

# Радиооптика

Сетевое научное издание  
МГТУ им. Н.Э. Баумана

<http://radiooptics.ru>

Ссылка на статью:

// Радиооптика. МГТУ им. Н.Э. Баумана.  
Электрон. журн. 2015. № 05. С. 1–15.

DOI: **10.7463/rdopt.0515.0777983**

Представлена в редакцию: 01.08.2015

Исправлена: 30.08.2015

© МГТУ им. Н.Э. Баумана

УДК 621.396.96

## Разработка алгоритмов выделения и систематизации отсчётов составляющих вторичной модуляции

Соловьев Н. А.<sup>1,\*</sup>

[\\*kolyaland@mail.ru](mailto:kolyaland@mail.ru)

<sup>1</sup>МГТУ им. Н.Э. Баумана, Москва, Россия

---

Работа посвящена вопросам обработки радиолокационного сигнала, отраженного от аэродинамических целей с наличием эффекта вторичной модуляции. Рассматривается обнаружение составляющей модуляции в нескольких смежных каналах обработки. Разработан алгоритм преобразования этой информации в один вектор параметров, характеризующих данную составляющую модуляции. Также разработан алгоритм, позволяющий выделить составляющие вторичной модуляции по критерию принадлежности к той или иной частоте модуляции

**Ключевые слова:** вторичная модуляция, ЛЧМ импульс, когерентное накопление, измерение частоты, вторичная обработка

---

### Введение

Вопрос исследования эффекта вторичной модуляции вызывает интерес на протяжении многих лет [3, 4, 7]. Причин для этого несколько, с одной стороны – параметры вторичной модуляции могут выступать в качестве признака классификации цели, с другой – вторичная модуляция цели представлена множеством компонент, среди которых можно потерять действительно важный отраженный сигнал [6]. В связи с этим необходимо произвести систематизацию обнаруженных компонент вторичной модуляции.

По этой причине, целями данной статьи является рассмотрение особенностей формирования компонент вторичной модуляции в привязке к конкретной РЛС, создание алгоритма выделения компонент и измерение вектора их параметров, создание алгоритма систематизации компонент и апробация его работы на экспериментальных данных. Работа во многом посвящена обработке экспериментальных данных, обнаружению компонент и измерению их параметров, а также вопросам завязи траекторий.

Сама по себе задача обнаружения компонент не представляет собой сложности, она заключается в накоплении пачки импульсов, которое реализуется обычными алгоритмами свертки и преобразования Фурье. Результат обработки пачки импульсов является

исходными данными алгоритма выделения компонент вторичной модуляции. Дальнейшая обработка заключается в совместном рассмотрении параметров компонент и получения на их основе дополнительной информации о цели [8, 9, 10].

В работе источником радиолокационного сигнала является РЛС сантиметрового диапазона СОУ БУК-М1, функционирующая в режиме излучения ЛЧМ импульсов, длительность которых составляет 95 мкс, девиация частоты равна 0,8 МГц, а период повторения 1,024 мс. Такой сигнал был выбран по ряду причин: в сантиметровом диапазоне вторичная модуляция проявляется сильнее, кроме того, частота модуляции, которая есть произведение частоты вращения ротора двигателя на число лопаток, для типичного авиалайнера она составляет величину 8 – 9 кГц, сопоставима с величиной, обратной длительности импульса – разрешающей способности импульса по частоте [1].

## 1. Основная часть

Алгоритм накопления сигнала включает в себя сжатие ЛЧМ импульса и накопление пачки [2], первая операция обеспечивает разрешающую способность по частоте, которая определяется длительностью импульса (получаемую в итоге оценку частоты можно назвать грубой), вторая операция обеспечивает разрешающую способность, которая определяется длительностью пачки (оценку частоты можно назвать точной) [1, 5]. Особенностью точной оценки является то, что она неоднозначна, период однозначности определяется частотой следования импульсов.

Схема распределения компонент модуляции по грубой и точной частотам показана на рисунке 1

