

УДК 621.391

ЦИФРОВОЙ СПОСОБ ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ ТРАНСФОРМАЦИИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

А. Л. Глик, В. И. Меркулов

Акционерное общество «Концерн радиостроения «Вега»,
121170, г. Москва, Кутузовский пр-т, д. 34

Статья поступила в редакцию 16 октября 2018 г.

Аннотация. Предложен универсальный цифровой способ частотно-временной трансформации радиолокационных сигналов, реализованный с помощью косинус-преобразования. Рассмотрен пример.

Ключевые слова: простые и сложные сигналы, преобразования Фурье, частотно-временные параметры радиолокационных сигналов.

Abstract. A universal digital method of time-frequency transformation of signals, implemented using cosine transform, is proposed. An example is considered.

Key words: simple and complex signals, Fourier transformations, time-frequency parameters of radar signals.

1. Введение

Анализ тенденций развития радиолокационной техники позволяет прийти к заключению, что одним из немногих направлений одновременного улучшения системных показателей РЛС: живучести, динамичности и информативности является адаптивное управление параметрами радиосигналов и соответственно системами их обработки.

Смена вида и параметров сигналов лежит в основе обеспечения скрытности и помехоустойчивости, а соответственно и живучести РЛС [1].

Адекватное изменение параметров и алгоритмов обработки сигналов в РЛС при изменении фоно-целевой обстановки определяет ее динамичность, характеризующую ее способность реагировать на эти изменения [2]. Необходимо отметить, что в настоящее время в цепи: внешняя обстановка,

самолет-носитель, оружие и РЛС — последняя обладает наилучшей динамичностью.

Информативность, характеризующая способность РЛС извлекать информацию из электромагнитных полей, напрямую зависит от ширины спектра обрабатываемых сигналов [3]. При этом в последовательной информационной цепи: излучение сигнала (первичная модуляция), наложение информации в момент отражения (вторичная модуляция), распространение в пространстве от цели до антенны, преобразование поля в токи СВЧ, первичная, вторичная обработка сигналов, извлечение и представление сведений в виде, удобном для получателя — конечный результат определяется наилучшим этапом. В связи с этим возникает проблема согласования информативности всех этапов обработки сигналов, одним из основных способов решения которой является соответствующее управление частотно-временными параметрами сигналов.

Одним из наиболее сложных требований к процедурам такого управления является выбор длительности и ширины спектра сигналов, одновременно удовлетворяющих требованиям обеспечения максимальной дальности D_{\max} при ограниченной мощности излучения $P_{\text{прд}}$ и минимальных значениях разрешающих способностей по дальности δD и скорости δV_r .

При использовании простых сигналов

$$u(t) = U(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0), \quad 0 \leq t \leq \tau_{\text{и}}, \quad (1)$$

эти показатели определяются соответственно выражениями [4]:

$$D_{\max} \sim \sqrt[4]{P_{\text{прд}} \tau_{\text{и}}}, \quad (2)$$

$$\delta D = \frac{c\tau_{\text{и}}}{2} \sim \frac{c}{2\Delta f_c}, \quad (3)$$

$$\delta V_r = \frac{\lambda}{2\tau_{\text{и}}}. \quad (4)$$

Здесь: $u(t)$ и $U(t)$ — текущее значение и амплитуда сигнала, f_0 и φ_0 — несущая частота и начальная фаза, $\tau_{\text{и}}$ — длительность импульса, Δf_c —

ширина спектра сигнала, c — скорость распространения радиоволны, λ — длина волны.

В определенной степени устранить противоречия между требованиями к длительности импульса и ширине спектра удается за счет использования сложных сигналов с внутриимпульсной модуляцией

$$u(t) = U(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi(t) + \varphi_0), \quad 0 \leq t \leq \tau_n, \quad (5)$$

за счет использования управляемой фазы $\varphi(t)$.

Согласованным фильтром (СФ) из сложного сигнала (5) за счет сжатия получают сигнал малой длительности, а с помощью демодулятора получают простой сигнал большой длительности.

Таким образом, с одной стороны, полученный сигнал малой длительности обеспечивает требуемую разрешающую способность по дальности, а с другой стороны из сложного сигнала с помощью демодуляции получается простой сигнал той же большой длительности, что и сложный, который обеспечивает нужную разрешающую способность по скорости.

В связи с этим в РЛС существуют два канала разрешения — по дальности и по скорости с демодулятором.

Необходимо подчеркнуть, что при использовании сложных сигналов значительно усложняется процедура согласованной фильтрации, при этом она становится жестко привязанной к закону изменения $\varphi(t)$, что ограничивает способность РЛС адаптироваться к изменяющейся фоновой обстановке при работе не только на прием, но и передачу [5].

