

СПЕКТРАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА ЧМ-РАДИОЛОКАТОРА

А. В. Курбаков, Д. К. Рыбаков

ФГУП «ФНПЦ НИИИС им. Ю. Е. Седакова»

Введение

В настоящее время в оснащении многих типов вооружений для обеспечения неконтактного подрыва на малых расстояниях до цели широко используются оптические системы. Однако их применение имеет ряд недостатков:

– работа оптических датчиков становится неэффективной в условиях гидрометеобразований (дожди и дождевые облака) и искусственных аэрозольных образований;

– работоспособность оптических датчиков невозможна при воздействии прямого солнечного излучения.

Альтернативным вариантом может быть использование миллиметрового диапазона длин волн.

Существует два типа ЧМ-радиолокаторов, реализующих функции датчика цели и датчика промаха соответственно.

Несмотря на общность задач, решаемых этими системами, подход к их проектированию в части обработки сигнала несколько различается. Эти различия вызваны прежде всего тем, что датчик промаха должен работать по воздушным малоразмерным целям, а датчик цели рассчитан для работы по наземным крупноразмерным объектам. Поэтому эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) типовых целей датчика промаха меньше, чем у датчика цели. Также имеют место существенные различия в конструкции антенной системы. Эти два обстоятельства требуют увеличения энергетического потенциала прибора.

В докладе рассматриваются две схемы построения блока обработки для датчика цели и датчика промаха. Также рассматриваются схемотехнические вопросы построения блока обработки сигнала ЧМ-радиолокатора и состояние современной элементной базы.

1. Структурная схема ЧМ-радиолокатора

ЧМ-радиолокатор предназначен для выдачи исполнительной команды в бортовую аппаратуру изделия при пролете мимо цели (датчик промаха) на расстоянии, меньше заданного, либо при достижении заданного расстояния до цели (датчик цели). По принципу действия ЧМ-радиолокатор относится к радиолокационным приборам, использующим частотную модуляцию (ЧМ) СВЧ генератора передатчика.

Определение дальности до цели методом ЧМ основано на измерении приращения несущей частоты передатчика за время распространения сигнала до цели и обратно. При изменении частоты передатчика $f_{\text{прд}}(t)$ по линейному закону изменение частоты отраженного сигнала $f_{\text{отр}}(t)$ будет запаздывать на время [1]

$$t_{\text{зап}} = \frac{2R}{c}, \quad (1)$$

где R – расстояние до цели; c – скорость света.

В результате смешивания (перемножения) этих колебаний образуется сигнал биений, представляющий собой гармоническое колебание частотой f_6 , пропорциональной дальности до цели, которая рассчитывается по формуле

$$f_6 = \frac{2R}{c} \frac{df_{\text{прд}}}{dt}. \quad (2)$$

Задача схемы обработки состоит в выделении (фильтрации) частоты биений на фоне мешающих сигналов (тепловых шумов, паразитных сигналов, сигналов биений, возникающих при отражении сигналов от посторонних предметов, и т. д.), измерении частоты сигнала биений и выдачи сигнала исполнительной команды.

Таким образом, структурная схема ЧМ-радиолокатора выглядит следующим образом (рис. 1).

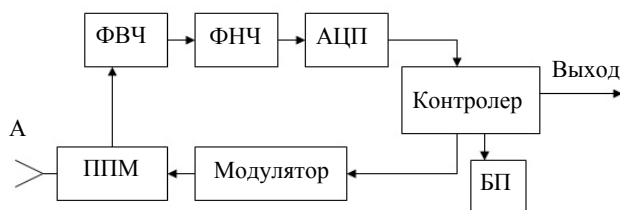


Рис. 1. Обобщенная структурная схема ЧМ-радиолокатора

Под управлением контроллера модулятор формирует модулирующее напряжение, которое подается на приемопередающий модуль (ППМ). Выходной сигнал с ППМ, ограниченный по частоте ФВЧ и ФНЧ, поступает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП). Задачей контроллера является накопление сигнала в течение некоторого времени и формирование сигнала исполнительной команды. Работа контроллера происходит следующим образом. За период модулирующего управляющего напряжения контроллер производит счет импульсов биений, поступающих с компаратора, и выносит решение о соответствии их частоты частоте биений для заданного интервала срабатывания $L \pm \Delta L$. В случае накопле-

ния определенного количества периодов модуляции с частотой биений, соответствующих заданному интервалу срабатывания, формируется сигнал исполнительной команды.