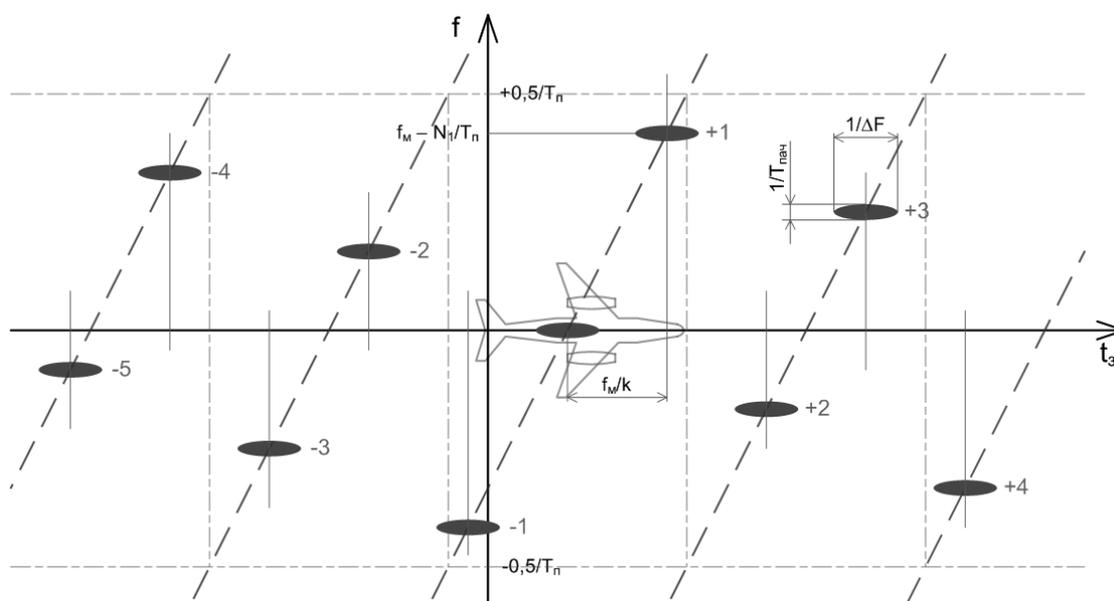
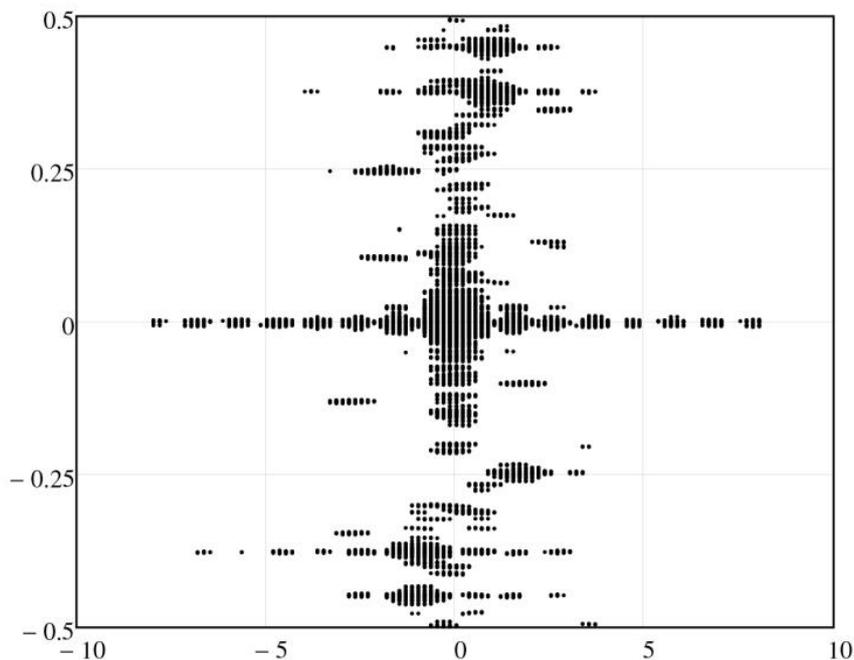


Рис. 1. Распределение компонент модуляции

Таким образом, алгоритм накопления сигнала является многоканальным: необходимо осуществить перебор по точной и грубой частотам [2]. Возникает вопрос о

шаге с которым должен осуществляться данный перебор. Но в независимости от величины шага очевидно одно: если компонента модуляции имеет хорошую энергетику, что не редкость, то порог обнаружения будет превышен сразу в нескольких каналах обработки, рисунок 2. Проблема усугубляется ещё тем, что компонент может быть довольно много, поэтому разобраться в отсчётах, превысивших порог, становится практически невозможно.



**Рис. 2.** Результат превышения порога (по оси абсцисс отложена грубая частота, по оси ординат – точная частота, обе частоты нормированы по частоте следования импульсов)

Следовательно, требуется разработать такой алгоритм выделения компонент модуляции, который позволил бы объединить все отклики от компоненты модуляции в один вектор параметров. Иными словами, одна компонента модуляции - один отсчёт.

Нетрудно показать, что теоретическая форма отклика по обеим координатам будет близка к функции  $\text{sinc}$ . Следовательно, отклик должен иметь один главный максимум. Поэтому, если сделать шаг многоканальности по обеим координатам мелким, то максимум компоненты будет явно прописан, останется только измерить его параметры. Таким образом, задача поиска максимумов заключается в следующем: на выходе алгоритма обнаружения сигнала формируется массив точек, которые превысили порог, необходимо на основании этих точек произвести обнаружение соответствующих им максимумов и измерить их параметры.

Если сечения максимума описываются функцией  $\text{sinc}$ , то очевидно, что будут иметь место боковые лепестки – побочные максимумы, поэтому алгоритм должен уметь различать основной максимум от побочного.

Также важным требованием выступает скорость работы алгоритма, предполагается, что обращения к нему будут довольно частыми.

Для общего понимания ситуации необходимо сказать несколько слов о процедуре получения отсчетов. Изначально данные представляют собой оцифрованную промежуточную частоту РЛС. Далее выполняется приведение отсчетов сигнала, которое заключается в компенсации движения. То есть сигнал, отраженный от планера будет соответствовать неподвижной цели. Данные после приведения будут представлять собой матрицу, столбцы которой соответствуют каналам дальности, а строки тактам - номерам зондирующих импульсов.

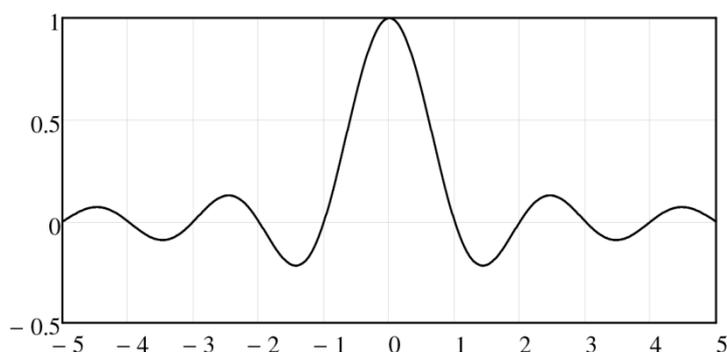
Так как дальность известна и постоянна, то целесообразно выполнить компенсацию фазы ЛЧМ. Дальность компонент модуляции может отличаться от дальности планера, данное рассогласование преобразуется в рассогласование по грубой частоте, что обусловлено свойством ЛЧМ.

