника необходимо создать цифровое фазовращающее звено, обеспечивающее точный фазовый сдвиг во всем диапазоне частот.

При этом в аналоговой форме реализовать точный фазовый сдвиг довольно сложно (как это делается в известной схеме Хартли [3]): при использовании фазовращательного звена четвертого порядка (по два элементарных фазовращающих звена в каждом канале) подавление приближается к 40 дБ, шестого порядка – к 60 дБ. Значительно проще и эффективнее реализовать фазосдвигающие цепи и полосовые фильтры в цифровой форме, чему способствует развитие техники и методов цифровой обработки сигналов.

Преимуществом цифровой реализации фазовращающих звеньев является то, что они:

- обеспечивают более точный фазовый сдвиг, нежели фазовращающие звенья в аналоговом исполнении;

- не зависят от точности подбора элементов фазовращающих звеньев.

Для решения данной проблемы в качестве фазовращающего звена следует использовать цифровые ортогональные фильтры [3, 4]. Преимущества звеньев в такой реализации заключаются в том, что они обеспечивают одновременно вращение фазы сигнала и его фильтрацию. Вследствие этого отпадает необходимость в полосовом фильтре, стоящем после сумматора. Дополнительное вращение фазы сигнала на 90° осуществляется за счет ортогональности фильтров, что дает более высокую точность фазовращения, нежели использование цифровых линий задержки. Структурная схема блока фазового подавления зеркального канала на основе цифровых ортогональных КИХ-фильтров представлена на рисунке 1.

В качестве цифровых ортогональных фильтров следует использовать два ортогональных КИХ-фильтра. Такие фильтры обладают линейной фазовой характеристикой на всей полосе пропускания в силу симметричности импульсной характеристики фильтров и обеспечивают дополнительный сдвиг фаз в 90° между квадратурным Q и синфазным I каналами.

Таким образом, при построении программно-зависимого радиоприемника предлагается использовать структурную схему, представленную на рисунке 2.

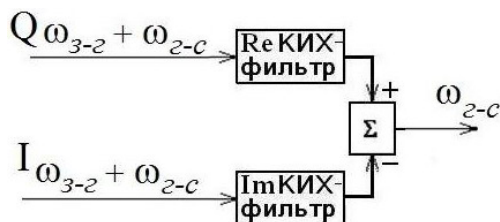


Рис. 1. Структурная схема блока фазового подавления зеркального канала

Методика

Согласно рисунку 2, радиосигнал от антенны через усилитель радиочастоты (УРЧ) поступает на два квадратурных смесителя См1 и См2. Сигналы промежуточной частоты (ПЧ) с выходом

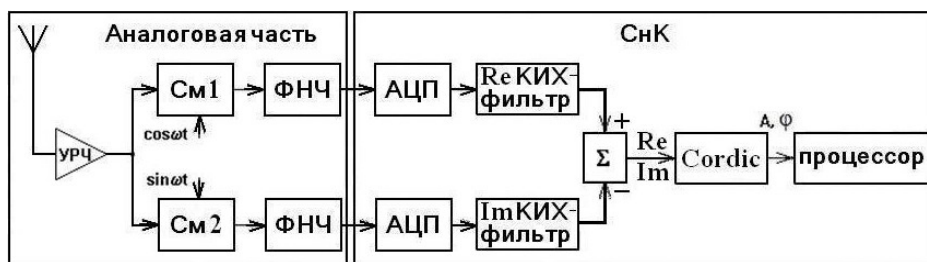


Рис. 2. Структурная схема программно-зависимого радиоприемника

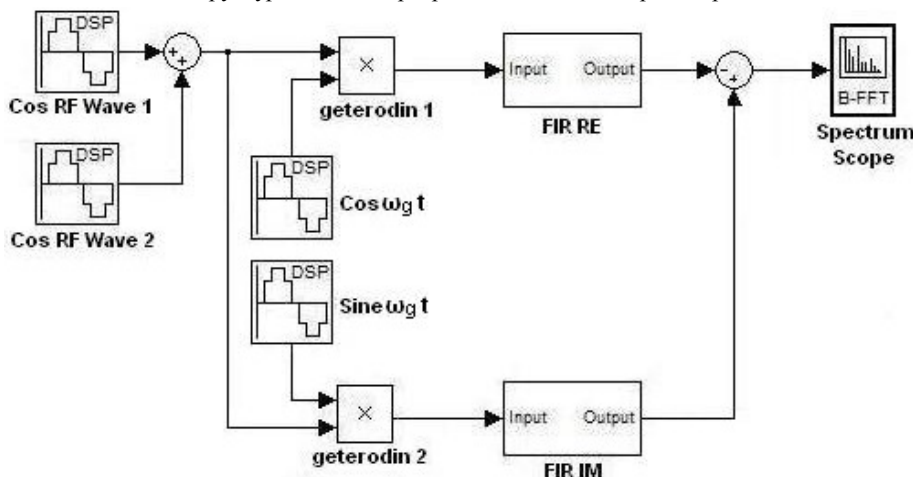


Рис. 3. Математическая модель предлагаемой схемы фазового подавления зеркального канала