2. Расчет вероятности ложного срабатывания и правильного обнаружения

Проведем расчет значений частот среза фильтров $F_{ФВч}$ и $F_{ФНч}$ при различных количествах накапливаемых периодов модуляции с частотой биений, соответствующей дальности срабатывания L , и диапазона дальности срабатывания ΔL , исходя из требования обеспечения вероятности ложного срабатывания не более 10^{-3} .

Характер преобразований сигнала в схеме блока обработки не позволяет получить аналитические выражения для зависимости вероятности ложного срабатывания, поэтому все статистические параметры рассчитывались с применением имитационного моделирования.

Экспериментально установлено, что сигнал на выходе ППМ в отсутствие полезного отраженного сигнала может быть с достаточной степенью точности промоделирован случайной последовательностью из N компонент с нормальным законом распределения плотности вероятности (рис. 2). Дисперсия и математическое ожидание случайной последовательности могут иметь любые значения. Величина дисперсии (мощность шума) будет иметь большое значение при определении отношения сигнал/шум при расчете вероятности правильного обнаружения.

Рабочие частоты сигнала биений составляют единицы мегагерц. Для корректного моделирования зададим временной интервал между компонентами случайной шумовой последовательности, равный 50 нс (частота выборки 20 МГц).

Для моделирования прохождения шумового сигнала через полосно-пропускающий фильтр, к случайной последовательности из N компонент ($N = 2^L$, L – целое) применим процедуру дискретного преобразования Фурье (ДПФ), перемножим получившийся спектр шумового сигнала с амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) фильтра (рис. 3) и к результату применим процедуру обратного дискретного преобразования Фурье.

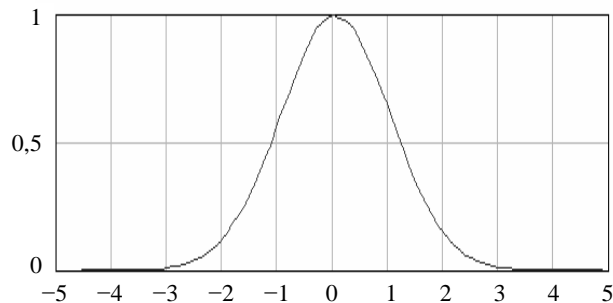


Рис. 2. Нормальная функция распределения плотности вероятности

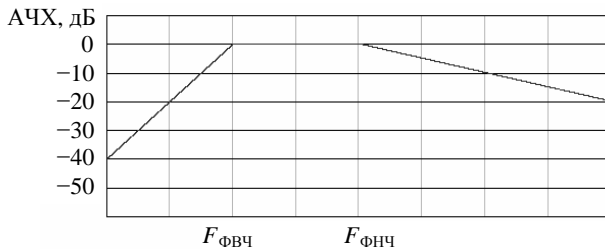


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика полосно-пропускающего фильтра

Далее моделируем прохождение сигнала через компаратор. Для удобства порог возьмем равным 0 и положительным компонентам последовательности присвоим логический уровень 1, отрицательным – 0. На рис. 4 показаны эпюры сигналов на входе (а) и выходе (б) компаратора.

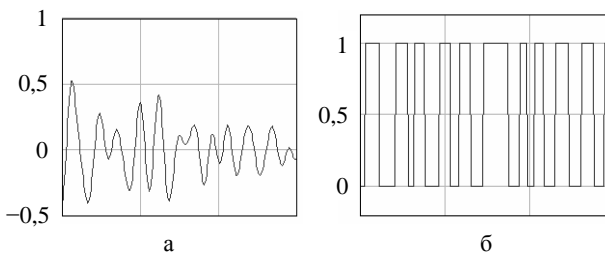


Рис. 4. Эпюры сигналов на входе (а) и выходе (б) компаратора

Для моделирования работы цифрового блока обработки сделаем следующие операции.

Разобьем последовательность из N компонент на выходе компаратора на более мелкие последовательности.