В качестве метода когерентного накопления сигнала используется двумерное БПФ. Требуемая избыточность данных достигается за счёт дополнения сигнальной выборки нулями. Хорошо известно, что в результате спектрального преобразования прямоугольного импульса получается функция sinc:

$$S(f) = \int_{-\frac{\tau}{2}+t_0}^{\frac{\tau}{2}+t_0} \exp(-i2\pi \cdot f \cdot t) dt = \tau \cdot \text{sinc}(\pi \cdot f \cdot \tau) \cdot \exp(-i2\pi \cdot f \cdot t_0), \quad (1)$$

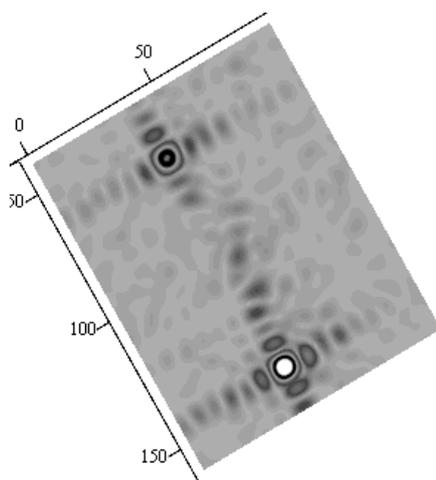
где  $\tau$  – длительность прямоугольного импульса;  $t_0$  – смещение импульса.

Ширина главного максимума есть  $2/\tau$ , если спектральное преобразование выполняется посредством БПФ и требуется получить  $n$  отсчетов частоты на интервале  $1/\tau$ , то необходимо выборку сигнала дополнить нулями, так, чтобы результирующая длительность получилась равной  $n\tau$ . Зависимость амплитуды от частоты получаемого отклика показана на рисунке 3.



**Рис. 3.** Зависимость амплитуды отклика от частоты (по оси абсцисс отложена частота в  $1/\tau$ )

Шаги по обоим частотам целесообразно выбрать так, чтобы количество отсчетов на ширины пика было одинаковым, рисунок 4.



**Рис. 4.** Распределение отсчетов по обоим частотам (значения частот приведены в отсчётах сетки многоканальной обработки)

Модули получаемых отсчетов по обоим частотам формируют поверхность. Максимум этой поверхности, заданной дискретно будет соответствовать искомым параметрам. Решение этой задачи должно условно подразделяться на два этапа: аппроксимация отсчетов в окрестности максимума некоторой поверхностью (модель составляющей), затем поиск максимума данной поверхности.

Выборка отсчетов формируется в окрестности отсчета с локально максимальной амплитудой, следовательно, в результате работы алгоритма ищется отсчет, амплитуда которого превышает амплитуды соседних с ним, что соответствует условию выраженного максимума. Сам отсчёт с максимальной амплитудой может выступать в качестве начального приближения решения данной задачи.

В качестве модели модуля компоненты вторичной модуляции выбирается поверхность, описываемая произведением  $\text{sinc} \times \text{sinc}$ :

$$A(f, F) = A_0 \cdot \text{sinc}[\pi \cdot k_f \cdot (f - f_0)] \cdot \text{sinc}[\pi \cdot k_F \cdot (F - F_0)], \quad (2)$$

где  $f$  – точная частота;  $F$  – грубая частота;  $f_0$  – значение точной частоты компоненты;  $F_0$  – значение грубой частоты компоненты;  $k_f$ ,  $k_F$  – коэффициенты, учитывающие ширину компоненты по соответствующей координате;  $A_0$  – амплитуда компоненты.

Сетка отсчётов по грубой и точной частотам подбираются так, чтобы  $k_f$  и  $k_F$  были равны 1. Это соответствует случаю, когда амплитуда компоненты по обоим координатам времени постоянна. По времени запаздывания это всегда так, а вот от импульса к импульсу амплитуда может меняться. Следует отметить тот факт, что в данном исследовании выбирается такое время накопления, в течении которого параметры компоненты можно считать постоянными.

Неизвестными параметрами модели будут являться амплитуда  $A_0$ , и две координаты положения максимума  $f_0$  и  $F_0$ , для нахождения этих параметров необходимо решить систему нелинейных уравнений. Для нахождения данных параметров необходимо решить систему нелинейных уравнений:

$$\begin{cases} \dots \\ A_0 \cdot \text{sinc}[\pi \cdot (f_i - f_0)] \cdot \text{sinc}[\pi \cdot (F_j - F_0)] = A_{i,j}, \\ \dots \end{cases} \quad (3)$$

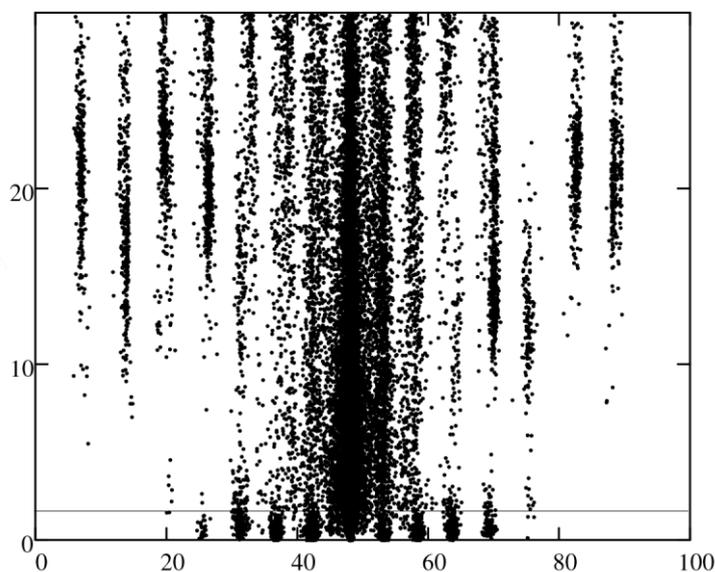
где  $f_i$  – отсчеты точной частоты;  $F_j$  – отсчеты грубой частоты;  $A_{i,j}$  – амплитуда отсчётов.