дов смесителей проходят через фильтры высокой частоты и поступают на вход аналогово-цифровых преобразователей (АЦП). Преобразованные в цифровую форму сигналы ПЧ поступают на вход ортогональных цифровых КИХ-фильтров.

Сигнал ПЧ на выходе смесителя См1 будет выглядеть следующим образом:

$$\begin{aligned} & [\cos(\omega_c t) + \cos(\omega_3 t)] \cos(\omega_2 t) = \\ & = \cos(\omega_c t) \cos(\omega_2 t) + \cos(\omega_3 t) \cos(\omega_2 t) = \\ & = \frac{1}{2} [\cos(\omega_2 t - \omega_c t) + \cos(\omega_2 t + \omega_c t) + \\ & + \cos(\omega_3 t - \omega_2 t) + \cos(\omega_3 t + \omega_2 t)]. \end{aligned}$$

На выходе смесителя См2 ПЧ сигнал будет следующим:

$$\begin{aligned} & [\cos(\omega_c t) + \cos(\omega_3 t)] \sin(\omega_2 t) = \\ & \cos(\omega_c t) \sin(\omega_2 t) + \cos(\omega_3 t) \sin(\omega_2 t) = \\ & = \frac{1}{2} [\sin(\omega_2 t + \omega_c t) + \sin(\omega_2 t - \omega_c t) + \\ & + \sin(\omega_2 t + \omega_3 t) - \sin(\omega_3 t - \omega_2 t)]. \end{aligned}$$

Тогда сигнал на выходе первого КИХ-фильтра (блок «Re_КИХ фильтр») выглядит следующим образом:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \int [\cos((\omega_2 - \omega_c)(t - \tau)) + \cos((\omega_3 - \omega_2)(t - \tau))] \times \\ & \times \cos(\omega_2 \tau - \omega_c \tau) d\tau = \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & = \frac{1}{2} \left[\frac{\sin(2t(\omega_2 - \omega_c)) + 2t(\omega_2 - \omega_c)}{4(\omega_2 - \omega_c)} + \right. \\ & \left. + \frac{\sin(2t(\omega_3 - \omega_2)) + 2t(\omega_3 - \omega_2)}{4(\omega_3 - \omega_2)} \right]. \end{aligned}$$

Сигнал на выходе второго КИХ-фильтра (блок «Im_КИХ фильтр») выглядит следующим образом:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} \int [\sin((\omega_2 - \omega_c)(t - \tau)) - \sin((\omega_3 - \omega_2)(t - \tau))] \times \\ & \times \sin(\omega_2 \tau - \omega_c \tau) d\tau = \\ & = \frac{1}{2} \left[-\frac{\sin(2t(\omega_2 - \omega_c)) - 2t(\omega_2 - \omega_c)}{4(\omega_2 - \omega_c)} + \right. \\ & \left. + \frac{\sin(2t(\omega_3 - \omega_2)) - 2t(\omega_3 - \omega_2)}{4(\omega_3 - \omega_2)} \right]. \end{aligned}$$

Таким образом, для выделения нижней (верхней) боковой полосы необходимо сигнал с выхода первого КИХ-фильтра умножить на -1 и сложить (вычесть) его с сигналом на выходе второго КИХ-фильтра.

Сигнал ПЧ с подавленным зеркальным каналом с выхода сумматора поступает на блок CORDIC, в котором происходит вычисление мгновенной амплитуды и фазы сигнала. Мгновенная амплитуда и фаза сигнала ПЧ поступают в вычислительное устройство (процессор), где программным способом происходит дальней-

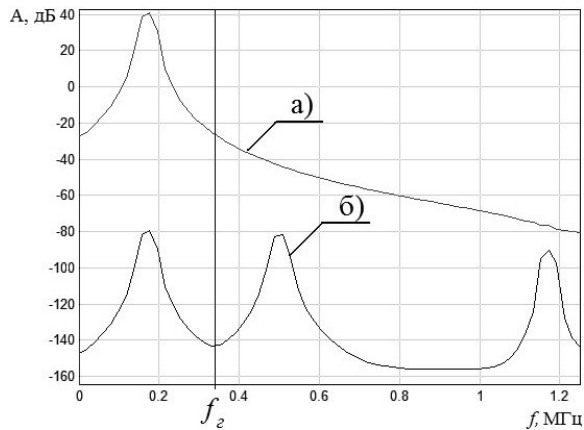


Рис. 4. Спектр выходного сигнала схемы фазового подавления зеркального канала с использованием цифровых ортогональных КИХ-фильтров: а) спектр сигнала ПЧ рабочего канала, б) спектр сигнала ПЧ зеркального канала

