

- диаграмма направленности;
- максимальный коэффициент усиления, дБ – 14,5;
- коэффициент полезного действия – 0,9;
- коэффициент стоячей волны, не более 1,5.

Основные параметры приведены на средней частоте диапазона 5060 МГц.

На рис. 6 приведена диаграмма направленности излучателя в вертикальной плоскости.

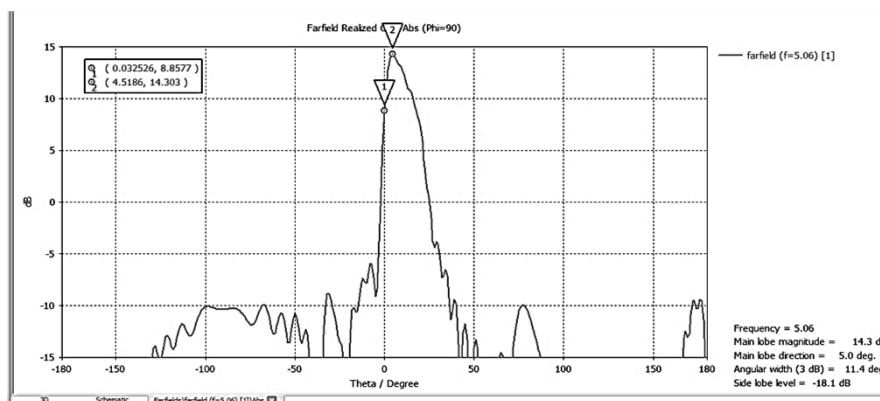


Рис. 6. Диаграмма направленности излучателя в вертикальной плоскости

Заключение. Разработана азимутальная антенна С – диапазона в микрополосковом исполнении, которая позволяет осуществлять передачу на борт летательного аппарата угловую и дополнительную информацию в формате MLS при заходе на посадку и посадке в секторе углов ± 42 градуса. Антенна может быть использована для оборудования аэропортов мобильной системой I и II категории посадки. На основе разработанной технологии может быть создана азимутальная антенна для стационарных систем MLS по III категории посадки.

Библиографический список

1. A shaped-beam series-fed aperture-coupled stacked patch array antenna Lei Qiu, Sheng Shui Wang, Hui Ying Qi, Fei Zhao, Shun Lian Chai, and Jun Jie Mao. Progress In Electromagnetics Research, 2013, vol. 141. P. 291 – 307/
2. Рудольф Кюн. Микроволновые антенны. Л: Судостроение, 1967. С. 381 – 389.

УДК 621.396

ПОДОПТИМАЛЬНЫЙ ФИЛЬТР СЖАТИЯ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ С ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

Я. Л. Ву Хан, В. А. Сеницын, Л. Б. Фридман

АО «Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры»
Балтийский государственный технический университет «Военмех» имени Д. Ф. Устинова

Представлены результаты анализа влияния доплеровского сдвига частоты на эффективность подоптимального сжатия шумоподобных сигналов с фазовой манипуляцией. При этом рассматривались сигналы с увеличенной базой, выполненные в соответствии с полифазными

кодами Фрэнка, P1-кодами, кодами Задова-Чу, кодами Голомба. Выполнен сравнительный анализ показателей качества сжатия указанных сигналов, а также сравнительный анализ эффективности подоптимального и согласованного сжатия (при наличии доплеровского сдвига частоты). Для кодов с различным количеством элементов найдены пары код фазовой манипуляции – подоптимальный фильтр, использование которых позволяет значительно повысить эффективность сжатия (по сравнению с ранее известными техническими решениями). Получены зависимости значения уровня боковых лепестков и снижения отношения сигнал/шум от доплеровского сдвига частоты при использовании подоптимального и согласованного фильтров сжатия.

Введение. В настоящее время предъявляются высокие требования к энергетическому потенциалу аэродромных радиолокационных станций (РЛС), работающих в импульсном режиме. Для обеспечения необходимого энергетического потенциала РЛС требуется выполнять когерентное накопление отраженных сигналов, а в качестве зондирующих импульсов должны использоваться сложные сигналы, позволяющие при приеме, помимо когерентного накопления, производить их сжатие. Одним из примеров таких сигналов, являются фазоманипулированные (ФМ) сигналы.