Система нелинейных уравнений (3) может и не иметь точного решения по причине её избыточности, по причине наличия шума и по причине возможной неточности модели, описывающей составляющую вторичной модуляции.

Решать систему уравнений (3) целесообразно методом Ньютона. То есть выбирается начальная точка, близкая к предполагаемому решению, далее в этой точке производится линеаризация уравнений, затем решается полученная избыточная СЛАУ в матричном виде по методу наименьших квадратов. Таким образом, получается новая точка, которая ещё ближе к решению, так производится несколько итераций. Количество итераций устанавливается равное четырём, опытным путем установлено, что точность достигается уже на 2-3 итерации, 4 итерация предусмотрена на всякий случай. После получения решения вычисляется невязка. Вычисление невязки имеет особенность, которая заключается в её нормировке по квадрату амплитуды.

Известно, что в радиолокации задачи измерения решаются при помощи дискриминаторов, соответственно здесь в качестве дискриминационных характеристик выступают первые производные по искомым параметрам.

Фильтрация боковых лепестков осуществляется по невязке. Так как боковой лепесток имеет весомые отличия от основного максимума, то невязка также будет существенной. Типичный график распределения невязки между основными максимумами и боковыми лепестками показан на рисунке 5.



**Рис. 5.** Распределение невязки между основными максимумами и боковыми лепестками (по оси абсцисс отложена грубая частота в условных единицах, по оси ординат – невязка в условных единицах)

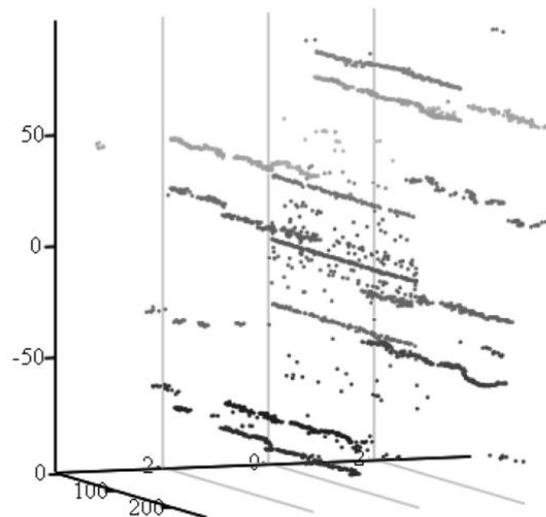
Важными вопросами в этом алгоритме являются: требуемый размер выборки отсчётов и необходимая избыточность данных.

Размер выборки определяется исходя из ковариационной функции помехи, которая формируется после обработки. Дело в том, что в районе главного максимума отсчеты сильно коррелированы. Это выражается в том, что помеха будет иметь плавный характер, следовательно, форма максимума практически не исказится, но сам он сдвинется, единственное, что будет косвенно указывать на наличие помехи - это боковые лепестки, они либо будут размазаны, либо симметричные лепестки будут иметь разный уровень. По этой причине размер выборки не имеет принципиального значения, достаточно его выбрать в пределах главного максимума, то есть равным соответствующей разрешающей способности.

Под избыточностью понимается величина, которая характеризуется количеством отсчетов в пределах разрешающей способности, иными словами, увеличением длины выборки для БПФ за счет дополнения нулями. Основная цель внедрения избыточности - формирование гладких максимумов для их последующего поиска и измерения параметров. Следовательно, необходимо, чтобы окрестность максимальной точки находилась строго в пределах максимума, желательно, чтобы это правило распространялось и на боковой лепесток.

Опытным путём было установлено, что хорошие результаты достигаются при избыточности 4...8 и размер выборки 7x7...11x11. что касается скорости выполнения алгоритма, то её можно охарактеризовать, как удовлетворительную, то есть она сопоставима по производительности с алгоритмом обнаружения.

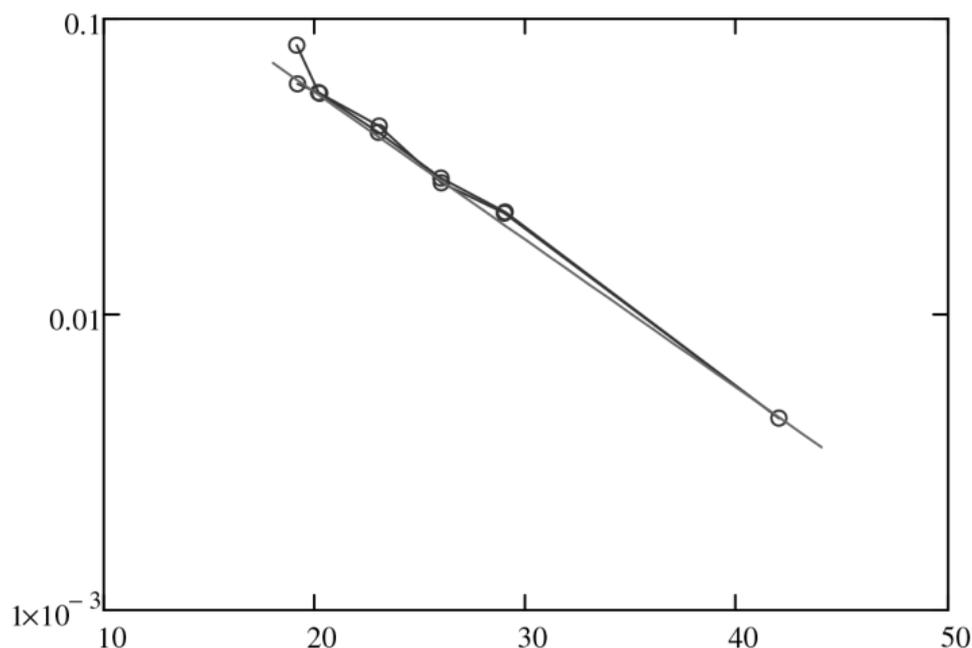
Типичный результат работы алгоритма поиска максимумов показан на рисунке 6.