Однако задачи такой адаптации могут быть решены с помощью искусственного расширения спектров простых сигналов цифровыми методами.

Цель статьи — рассмотрение одного из наиболее простых приемов управления длительностью и шириной спектров излучаемых и отраженных простых сигналов.

2. Постановка и решение задачи

В математическом плане постановка задачи может быть сформулирована следующим образом.

Для простого радиолокационного сигнала (1) необходимо разработать алгоритм управления длительностью и шириной спектра сигнала, реализуемый цифровым способом.

Известно [6], что спектры сигналов, связанных во временной области зависимостью

$$u_2(t) = u_1(mt), \quad (6)$$

в частотной области связаны соотношением

$$S_2(f) = \frac{1}{m} S_1(f/m), \quad (7)$$

в котором S_1 и S_2 — спектры сигналов u_1 и u_2 соответственно; f — частота. Дискретные же спектры сигналов связаны со спектрами сигналов соотношением [7]

$$S(f) = TX_n, \quad (8)$$

в котором S и X_n — спектр и дискретный спектр сигнала u , T — интервал наблюдения. Поэтому дискретные спектры сигналов, связанных во временной области зависимостью (6), в частотной области связаны соотношением

$$X_{n2}(f) = X_{n1}(f/m), \quad (9)$$

в котором X_{n1} и X_{n2} — дискретные спектры сигналов u_1 и u_2 соответственно, так как $S_2(f) = T_2 X_{n2}(f)$, $S_1(f/m) = T_1 X_{n1}(f/m)$ и $T_2 = T_1/m$.

Универсальный способ временной трансформации, дающий возможность достаточно просто сжимать дискретизированные сигналы, должен состоять из следующих этапов [8].

На первом этапе по принятой реализации сигнала формируется его дискретный спектр.

На втором этапе по соотношению (9) вычисляется дискретный спектр $X_{n2}(f)$, когда каждая гармоника a_{k1} дискретного спектра $X_{n1}(f)$ исходного сигнала $u_1(t)$ на частоте f_k полагается гармоникой выходного сигнала a_{k2} на частоте mf_k .

Третий этап состоит в получении трансформированного сигнала $u_2(t)$ с помощью процедуры обратного преобразования Фурье.

Спектр сигнала как четной функции можно получить посредством косинус-преобразования [9]. Полагая сигнал периодическим с периодом $2T$, его можно представить рядом

$$u(t) = \sum_{k=0}^{M-1} a_k \cos(k2\pi\Omega t), \quad (10)$$

где коэффициенты спектра

$$a_0 = \frac{0,5}{T} \left[v_0 t_1 + \sum_{n=1}^{N-1} v_n (t_{n+1} - t_{n-1}) + v_N T_N \right],$$

$$a_k = \frac{2Tc_k}{\pi^2 k^2} \left[d_N \cos k\pi - d_1 \sum_{n=1}^{N-1} d_n \cos(k2\pi\Omega t_n) \right], \quad k = \overline{1, M-1}, \quad (11)$$

а $\Omega = \frac{1}{2T}$ — основная частота последовательности, образующей периодический сигнал; v_0, \dots, v_n — сигнал, заданный в $N+1$ точках на интервале $[0, t_N]$ ($t_N = T$); $T_n = t_n - t_{n-1}$ — интервал между точками отсчета; $n = \overline{1, N}$; $T_1 = t_1$; аппроксимирующая функция, позволяющая в формуле (10) в верхнем пределе суммы заменить бесконечность на $M-1$,

$$c_k = 1 + (k/M)^2 [1,55 - (k/M)(1,55 - 0,66k/M)], \quad (12)$$

$d_n = q_n - q_{n+1}$ — величина, пропорциональная второй производной сигнала $v(t)$;
 $q_n = (v_n - v_{n-1})/T_n$.

В (10) в верхнем пределе суммы число M равно отношению периода четной функции, заданной на отрезке $t=0\dots T$, к интервалу дискретности T_n ($M \approx 2T/T_n$). По приведенным формулам рассчитываются сигналы, сжатые по времени. При расчетах в (10) $\Omega_2 = m\Omega_1$.

Таким образом, разрешить противоречие между дальностью действия и разрешающей способностью по дальности в радиолокации можно используя пространственно-временную трансформацию простых сигналов.

Разрешающая способность по дальности у простого сигнала увеличивается посредством косинус-преобразования. В то же время без демодуляции при приеме мы имеем простой сигнал большой длительности, а значит — хорошую разрешающую способность по скорости и большую дальность действия РЛС.

Упрощенная схема РЛС, в которой реализуются возможности простых сигналов обеспечить одновременное высокое разрешение по дальности и скорости, показана на рис. 1.