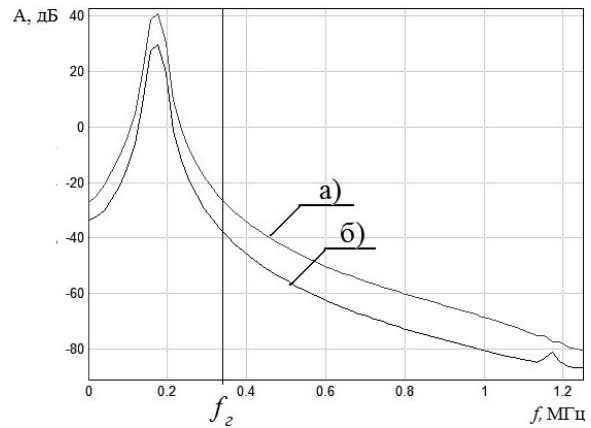


Рис. 5. Спектр выходного сигнала схемы фазового подавления зеркального канала с использованием цифровых линий задержки: а) спектр сигнала ПЧ рабочего канала, б) спектр сигнала ПЧ зеркального канала

Таблица

Функциональные показатели фильтра	Значения
Центральная частота, МГц	0.18
Разрядность коэффициентов, бит	18
Полоса пропускания, кГц	8.5
Подавление в полосе задерживания, дБ	76
Порядок фильтра	199
Частота дискретизации, МГц	2.5

шая обработка сигнала (демодуляция, декодирование, принятие решения и т.п.).

Для анализа предложенной схемы фазового подавления зеркального канала в программно-зависимом радиоприемнике (рис. 1, рис. 2) в среде Simulink с использованием САПР MATLAB 7.0.1 была разработана ее математическая модель (рис. 3).

На вход квадратурного гетеродина (блоки «geterodin1» и «geterodin2») подается сумма двух радиочастот (рабочего $\cos(\omega_c t)$ и зеркального $\cos(\omega_z t)$ каналов), формирующихся в блоках «Cos RF Wave 1» и «Cos RF Wave 2» соответственно. Сигналы с выхода блоков «geterodin1» и «geterodin2» поступают на входы целочисленных дискретных ортогональных КИХ-фильтров (разрядность равна 18 бит). Дискретные ортогональные КИХ-фильтры рассчитывались по методике, приведенной в статье [6]. Характеристики полученных фильтров приведены в таблице.

Сигналы с выхода КИХ-фильтров (на схеме обозначены как «FIR RE» и «FIR IM») поступают на сумматор, на котором происходит подавление зеркального канала. Сигнал с выхода

сумматора поступает на блок спектроанализатора «Spectrum Scope». Результат моделирования схемы фазового подавления зеркального канала в САПР MATLAB 7.0.1 представлен на рисунке 4. На рисунке 5 представлен результат использования цифровых линий задержки, использовавшихся для фазовращения.

Как видно из рисунков 4 и 5, зеркальный канал был подавлен на 120 дБ и 10 дБ для схемы фазового подавления зеркального канала с использованием цифровых ортогональных КИХ-фильтров и схемы фазового подавления зеркального канала с использованием цифровых линий задержки соответственно.

Низкий уровень подавления зеркального канала в схеме с использованием цифровой линии задержки обусловлен тем, что сигнал можно задержать только на целое число тактов, в то время как зачастую требуется дробное. Таким образом, использование цифровых ортогональных КИХ-фильтров позволяет одновременно осуществлять фильтрацию сигнала и более точный сдвиг фазы на 90° , нежели цифровая линия задержки.

Другим способом подавления зеркального канала является использование фазофильтрового способа приема (рис. 5) [5].

На рисунке 6 представлен спектр выходного сигнала такого приемника. Полосовой фильтр применялся той же добротности и порядка, что и в схеме, представленной на рисунке 3.

Как видно из рисунка 6, в спектре выходного сигнала присутствуют кратные частотные составляющие, что является следствием эффекта Гиббса, так как при построении полосового фильтра использовалось Фурье-преобразование.