В каждом интервале сформируем импульс T_k , равный k периодам сигнала, поступающего с компаратора, и вычислим длительность импульса T_k . На рис. 5 показаны эпюры сигналов с компаратора и импульса T_4 .

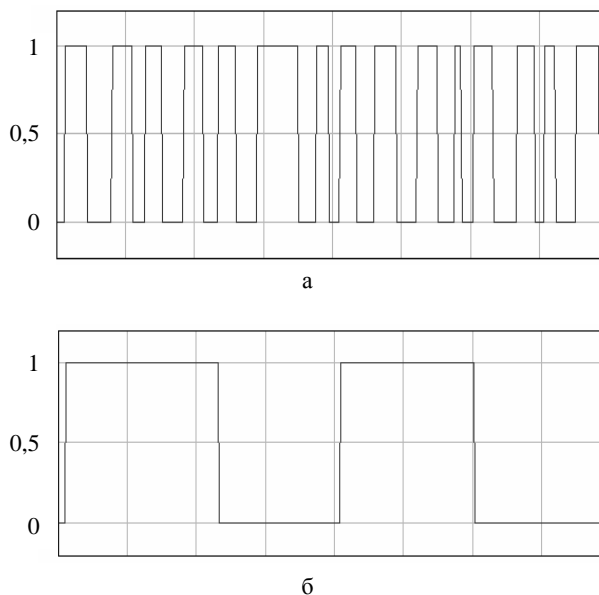


Рис. 5. Эпюры сигналов с компаратора (а) и импульса T_4 (б)

Далее выносится решение о соответствии длительности импульса T_k длительности k периодов сигнала биений, соответствующего заданному интервалу срабатывания $L \pm \Delta L$. При нахождении длительности импульса T_k в диапазоне

$$\frac{k}{F_0 + \Delta F} \leq T_k \leq \frac{k}{F_0 - \Delta F}$$

на выходе измерителя формируется высокий логический уровень «1», иначе «0».

Проведя моделирование достаточно продолжительного временного интервала (длительностью более 10^3 периодов модуляции), рассчитываем значения вероятностей появления высокого (q) и низкого (p) логического уровней на выходе измерителя. Для этого считаем, какое количество раз выпали «1» и «0», и делим на общее количество наблюдаемых периодов. Нетрудно заметить, что

$$q + p = 1.$$

В качестве устройства накопления применим реверсивный счетчик емкостью M с двумя полуотражающими (полупоглощающими) границами.

Матрица перехода для системы с $M = 10$ выглядит следующим образом [2]:

$$P = \begin{pmatrix} p & q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ p & 0 & q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & p & 0 & q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p & 0 & q & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p & 0 & q & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & q & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & q & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & 0 & q \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p & q \end{pmatrix}.$$

Поскольку в начальный момент счетчик находился в нулевом состоянии, то матрица-строка начальных состояний выглядит следующим образом [2]:

$$P_0 = (1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0).$$

Матрица-строка вероятностей состояний после S переходов (S периодов модуляции) определяется соотношением

$$P_S = P_0 P^S.$$

Строго говоря, количество переходов S определяется временем наблюдения, за которое фиксируется ложное срабатывание. Например, при времени непрерывной работы прибора, равной 2 мин, и периоде модуляции, равной 30 мкс, величина S составит

$$S = \frac{2 \cdot 60}{30 \cdot 10^{-6}} = 4 \cdot 10^6.$$

Производительность современных ПЭВМ позволяет выполнять подобные операции, однако следует

отметить, что матрица перехода P^S уже при $S \approx M^2$ вырождается в матрицу, полностью определяемую матрицей-строкой, и дальнейшее увеличение S не приведет к заметному увеличению точности [2].

Проведем расчеты вероятности ложного срабатывания. Для наглядности результаты представим в зависимости от относительной ширины диапазона

дальности срабатывания $\delta = \frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta F}{F_0}$. Расчеты про-

ведем для различных значений полосы пропускания полосно-пропускающего фильтра ($F_{\text{ФНЧ}} - F_{\text{ФВЧ}}$) и емкости счетчика M .