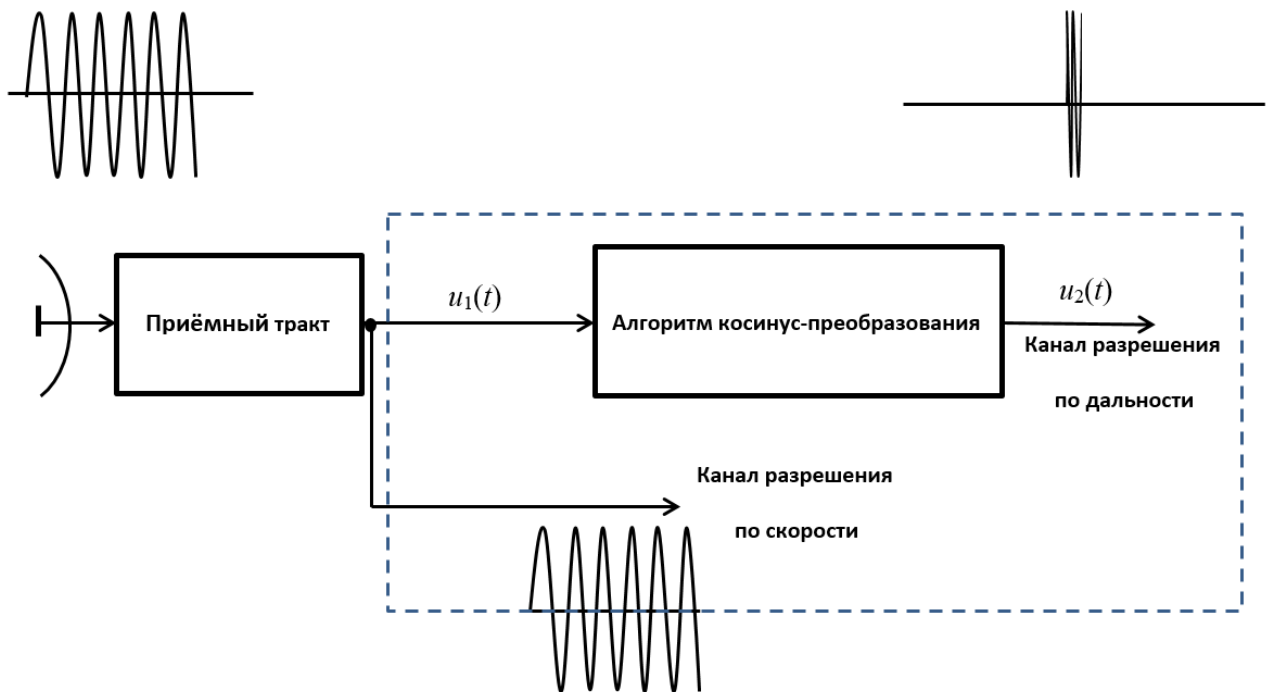


Рис. 1. Упрощенная структура приемного тракта РЛС с использованием косинус-преобразования сигналов

Проиллюстрируем возможность управления длительностью и шириной спектра на примере трансформации простых сигналов, показанных на рис. 2,а.

Сжатые по времени сигналы рассчитываются по формулам (10), (11) и (12). Исходными данными при этом являлись количество интервалов N , значение минимального интервала q , константа T , определяющая длину отрезка задания функции, и массивы таблицы значений точек отсчета t_0, \dots, t_N и соответствующих им значений функции v_0, \dots, v_N . В примере при вычислении трансформированного сигнала использовались $N = 11$ — количество интервалов, на которых вычисляются значения исходного сигнала, $q = 0,1$ —

значение минимального интервала, $M = 400$ — количество составляющих спектра, $m = 5$ — коэффициент сжатия.