**Рис. 6.** Изменение частот компонент вторичной модуляции во времени – результат работы алгоритма поиска максимумов (по оси абсцисс – отсчёты времени в условных единицах, по оси ординат – грубая частота в условных единицах, по оси аппликат – точная частота в условных единицах)

В работе проводились исследования точности измерения при использовании нелинейного алгоритма в зависимости от отношения С/Ш. Исследования проводились как при помощи моделирования, так при использовании реальных данных.

Моделирование было произведено следующим образом: был взят постоянный во времени опорный сигнал с равной нулю центральной частотой, на него было наложено несколько амплитудный модуляций с различными индексами, затем к этому сигналу был применён рассмотренный алгоритм обнаружения/измерения, затем было вычислено СКО ошибки измерения. При использовании моделирования была получена точность, близкая к теоретическому пределу, рисунок 7.



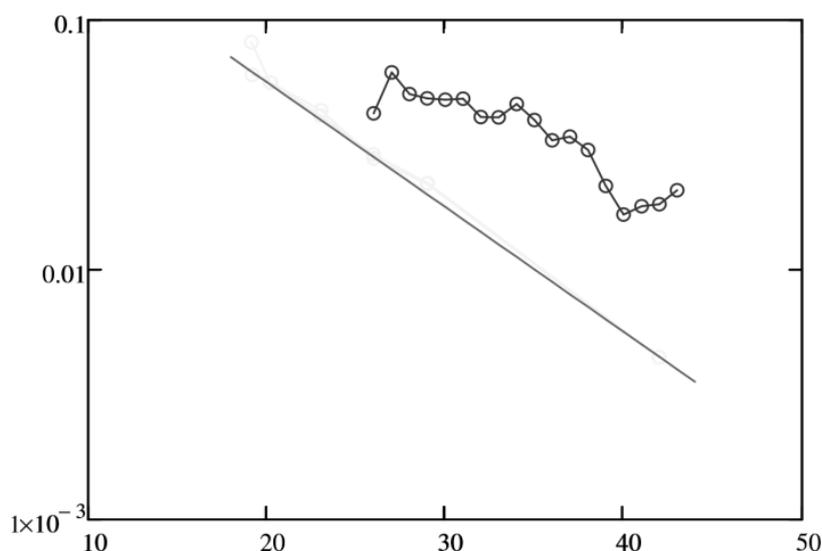
**Рис. 7.** Теоретический предел точности измерения и точность, полученная посредством моделирования (по оси абсцисс отложено отношение С/Ш в дБ, по оси ординат – точность измерения в разрешающих способностях)

Точность измерения является довольно сложным вопросом, поэтому положим, что теоретический предел определяется по формуле:

$$\delta x = \frac{\Delta x}{\sqrt{\pi \cdot q}}, \quad (4)$$

где  $\delta x$  – точность измерения;  $\Delta x$  – разрешающая способность;  $q$  – отношение С/Ш по напряжению.

Что касается исследования реальных данных, то тут имеется ряд сложностей, они связаны с тем, что частоты составляющих нельзя считать постоянными, также выборка для статистических исследований ограничена. Тем не менее, была предпринята попытка оценки точности, рисунок 8



**Рис. 8.** Точность измерения для реального сигнала (по оси абсцисс отложено отношение С/Ш в дБ, по оси ординат – точность измерения в разрешающих способностях)

Из рисунка 8 видно, что точность измерения в несколько раз хуже теоретического предела.

Под систематизацией отсчетов понимается формирование групп отчётов по признаку принадлежности к определённой частоте модуляции (если их несколько). Как следствие, если отчёт попадает в группу, то определяется номер гармоники, которой он соответствует. В свою очередь, номер гармоники также позволяет разрешить неоднозначность измерения частоты, обусловленную периодом повторения импульсов, в дополнении к фильтрации по грубой частоте.

Задача фильтрации отсчётов по своей сути представляет собой вторичную обработку. Параметром, за изменением которых нужно следить является частота (частоты) модуляции. Разница заключается лишь в том, что частота модуляции одновременно проявляет в ряде гармоник. Также требуется и алгоритм завязки.

Если рассматривать на особенности вторичной модуляции, представленной в данном ряде опытов, то они характеризуются тем, что доплеровский портрет планера представляется только одной гармоникой, это означает, что во время наблюдения не происходит изменение ракурса цели. Следовательно, компоненты вторичной модуляции по точной частоте с противоположными номерами гармоник расположены симметрично относительно планерной составляющей, рисунок 1, и если учесть выполненную компенсацию движения, то относительно нуля.

Основные принципы объединения отсчётов заключаются в следующем: производится формирование двух типов групп. Группы первого типа объединяет отсчеты по принципу кратности частоте модуляции в пределах одного такта накопления. Группы второго типа объединяют отсчеты по времени в пределах одной составляющей. Объединение по времени можно осуществить простым стробированием. Сложности вызывают резкие изменения частоты и прерывание сигнала.

Объединение отсчётов по принципу кратности частоте модуляции изначально начинался со сравнения двух отсчётов между собою, если номера гармоник различаются только знаком, то сумма точных частот составляющих будет попадать в узкий строб, и таким образом, два отсчёта будут объединены.