Известно, что сжатие ФМ сигналов обычно осуществляется при помощи согласованного (оптимального) фильтра [1 – 3]. Однако пиковый уровень боковых лепестков (УБЛ), возникающих на выходе согласованного фильтра, в некоторых случаях оказывается недопустимо высоким. В [4] был предложен метод подавления боковых лепестков при помощи подоптимального фильтра. При использовании такого фильтра при сжатии сигнала с фазовой манипуляцией, выполненной в соответствии с тринадцатизначным кодом Баркера, снижение отношения сигнал/шум (ОСШ) относительно согласованного фильтра оказалось незначительным и составило не более 5 % [4].

Одним из способов повышения энергетического потенциала РЛС и, как следствие, увеличения его максимальной дальности действия является увеличение базы зондирующих сигналов. В [5, 6] были рассмотрены ФМ сигналы, выполненные в соответствии с двоичными и полифазными кодами, с количеством элементов от 5 до 50.

В данной работе проводится анализ влияния доплеровского сдвига частоты на эффективность подоптимальной обработки ФМ сигналов, выполненных в соответствии с полифазными кодами Фрэнка, P1 – кодами, кодами Задова-Чу, кодами Голомба, и с количеством элементов от 36 до 99. Выполняется сравнительный анализ эффективности сжатия сигналов с увеличенной базой при помощи стандартного согласованного [1 – 3] и подоптимального [4] фильтров.

Основная часть. В общем случае доплеровский сдвиг частоты определяется формулой

$$F_D = \frac{2v_R}{\lambda_C} \quad (1)$$

где λ_C – длина волны излучаемого сигнала; v_R – радиальная скорость движения летательного аппарата (ЛА).

Доплеровский сдвиг частоты, возникающий в сигнале, отраженном от движущегося ЛА, приводит к искажению принимаемого сигнала. Такие искажения наиболее выражены при больших длительностях излучаемых сигналов и высоких радиальных скоростях движения ЛА. Если фильтр сжатия рассчитан на сигнал без искажений, то его параметры не будут соответствовать принимаемому сигналу. В результате, будет иметь место снижение эффективности сжатия широкополосного сигнала, в частности, повышение уровня боковых лепестков и снижение ОСШ [7]. Следует определить степень снижения эффективности сжатия в зависимости от радиальной скорости движения ЛА.

Доплеровский набег фазы ФМ сигнала за время T_p , соответствующее длительности одного элемента ФМ кода, определяется выражением $\Delta\varphi_D = 2\pi \cdot F_D T_p = 4\pi v T_p / \lambda_C$. В связи с тем, что степень влияния доплеровского сдвига частоты на характеристики эффективности

сжатия зависит от длительности ФМ сигнала, будем рассматривать зависимости характеристики эффективности от $\Delta\varphi_D$ (а не от F_D).

Отсчеты ФМ сигнала при наличии доплеровского сдвига частоты были представлены в [5, 6] как

$$\kappa^D(n) = \kappa(n)\exp(j\Delta\varphi_D nT_0) \quad (2)$$

где $\kappa(n)$ – отсчеты ФМ сигнала при отсутствии доплеровского сдвига, n – номер отсчета, T_0 – период дискретизации, j – мнимая единица.

Поиск пары ФМ код – подоптимальный фильтр, обеспечивающей наилучшие характеристики эффективности обработки ФМ сигнала, а также анализ влияния доплеровского сдвига частоты на эффективность сжатия ФМ сигнала был выполнен при помощи математического моделирования в программной среде MATLAB. При этом рассматривались цифровые сигналы с периодом дискретизации 100 нс, количеством разрядов 32. В качестве излучаемого сигнала рассматривались сигналы с фазовой манипуляцией, выполненной в соответствии с кодами Фрэнка, P1 – кодами, кодами Задова-Чу, а также кодами Голомба. Длительность каждого элемента составляла 300 нс. Количество элементов изменялось от 36 до 99.

В результате моделирования были получены энергетические характеристики эффективности подоптимального сжатия ФМ сигналов (снижение ОСШ по сравнению со случаем использования согласованного фильтра), представленные в таблице 1.

Таблица 1
Сравнение энергетических характеристик эффективности подоптимального сжатия ФМ сигналов

Снижение ОСШ, дБ				
Количество элементов ФМ сигнала	Коды Фрэнка	P1-коды	Коды Задова-Чу	Коды Голомба
36	0,8	1,8	1,7	5,2
40	–	–	1,1	4,3
49	2,3	1,8	1,6	1,5
64	0,9	1,1	0,9	3,8
70	–	–	0,6	5,8
71	–	–	0,7	0,4
81	3,6	2,1	0,9	0,8
99	–	–	2,3	2,4

Как следует из таблицы 1, наименьшим значением снижения ОСШ (относительно согласованной фильтрации) является сжатие 71-элементного кода Голомба. Согласно [8] при использовании кодов Голомба фазовая манипуляция сигнала определяется выражением

$$\varphi_m = \frac{2\pi}{M} r^m \frac{(m-1)m}{2} \quad (3)$$

где $1 \leq m \leq M$, φ_m – фазовый сдвиг m -го элемента ФМ сигнала, M – количество элементов ФМ сигнала, r – любое целое число взаимно простое с M .