На рис. 6 кривая 1 соответствует полосе пропускания фильтра 1–2 МГц, кривая 2 – 1–2,5 МГц, кривая 3 – 1–3 МГц, кривая 4 – 1–3,5, кривая 5 – 1–4 МГц, кривая 6 – 1–5 МГц.

Физический смысл семейства кривых, показанных на рис. 6, очевиден. Спектр собственных шумов на выходе ППМ ограничивается шириной полосно-пропускающего фильтра. Блок цифровой обработки фактически производит измерение частоты сигнала, поступающего на него, и в зависимости от того, попадает ли измеренная частота в заданный диапазон срабатывания выносится решение о срабатывании. Чем больше область пересечения полосы частот сигнала, поступающего на цифровой блок обработки, и диапазон заданных частот срабатывания, тем чаще измеренная частота шумового сигнала будет попадать в заданный диапазон частот, тем выше будет вероятность ложного срабатывания. Область пересечения тем больше, чем шире диапазон дальностей срабатывания δ и чем уже полоса пропускания полосно-пропускающего фильтра.

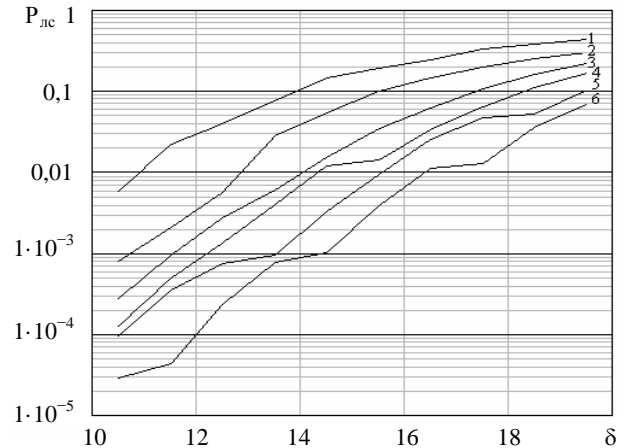


Рис. 6. Зависимость вероятности ложного срабатывания от относительной ширины диапазона дальности срабатывания для различных значений полосы пропускания полосно-пропускающего фильтра

На рис. 7 показана зависимость вероятности ложного срабатывания от относительной ширины диапазона дальности срабатывания для различных значений емкости счетчика. Кривой 1 соответствует емкость счетчика $M = 8$, кривой 2 – $M = 9$, кривой 3 – $M = 10$, кривой 4 – $M = 11$.

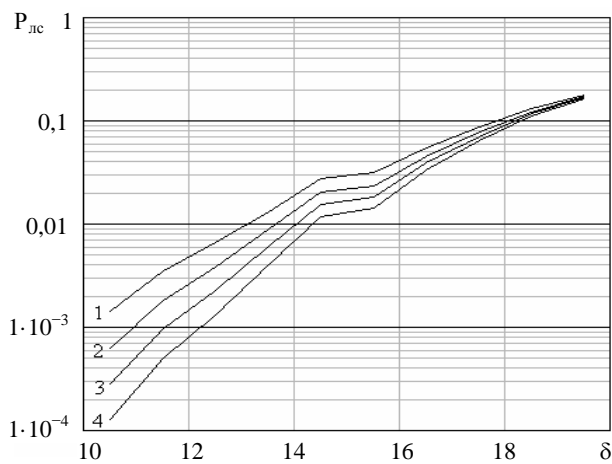


Рис. 7. Зависимость вероятности ложного срабатывания от относительной ширины диапазона дальности срабатывания для различных значений емкости счетчика

Смысл кривых на рис. 7 также легко объясним. Чем меньше емкость счетчика M , тем больше вероятность его переполнения. Таким образом, для заданной вероятности ложной тревоги определяем параметры схем аналоговой и цифровой обработки сигнала.

В случае наличия полезного сигнала, с помощью показанного математического аппарата можно определить вероятность правильного обнаружения.

Построим зависимость вероятности правильного обнаружения от отношения мощности полезного сигнала к мощности шума (отношение сигнал/шум), действующего на выходе ППМ (рис. 8).