В общем случае точную частоту (нормированную по частоте следования импульсов) можно представить в следующем виде:

$$f_i = i \cdot f_m, \quad (5)$$

где  $i$  – номер гармоники составляющей;  $f_m$  – частота модуляции:

$$f_m = n_i + \Delta f_i, \quad (6)$$

где  $n_i$  – целое число частот повторений импульсов (число периодов неоднозначности);  $\Delta f_i$  – результат измерения точной частоты.

Тогда:

$$\Delta f_i = i \cdot f_m - n_i. \quad (7)$$

В общем случае, если номера гармоник не противоположные, то вычисляется следующая величина:

$$j \cdot \Delta f_i - i \cdot \Delta f_j = j \cdot i \cdot f_m - i \cdot j \cdot f_m - j \cdot n_i + i \cdot n_j. \quad (8)$$

Нетрудно увидеть, что величина (8) будет представлять собой целое число (с точностью до погрешности измерения точной частоты).

Далее эта величина (8) округлялась до ближайшего целого и вычислялась их разность:

$$\Delta f = j \cdot \Delta f_i - i \cdot \Delta f_j - \text{floor}(j \cdot \Delta f_i - i \cdot \Delta f_j + 0.5), \quad (9)$$

где  $\text{floor}$  – функция, вычисляющая целую часть числа.

Если данная разность попадает в узкий строб, то данные отсчёты также объединяются [1].

Возникает справедливый вопрос: откуда в формуле (8) возникают коэффициенты пропорциональности  $i$  и  $j$ ? Ответ прост: задаётся конечный ряд этих коэффициентов, затем последовательным перебором устанавливается подходящая комбинация, что несколько подрывает устойчивость.

Этот метод показывает хорошие результаты, он даже находит компоненты, имеющие номер гармоники в виде рационального числа, однако есть одна небольшая проблема – это проблема относительности: отсчёты объединены, но вот каковы номера гармоник – вопрос открыт, что считать первой гармоникой – сказать трудно.

Тогда было принято решение наложить на частоту модуляции примерные рамки:  $f_{\min}$  и  $f_{\max}$ . Таким образом, частота модуляции представляется в следующей форме:

$$f_k = f_{\min} + k \cdot \Delta f, \quad (10)$$

где  $k$  – номер шага перебора,  $\Delta f$  – шаг перебора.

Формируется массив ячеек с номерами  $i$  и  $j$ . Принципиальное отличие от предыдущего метода – нет необходимости сравнивать компоненты друг с другом. Отсчёт попадает в ячейку, если разности:

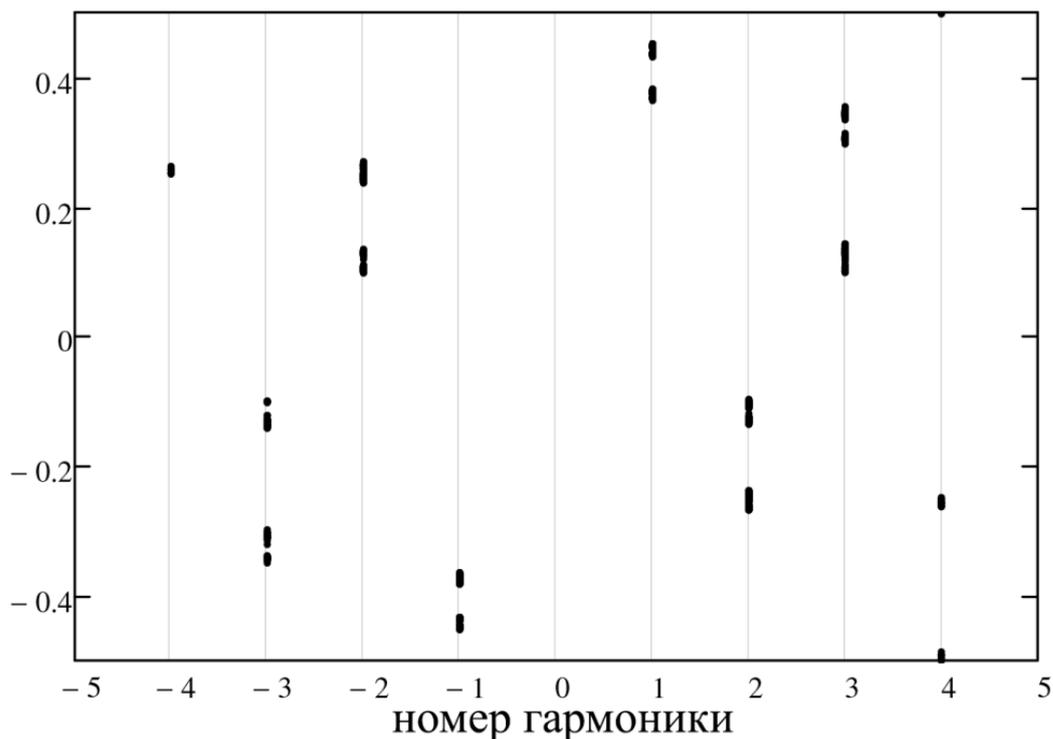
$$\begin{cases} |\Delta f_m - (m \cdot f_k - \text{floor}(m \cdot f_k + 0.5))| < \delta f \\ |F_m - m \cdot f_k| < \delta F \end{cases}, \quad (11)$$

где  $m$  – это предполагаемый номер гармоники;  $\delta f$  и  $\delta F$  – стробы по точной (узкий) и грубой (широкий) частоте.

Размеры узкого и широкого стробов определяются на основании статистических исследований. Предполагаемый коэффициент пропорциональности подбирается методом перебора.