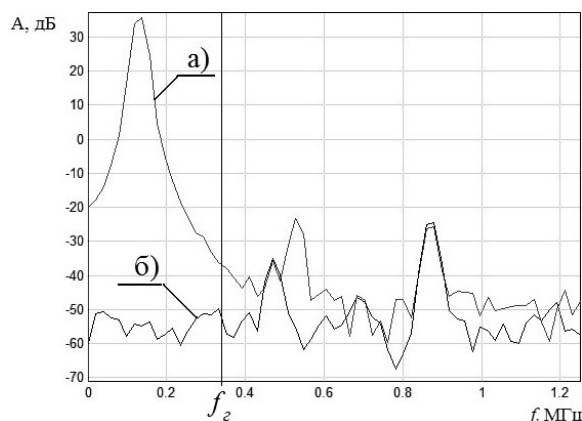


Рис. 6. Спектр выходного сигнала схемы гетеродинного приемника с фазофильтровым способом подавления зеркального канала: а) спектр сигнала ПЧ рабочего канала, б) спектр сигнала ПЧ зеркального канала

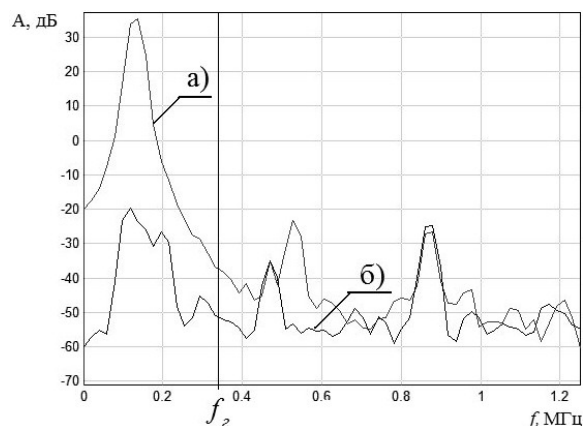


Рис. 7. Спектр выходного сигнала схемы гетеродинного приемника с фазофильтровым способом подавления зеркального канала при наличии постоянной составляющей во входном сигнале: а) спектр сигнала ПЧ рабочего канала, б) спектр сигнала ПЧ зеркального канала

Результаты

Присутствие постоянной составляющей во входном сигнале гетеродинного приемника с фазофильтровым способом подавления зеркального канала уменьшает подавление зеркального канала, что также является следствием использования Фурье-преобразования для построения цифровых полосовых фильтров.

Иллюстрация данного явления приведена на рисунке 7, где уровень постоянной составляющей составил 5% от уровня входного высокочастотного сигнала. Спектр выходного сигнала предлагаемой схемы фазового подавления зеркального канала с использованием цифровых ортогональных КИХ-фильтров (рис. 2.) при наличии постоянной составляющей во входном сигнале остался неизменным (тем же, что представлен на рисунке 4).

Таким образом, использование цифровых ортогональных фильтров позволяет осуществлять подавление зеркального канала с высокой точностью и одновременно производить фильтрацию сигнала рабочего канала.

Список литературы

1. Dillinger M., Madani K., Alonistioti N. Software defined radio: architectures, systems, and functions. USA: Wiley-Hoboken, 2003. 454 p.
2. Карпенков А.С. Программно-зависимое радио. Спектральная обработка сигнала. Saarbrücken, Germany: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2011. 112 p.
3. Карпенков А.С. Реализация перспективных алгоритмов программно-зависимого радио на базе ПЛИС Xilinx // Сборник статей региональной научно-практической конференции «Системы обработки сигналов на базе ПЛИС и цифровых сигнальных процессоров», 4 мая 2011 г. / ГОУ ВПО Алтайский государственный университет; Барнаульское специальное конструкторское бюро «Восток». М., Барнаул, 2011. С. 10–15.
4. Станюш А.В. Блок обработки сигнала доплеровского сдвига частоты лазерного измерителя скорости // Сборник статей региональной научно-практической конференции «Системы обработки сигналов на базе ПЛИС и цифровых сигнальных процессоров», 4 мая 2011 г. / ГОУ ВПО Алтайский государственный университет; Барнаульское специальное конструкторское бюро «Восток». М., Барнаул, 2011. С. 22–26.
5. Лем Г. Аналоговые и цифровые фильтры: Расчет и реализация. М.: Мир, 1982.

IMAGE CHANNEL REJECTION TECHNIQUE USING ORTHOGONAL DIGITAL FIR FILTERS

A.V. Stanyush, A.S. Karpenkov

An image channel rejection technique using orthogonal digital FIR filters and the results of its use are presented.

Keywords: digital filter, orthogonal FIR filter, passband, image channel, software dependent radio.