В соответствии с (3), фазовые сдвиги всех элементов 71-элементного кода Голомба (в градусах):

[0 5,07 15,21 30,42 50,70 76,05 106,47 141,97 –177,46 –131,83 –81,12 –25,35 35,49 101,40 172,39 –111,54 –30,42 55,77 147,04 –116,61 –15,21 91,26 –157,18 –40,56 81,12 –52,11 –20,28 116,61 –101,40 45,63 –162,25 –5,07 157,18 –35,49 136,90 –45,63 136,90 –35,49 157,18 –5,07 –162,25 45,63 –101,40 116,6 –20,28 –152,11 81,12 –40,56

-157,18 91,26 -15,21 -116,61 147,04 55,77 -30,42 -111,54 172,39 101,4 35,49 - 025,35
 -81,12 -131,83 -177,46 141,97 106,47 76,05 50,70 30,42 15,21 5,07 0 0 0]

На рис/ 1 приведены выходные сигналы согласованного и подоптимального фильтров, обеспечивающих сжатие сигнала с фазовой манипуляцией, выполненной в соответствии с 71-элементным кодом Голomba.

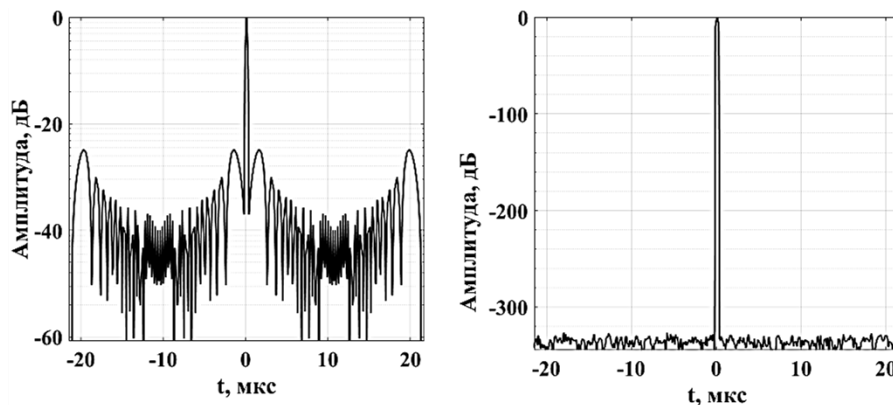


Рис. 1. Выходные сигналы согласованного (слева) и подоптимального (справа) фильтра сжатия ФМ сигнала, выполненного в соответствии с 71-элементным кодом Голomba

В таблицах 2 – 5 приведены результаты сравнительного анализа эффективности согласованного и подоптимального сжатия ФМ сигналов при наличии доплеровского сдвига частоты. Как следует из приведенных данных наличие доплеровского сдвига привело к образованию боковых лепестков на выходе подоптимального фильтра сжатия. Однако, как следует из таблиц 2 – 5, при величине набега фазы менее 0,771 град УБЛ на выходе подоптимального фильтра значительно ниже, чем на выходе согласованного.

Снижение ОСШ и расширение основного пика отклика фильтров сжатия имело место лишь при доплеровском сдвиге частоты, составляющем 0,771 град и более. При дальнейшем увеличении доплеровского сдвига частоты характеристики эффективности сжатия ФМ сигнала подоптимальным и согласованным фильтром практически совпали.

Как следует из расчетных данных (таблицы 2 – 5, рис. 2), доплеровский сдвиг частоты может приводить к существенному снижению эффективности сжатия ФМ сигнала. При относительно небольших величинах доплеровского набега фазы (менее 0,771 град) на выходе подоптимального фильтра образуются боковые лепестки, уровень которых значительно (на 6 ÷ 30 дБ) ниже, чем при согласованном сжатии. Следовательно, совместное использование ФМ сигналов с увеличенной базой и подоптимального фильтра обеспечивает значительное снижение УБЛ (по сравнению с согласованной фильтрацией) в диапазоне доплеровских сдвигов фаз (0÷0,771) град.

Использование предлагаемого подоптимального фильтра для сжатия ФМ сигналов с увеличенной базой позволяет повысить энергетический потенциал радиолокатора в 3-5 раз (по сравнению с использованием известного подоптимального фильтра сжатия сигнала с фазовой манипуляцией, выполненной в соответствии с 13-элементным кодом Баркера [4]).