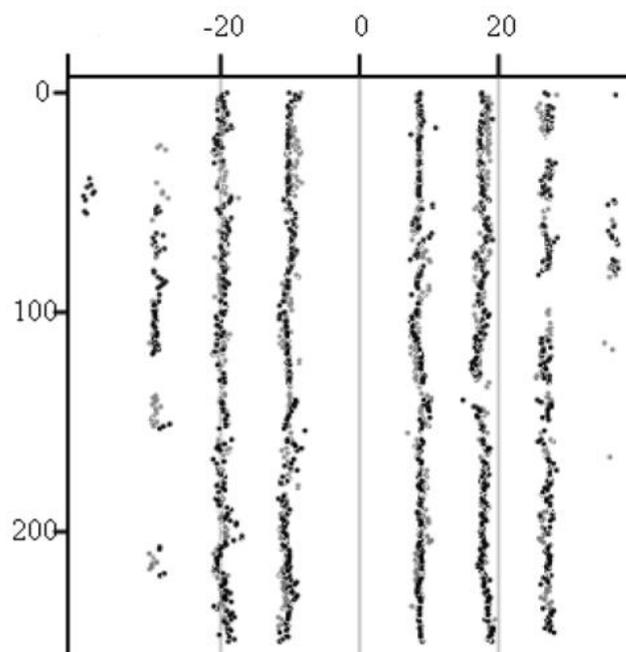
Таким образом, в ячейку, которая соответствует определённой частоте модуляции, помещается группа отсчётов – это является признаком их объединения. Очевидно, что может сформироваться несколько групп, включающих одни и те же отсчёты, тогда выбирается группа с наибольшим количеством отсчётов, остальные отбрасываются.

Результат объединения отсчётов в виде назначенного номера гармоники, показан на рисунке 9.



**Рис. 9.** Номера гармоник отсчётов (по оси ординат точная частоты, нормированная по частоте повторения импульсов)

Рисунок 10 иллюстрирует зависимость грубых частот объединённых отсчётов от времени.



**Рис. 11.** Зависимость грубых частот компонент от времени (по оси абсцисс – грубая частота, нормированная по частоте следования импульсов, по оси ординат – время в условных единицах)

## Заключение

В работе проанализированы основные особенности формирования компонент вторичной модуляции при облучении цели в сантиметровом диапазоне. Показано, что сигнал компоненты после первичной обработки представляет собой максимум в двумерном пространстве грубая частота – точная частота. Для этого случая был разработан алгоритм, преобразующий любой максимум, превышающий порог обнаружения, в вектор параметров. Помимо координат максимума, вектор параметров содержит невязку, которая выступает критерия, который позволяет отличить полезный сигнал от бокового лепестка.

Также был разработан алгоритм, который объединяет компоненты модуляции по принципу принадлежности к одной частоте модуляции, которая также синтезируется алгоритмом. В результате чего вектор параметров компоненты модуляции дополняется такими полями как частота модуляции и номер гармоники.

В статье приведены результаты работы обоих алгоритмов на реальных радиолокационных данных, в результате чего было обнаружено две частоты модуляции, и для каждой произведена систематизации компонент модуляции. В результате с высокой точностью были измерены частоты модуляции в зависимости от времени, что в свою очередь позволит обнаружить более слабые составляющие модуляции, а также составляющие на некратных гармониках.

## Список литературы

1. Соловьев Н.А. Исследование микродоплеровского эффекта в РЛС с узкополосным сигналом при облучении аэродинамических целей // 19 межд. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь»: сб. докл. (г. Воронеж). Т. 3. Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ» ООО, 2013. С. 3282-3291.
2. Ширман Я.Д., Багдасарьян С.Т., Маляренко А.С. и др. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / под ред. Я.Д. Ширмана. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
3. Chen V.C. The Micro-Doppler Effect in Radar. Artech House Boston London, 2011.
4. Слюсарь Н.М. Вторичная модуляция радиолокационных сигналов динамическими объектами. Смоленск: ВА ВПВОВС РФ, 2006. 173 с.
5. Фомин А.В. Разрешение радиолокационных целей, находящихся в одном импульсном объеме РЛС с МИП, при обработке отраженных сигналов в частотной области, в условиях воздействия турбовинтового эффекта // Шестая Всероссийская научно-практическая конференция «Современные проблемы проектирования, производства и эксплуатации радиотехнических систем»: тр. (г. Ульяновск). Ульяновск, 2008. С. 125-128.
6. Митрофанов Д.Г., Прохоркин А.Г. Методы компенсации влияния составляющих турбинного эффекта при построении изображений воздушных целей // Радиотехника. 2006. № 9. С. 32-37.
7. Слюсарь Н.М. Эффект вторичной модуляции радиолокационных сигналов: теория и практика // Международная научно-техническая конференция, приуроченная к 50-летию МРТИ-БГУИР (Минск, 18-19 марта 2014 г.) : матер. В 2 ч. Ч. 1. Минск, 2014. С. 72-73.
8. Lei J., Lu C. Target Classification Based on Micro-Doppler Signatures // Proceedings of 2005 IEEE International Radar Conference. IEEE Publ., 2005. P. 179-183. DOI: [10.1109/RADAR.2005.1435815](https://doi.org/10.1109/RADAR.2005.1435815)
9. Yinan Yang, Jiajin Lei, Wenxue Zhang, Chao Lu. Target Classification and Pattern Recognition Using Micro-Doppler Radar Signatures // Proceedings of the Seventh ACIS International Conference on Software Engineering, Artificial Intelligence, Networking, and Parallel/Distributed Computing (SNPD'06). IEEE Publ., 2006. С. 213-217. DOI: [10.1109/SNPD-SAWN.2006.68](https://doi.org/10.1109/SNPD-SAWN.2006.68)
10. Stankovic L., Djurovic I., Thayaparan T. Separation of target rigid body and micro-doppler effects in ISAR imaging // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2006. Vol. 42, iss. 4. P. 1496-1506. DOI: [10.1109/TAES.2006.314590](https://doi.org/10.1109/TAES.2006.314590)