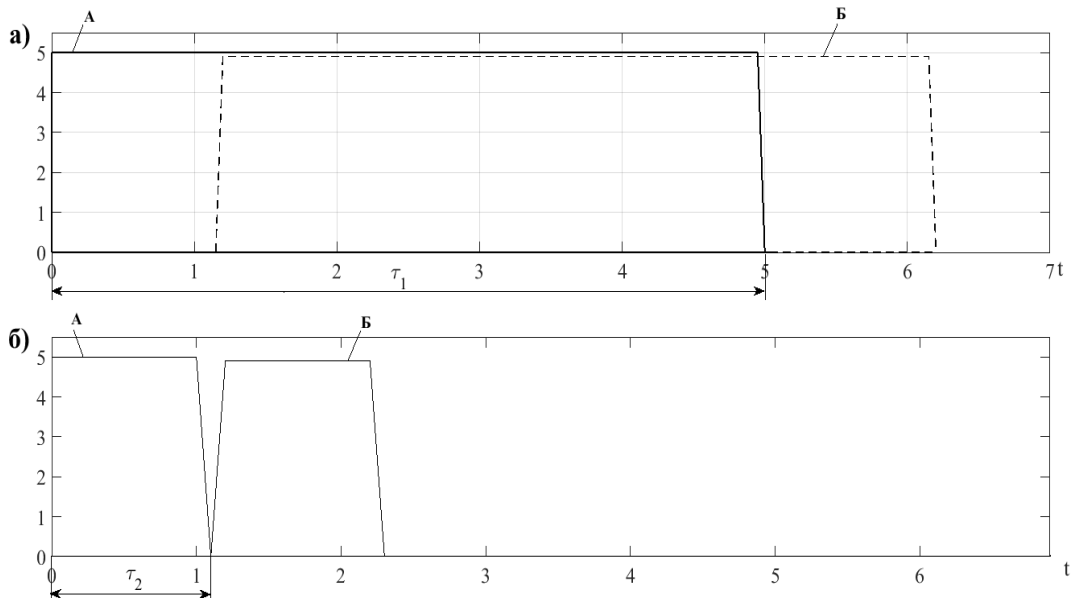


Рис. 2. Иллюстрация сжатия сигналов за счет трансформации спектров

Улучшение разрешающей способности по дальности по сравнению с простым сигналом большой длительности показано на рис. 2,б.

На рис. 2,а приведены два перекрывающихся по времени импульса А и Б и цели не разрешаются. Если к А и Б применить сжатие посредством косинус-преобразования, то на выходе два сигнала будут наблюдаться отдельно, следовательно, цели, от которых они отражены, разрешаются (рис. 2,б). В канале дальности продолжительный простой сигнал превращается в короткий простой, длительность которого уменьшается до τ_2 с коэффициентом сжатия

$$m = \tau_1 / \tau_2 ,$$

Необходимо отметить, что при косинус-преобразовании задача сжатия решается во временной области путем изменения частоты Ω . Такой прием является более простым, чем выполнение операций прямого и обратного преобразований Фурье, поэтому такой способ достаточно просто реализовать на практике.

Способ является универсальным и может быть использован при обработке самых различных видов сигналов (и радио, и видео), что дает возможность

использовать его для обеспечения согласования по информативности различных этапов обработки сигналов.

3. Заключение

Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы. Предложенный способ цифровой трансформации параметров радиолокационных сигналов позволяет:

1. Устранить противоречащие друг другу требования к разрешающим способностям по дальности и скорости, не прибегая к сложным сигналам.

2. Достаточно просто согласовывать различные этапы обработки сигналов по информативности.

3. Дает возможность обеспечивать трансформацию сигналов не только при работе на прием, но и при работе на передачу.

4. По совокупности такой подход позволяет одновременно улучшить показатели эффективности, живучести и динамичности РЛС.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект 18-08-01083-а.

Литература

1. Верба В. С., Гандурин В. А., Меркулов В. И. Живучесть авиационных комплексов радиолокационного дозора и наведения // Информационно-измерительные и управляющие системы, 2008, т. 6, № 3.
2. Меркулов В. И. Динамичность авиационных комплексов и бортовые радиоэлектронные системы // Радиотехника, 2010, № 1, с. 88-96.
3. Меркулов В. И. Концептуальный подход к управлению информативностью радиолокационных систем // Успехи современной радиоэлектроники, 2011, № 10, с. 39-40.
4. Дудник П. И., Ильчук А. Р., Кондратенков Г. С. и др. Авиационные радиолокационные комплексы и системы / под ред. П. И. Дудника. М.: Издательство ВВИА, 2006. — 1112 с.

5. Верба В. С., Меркулов В. И., Черепенин В. А. Проблемы разработки бортовых РЛС нового поколения. Часть 2. Общесистемные вопросы разработки. Прикладные проблемы // Электромагнитные волны и электронные системы, 2015, № 8, с. 13-19.
6. Харкевич А. А. Спектры и анализ. М.: Физматгиз, 1962. — 236 с.
7. Мячин М. Л. Лекции по цифровой обработке сигналов. Ярославль: ЯрГУ, 2004. — 203 с.
8. Меркулов В. И., Осипов Л. А. Универсальный способ временной трансформации сигналов // Информационно-измерительные и управляющие системы, 2006, т. 4, № 4.
9. Осипов Л. А. Обработка сигналов на цифровых процессорах. Линейно-аппроксимирующий метод. М.: Горячая линия — Телеком, 2001. — 112 с.

Для цитирования:

А. Л. Глик, В. И. Меркулов. Цифровой способ частотно-временной трансформации радиолокационных сигналов. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 10. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/oct18/18/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2018.10.18