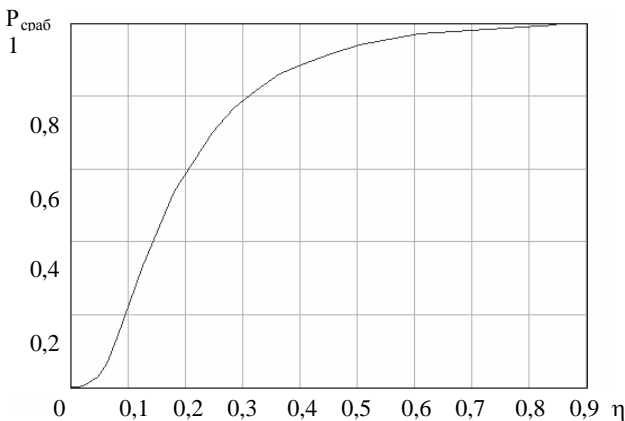


Рис. 8. Зависимость вероятности срабатывания от отношения с/ш на выходе ППМ

Таким образом, разработана методика расчета параметров блока обработки сигнала ЧМ-радиолокатора. В качестве преобразователя сигнала из аналоговой формы в цифровую использован простейший компаратор.

В последнее время развитие цифровой техники достигло такого уровня, что спектральную обработку стало возможно выполнять за кратчайшие промежутки времени (десятки микросекунд). В связи с этим покажем возможности спектральной обработки сигнала, состоящей из полноценного аналого-циф-

рового преобразования с последующей процедурой быстрого преобразования Фурье (БПФ) и принятием решения о срабатывании на основе анализа получившегося спектра сигнала.

Для моделирования алгоритма цифровой обработки сигнала на основе БПФ возьмем реальный сигнал биений. Спектр этого сигнала биений показан на рис. 9. Спектр реального сигнала находится в диапазоне частот 1750–1850 кГц и имеет ширину 100 кГц. Далее к имеющемуся сигналу добавляем случайный шумовой сигнал с нормальным законом распределения плотности вероятности (рис. 2). В результате после процедуры БПФ имеем спектр сигнала, изображенный на рис. 10. Отношение сигнал/шум на рис. 10 составляет $8,6 \cdot 10^{-3}$.

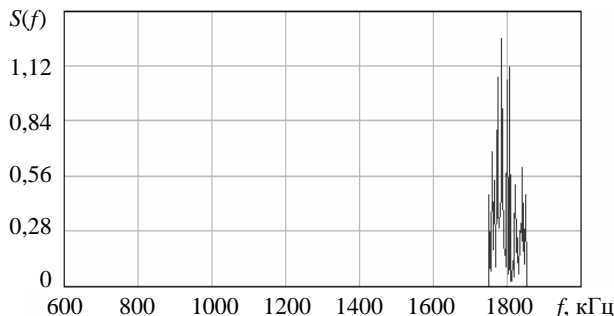


Рис. 9. Спектр реального сигнала биений

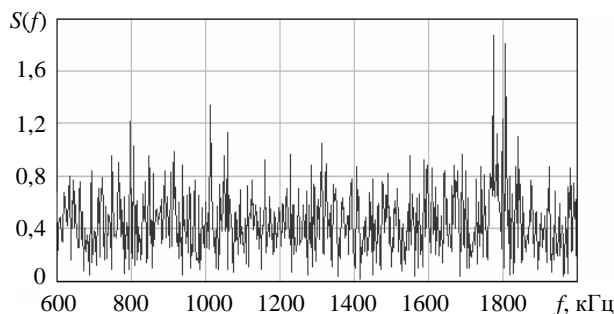


Рис. 10. Спектр реального сигнала биений на фоне шума

В качестве критерия наличия полезного сигнала в рассчитанном спектре примем попадание максимальной по амплитуде спектральной составляющей в диапазон частот 1750–1850 кГц. Далее, как в предыдущем варианте, выполняем несколько независимых измерений, после каждого из них принимаем решение о наличии либо отсутствии полезного сигнала, и на окончательном реверсивном счетчике емкостью M осуществляем накопление сигналов принятия решений (наличие полезного сигнала – сигнал высокого уровня, отсутствие – низкого). Сигнал переполнения является сигналом исполнительной команды.

Построим зависимость вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал/шум, действующего на выходе ППМ.