## Development of Algorithms for Selection and Ordering Secondary Modulation Components

N.A. Solov'ev<sup>1,\*</sup>

[\\*kolyaland@mail.ru](mailto:kolyaland@mail.ru)

<sup>1</sup>Bauman Moscow State Technical University, Moscow, Russia

---

**Keywords:** microdoppler effect, chirp pulse, coherent accumulation, frequency measurement, trajectory processing

---

The objective of this work was to develop the algorithm for selection of secondary modulation samples and their subsequent systematization. These algorithms are needed to resolve the ambiguity of definition of frequency modulation and measure its dependence on time. Processing the real data of centimeter-band SOU BUC-M1 radar shows the result of used algorithm.

The secondary modulation effect of the centimeter waves - irradiated airplane generates a set of components. The fact that the pulse repetition rate is significantly lower than the frequency modulation leads to aliasing, which is the reason of ambiguity.

A serious problem in the selection of the modulation components is the presence of side lobes. Therefore, the algorithm must assume their selection. The component form is determined by sinc function, with all components being of the same width. Selecting the modulation components is a procedure of search for a local maximum signal and measuring its sinc parameters (offset and amplitude). Measurement of parameters is realized by solving a system of nonlinear equations. The selection of the side lobes is realized by comparing the residual solutions of equations with a threshold. The residual for the modulation components tend to zero, and for the side lobe is great.

Ambiguity of measuring component frequency can be overcome by measuring the frequency of the chirp pulse duration. Uniqueness in this case is determined by the sampling frequency, which is quite large and includes the entire spectrum of components of secondary modulation. The problem is that the measuring, in this way, frequency error is very high, it exceeds the pulse repetition rate.

The way out of this situation is the algorithm of ordering samples to select the components of modulation, which are caused by the same modulation frequency, and to assign their appropriate harmonic number. Thus, an unambiguous measurement of the frequency modulation and components it made. Combination of samples in time is realized by sampling frequency modulation.

## References

1. Solov'yev N.A. [Research on micro-Doppler effect in radars with narrow-band signal in process of irradiating aerodynamic targets] *19 mezhd. nauch.-tekhn. konf. "Radiolokatsiya, navigatsiya, svyaz"*: sb. dokl. T.3. [Reports book of 19 Int. sci.-tech. conf. "Radiolocation, navigation and communication". Vol.3]. Voronezh: NPF «SAKVOEE» LLC, 2013, pp. 3282-3291. (in Russian).
2. Shirman Ya.D., Bagdasar'yan S.T., Malyarenko A.S. et al. *Radioelektronnye sistemy: Osnovy postroeniya i teoriya* [Radioelectronic systems: basic schemes and theory]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2007. 512 p. (in Russian).
3. Chen V.C. *The Micro-Doppler Effect in Radar*. Artech House Boston London, 2011.
4. Slyusar' N.M. *Vtorichnaya modulyatsiya radiolokatsionnykh signalov dinamicheskimi ob'ektami* [Secondary modulation of radar signals caused by dynamic objects]. Smolensk, VA VPVOVS RF Publ., 2006. 173 p. (in Russian).
5. Fomin A.V. Resolution of radar targets in one pulse space for radar with repeated pulse noise while processing reflected signals in frequency region affected by turboprop effect. *Shestaya Vserossiyskaya nauchno-prakticheskaya konferentsiya "Sovremennye problemy proektirovaniya, proizvodstva i ekspluatatsii radiotekhnicheskikh system"* [6<sup>th</sup> Russian sci.-practice conf. "Modern problems of designing, fabrication and operation of radio-technical systems".] Ul'yanovsk, 2008, pp. 125-128. (in Russian).
6. Mitrofanov D.G., Prokhorkin A.G. Compensation methods for turbine effect components in process of air targets imaging. *Radiotekhnika*, 2006, no. 9, pp. 32-37. (in Russian).
7. Slyusar' N.M. [Radar system secondary modulation effect: theory and practice]. *Mezhdunarodnaya nauchno-tekhnicheskaya konferentsiya, priurochennaya k 50-letiyu MRTI-BGUIR, ch. 1* [Procs. Int. sci.-tech. conf. timed to 50 anniversary MRTI-BGUIR, Part 1], Minsk, 2014, pp. 72-73. (in Russian).
8. Lei J., Lu C. Target Classification Based on Micro-Doppler Signatures. *Proceedings of 2005 IEEE International Radar Conference*. IEEE Publ., 2005, pp. 179-183. DOI: [10.1109/RADAR.2005.1435815](https://doi.org/10.1109/RADAR.2005.1435815)
9. Yinan Yang, Jiajin Lei, Wenxue Zhang, Chao Lu. Target Classification and Pattern Recognition Using Micro-Doppler Radar Signatures. *Proceedings of the Seventh ACIS International Conference on Software Engineering, Artificial Intelligence, Networking, and Parallel/Distributed Computing (SNPD'06)*. IEEE Publ., 2006, pp. 213-217. DOI: [10.1109/SNPD-SAWN.2006.68](https://doi.org/10.1109/SNPD-SAWN.2006.68)
10. Stankovic L., Djurovic I., Thayaparan T. Separation of target rigid body and micro-doppler effects in ISAR imaging. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2006, vol. 42, iss. 4, pp. 1496-1506. DOI: [10.1109/TAES.2006.314590](https://doi.org/10.1109/TAES.2006.314590)