Таблица 2

Характеристики эффективности сжатия 36-элементного кода Фрэнка
в зависимости от доплеровского сдвига частоты

Доплеровский набег фазы за 1 элемент кода, град	Пиковый уровень боковых лепестков, дБ		Снижение отношения сигнал шум, дБ	
	Подоптимальный фильтр	Согласованный фильтр	Подоптимальный фильтр	Согласованный фильтр
0,012	-61,84	-25,06	0	0
0,024	-55,82	-25,01	0	0
0,048	-49,78	-24,93	0	0
0,096	-43,74	-24,75	0	0
0,193	-37,61	-24,42	0	0
0,386	-31,48	-23,56	0	0
0,771	-25,24	-19,25	-0,05	-0,05
1,542	-18,73	-13,74	-0,16	-0,15

Таблица 3

Характеристики эффективности сжатия 64-элементного P1-кода в зависимости от доплеровского сдвига частоты

Доплеровский набег фазы за 1 элемент кода, град	Пиковый уровень боковых лепестков, дБ		Снижение отношения сигнал шум, дБ	
	Подоптимальный фильтр	Согласованный фильтр	Подоптимальный фильтр	Согласованный фильтр
0,012	-59,98	-22,07	0	0
0,024	-53,95	-22,04	0	0
0,048	-47,91	-21,99	0	0
0,096	-41,86	-21,88	0	0
0,193	-35,71	-21,66	0	0
0,386	-29,54	-21,22	0	0
0,771	-23,21	-19,20	-0,13	-0,08
1,542	-16,47	-11,15	-0,55	-0,41

Таблица 4

Характеристики эффективности сжатия 70-элементного кода Задова-Чу в зависимости от доплеровского сдвига частоты

Доплеровский набег фазы за 1 элемент кода, град	Пиковый уровень боковых лепестков, дБ		Снижение отношения сигнал шум, дБ	
	Подоптимальный фильтр	Согласованный фильтр	Подоптимальный фильтр	Согласованный фильтр
0,012	-55,88	-24,72	0	0
0,024	-49,87	-24,69	0	0
0,048	-43,88	-24,62	0	0
0,096	-37,92	-24,50	0	0
0,193	-31,98	-24,27	0	0
0,386	-26,17	-20,43	0	0
0,771	-19,60	-14,44	-0,10	-0,10
1,542	-12,33	-7,17	-0,50	-0,60

Таблица 5
Характеристики эффективности сжатия 71-элементного кода Голомба
в зависимости от доплеровского сдвига частоты

Доплеровский набег фазы за 1 элемент кода, град	Пиковый уровень боковых лепестков, дБ		Снижение отношения сигнал шум, дБ	
	Подоптимальный фильтр	Согласованный фильтр	Подоптимальный фильтр	Согласованный фильтр
0,012	-56,24	-24,79	0	0
0,024	-50,20	-24,75	0	0
0,048	-44,15	-24,69	0	0
0,096	-38,07	-24,56	0	0
0,193	-31,87	-24,31	0	0
0,386	-25,58	-20,33	0	0
0,771	-19,01	-14,32	-0,13	-0,08
1,542	-11,71	-7,010	-0,61	-0,65

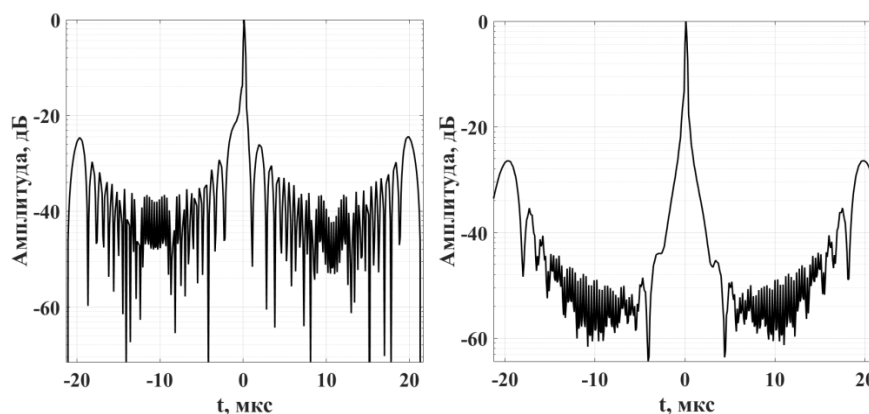


Рис. 2. Выходные сигналы согласованного (слева) и подоптимального (справа) фильтра сжатия ФМ сигнала, выполненного в соответствии с 71-элементным кодом Голомба, при $\Delta\varphi_D = 0,771$ град