Как видно из сравнения рис. 8 и 11, выигрыш блока обработки на основе спектрального анализа по сравнению с обработкой, построенной на принципе измерения частоты сигнала биений, составляет более

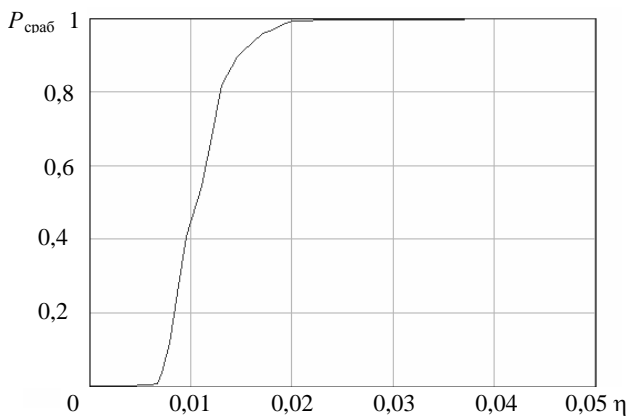


Рис. 11. Зависимость вероятности срабатывания от отношения с/ш на выходе ППМ при спектральной обработке

10 раз с точки зрения отношения сигнал/шум. С точки зрения технической реализуемости, обработка на основе процедуры БПФ является более сложной. Однако развитие современной цифровой техники достигло уровня, достаточного для того, чтобы при приемлемых габаритах и энергопотреблении выполнять спектральную обработку за достаточно короткое время.

В качестве аппаратной базы для реализации алгоритма БПФ были выбраны программируемые логические схемы (ПЛИС) типа FPGA фирмы Xilinx, которые идеально подходят для решения задач потоковой обработки данных с достаточно регулярной структурой алгоритма, что как раз и характерно для алгоритма БПФ [3].

Конечно, существует ряд альтернативных решений построения высокопроизводительных систем, в частности на заказных интегральных схемах (ASIC) и специализированных процессорах цифровой обработки сигналов (DSP). Рассмотрения вопроса реализации системы с использованием ASIC в данной статье мы касаться не будем, поскольку данный подход окупает себя только при крупносерийном производстве. В то же время производительности большинства современных DSP, как правило, не хватает для однокристалльной реализации алгоритма и, как следствие, возникает необходимость построения многопроцессорных систем на базе однокристалльных цифровых процессоров обработки сигналов с присущей сложностью сопряжения нескольких процессоров и отладкой их функционирования в реальном масштабе времени.

Задача выполнения БПФ за минимальное время является довольно актуальной при построении быст-

родействующих систем спектрального анализа задач обнаружения, цифровой фильтрации в частотной области и т. д.

В таблице представлены ориентировочные данные по быстродействию и занимаемому объему модулей БПФ, построенных в соответствии с данным алгоритмом.

Ориентировочные характеристики модулей БПФ на ПЛИС фирмы Xilinx

Число точек	Тактовая частота, МГц	Время преобразования, мкс	Объем модуля, логических ячеек
128	150	1,0	7500
256	150	2,0	9500
512	150	4,0	13000
1024	150	7,5	17000

Данные модули БПФ, поставляемые в качестве дополнительной библиотеки для системы проектирования фирмы Xilinx, могут быть легко добавлены в создаваемый пользователем проект с сохранением качественных и количественных характеристик модуля.

Заключение

Таким образом, в докладе рассмотрены схема амплитудной обработки на основе измерения частоты сигнала биений, преобразованного в цифровую форму посредством простого компаратора, и схема спектральной обработки сигнала на основе алгоритма БПФ. Показано превосходство схемы обработки на основе БПФ, однако при этом существенно усложняется техническая реализуемость схемы.

Литература

1. Комаров И. В., Смольский С. М. Основы теории радиолокационных систем с непрерывным излучением частотно-модулированных колебаний. М: Горячая линия-Телеком, 2010.
2. Казаков В. А. Введение в теорию марковских процессов и некоторые радиотехнические задачи. М.: Сов. радио, 1973.
3. Однокристалльная реализация алгоритма БПФ на ПЛИС фирмы Xilinx // Компоненты и технологии. 2000, № 4.