Заключение. При подоптимальном сжатии фазоманипулированного сигнала с увеличенной базой наличие доплеровского сдвига частоты приводит к образованию боковых лепестков на выходе фильтра сжатия. Однако при относительно небольших величинах доплеровского сдвига частоты (менее 0,771 град) уровень боковых лепестков на выходе подоптимального фильтра значительно (на $6 \div 30$ дБ) ниже, чем на выходе согласованного. Кроме того, снижение отношения сигнал шум и расширение основного пика отклика фильтра сжатия имеет место лишь при доплеровском сдвиге частоты, составляющей 0,771 град и более.

Совместное использование фазоманипулированных сигналов с увеличенной базой и предложенного подоптимального фильтра позволяет:

1. Повысить энергетический потенциал радиолокатора и, как следствие, повысить максимальную дальность действия радиолокатора, а также его точностные характеристики при сохранении разрешающей способности по дальности.
2. При отсутствии доплеровского сдвига частоты обеспечить сжатие фазоманипулированного сигнала без боковых лепестков при минимальных энергетических потерях по сравнению с согласованной фильтрацией (не более 0,4 дБ).

Библиографический список

1. *Ширман Я. Д.* Теоретические основы радиолокации. М.: Советское радио, 1970.
2. *Бердышев В. А., Гарин Е. Н., Фомин А. Н.* и др. Радиолокационные системы. Красноярск: Сиб. Федер. Ун-т, 2011.
3. *Бакулев П. А.* Радиолокационные системы: Учебник для вузов. М.: Радиотехника, 2004.
4. *Lehtinen, M., Dantie B., Nygren T.* Optimal binary phase codes and sidelobe-free decoding filters with application to incoherent scatter radar // *Annales Geophysicae*, 2004. Vol. 22, pp. 1623–1632.
5. *Ершов Г. А., Синицын Е. А., Фридман Л. Б.* Анализ эффективности обработки сложных сигналов с различными типами фазовой манипуляции при наличии доплеровского сдвига частоты // Сб. докладов 26-ой международной конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь: 2016. С. 444 – 448.
6. *Korshunov A. Y., Fridman L.B., Sinitsin E.A.* Analysis of influence of Doppler frequency shift on effectiveness of phase-shift keyed signal compression // 2013 36th International Conf. on Telecommunications and Signal Processing (TSP-2013). Rome, Italy, pp. 667 – 671.
7. *Кориунов А. Ю., Синицын Е. А., Фридман Л. Б.* Согласованная и подоптимальная обработка фазоманипулированного сигнала с увеличенной базой при наличии доплеровского сдвига частоты // Труды седьмой ОНПК «Инновационные технологии и технические средства специального назначения». СПб: БГТУ «Военмех», 2014. С. 195 – 198.
8. *Levanon N., Mozeson E.* Radar signals. John Wiley & Sons, Inc. 2004.

УДК 621.396.969

ПУТИ УЛУЧШЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ НАБЛЮДАЕМОСТИ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ МЕТОДАМИ МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

Г. А. Ершов, В. А. Завьялов, В. А. Синицын

*АО «Всероссийский научно-исследовательский институт радиоаппаратуры»
Балтийский государственный технический университет «Военмех» имени Д. Ф. Устинова*

В настоящее время возникает необходимость создания перспективных комплексных систем наблюдения и ближней навигации для обширного контроля пилотируемых и беспилотных летательных аппаратов (ЛА) Воздушно-космических сил (ВКС) Российской Федерации (РФ), при этом ужесточаются требования к характеристикам таких систем. Одной из основных задач при создании комплексных систем наблюдения и ближней навигации является улучшение параметров радиолокационной наблюдаемости ЛА. К параметрам радиолокационной наблюдаемости отнесем: зону действия радиолокационной станции, её разрешающую способность и точность измерения координат и параметров ЛА.

Ряд преимуществ многопозиционных радиолокационных систем (МПРЛС) перед традиционными однопозиционными РЛС позволяет рассматривать их как основное средство радиолокационного и радионавигационного обеспечения в комплексах наблюдения и ближней навигации [1]. К этим преимуществам можно отнести:

- повышение общей энергетики системы за счет добавления позиций;
- увеличенная точность определения координат ЛА;
- увеличенная разрешающая способность;
- повышение помехозащищенности;
- возможность создания требуемой зоны действия (напр., в условиях горной местности);