

Очевидным способом уменьшения дискретной ошибки является увеличение полосы качания частоты  $\Delta f$ , однако по техническим причинам её редко делают больше 500 МГц. При этом дискретная ошибка составляет 15 см, что для некоторых задач неприемлемо.

В настоящей работе разработан метод дополнительной обработки сигнала биений, основанный на нелинейном полиномиальном

преобразовании чебышевского типа. Полиномы Чебышева  $T_n(x)$ , обладают следующим свойством [2]: если на вход нелинейного элемента, статическая характеристика которого представляет собой полином Чебышева степени  $n$ , подать сигнал вида  $\cos[\chi(t)]$  то на его выходе появится сигнал того же вида, но с аргументом увеличенным в  $n$  раз:

$$T_2[\cos \chi(t)] = 2 \cos^2 \chi(t) - 1 = \cos[2\chi(t)]$$

$$T_n[\cos \chi(t)] = \cos[n\chi(t)]$$

Тогда для нормированного по амплитуде сигнала биений (5) справедливо следующее преобразование:

$$T_n \{ \cos[\pi \Delta f \varphi(t) \tau + 2\pi f_0 \tau] \} = \cos[n\pi \Delta f \varphi(t) \tau + 2n\pi f_0 \tau],$$

что эквивалентно увеличению девиации частоты зондирующего сигнала, и как следствие, снижению дискретной ошибки  $n$  раз:

$$\Delta R = \frac{c}{4n\Delta f} \quad (6)$$

Следует отметить, что максимально возможный порядок преобразования  $n$  будет зависеть от возможностей реализации нелинейного элемента чебышевского типа. Для аналоговой реализации элемента -  $n \in [2;4]$ , при цифровой реализации можно достичь существенных значений -  $n \in [2;512]$ , но только при высокой частоте дискретизации сигнала (15 МГц для  $n = 512$  при  $\Delta f = 50$  МГц  $T_M = 1$  мс).

Таким образом, данный метод позволяет асимптотически повышать точность ЧМ-дальномера, путем введения дополнительной обработки в низкочастотный тракт. Данный метод не имеет аналогов, так как после обработки мы получаем сигнал биений с искусственно увеличенной полосой качания, а частота сигнала может быть измерена любым существующим методом измерения частоты биений.

*Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 08-07-00175-а и 10-07-97012-р).*

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Филькенштейн М.И. Основы радиолокации – М.: Радио и связь, 1983. - 536с.
2. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. – М.: Наука, 1970. - 831с.

#### МОДЕЛИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИ ОБРАТНОМ РАССЕЯНИИ ОТ ОБЪЕКТА СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

Бондаренко А.С.

*Волгоградский государственный университет  
Волгоград, Россия*

Импульсная характеристика радиолокационного объекта несет информацию о форме объекта и других его параметрах и может использоваться для распознавания. Эта характеристика определяет линейную интегральную зависимость между зондирующим и отраженным сигналом, которая задается соотношением типа свертки:

$$Y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(t)h(t-\tau) d\tau.$$

Здесь  $X(t)$  – зондирующий сигнал,  $Y(t)$  – принятый сигнал,  $h(t)$  – импульсная характеристика отраженного объекта (реакция тракта

распространения на дельта-импульс). Для оценки импульсной характеристики объекта рассмотрим два метода.

Первый метод основан на аппроксимации сигналов во временной области экспоненциально затухающими колебаниями [1]. Этому представлению в спектральной области соответствуют функции, содержащие полюса первого порядка. Подобная аппроксимация используется в обобщённом методе Прони [2].

$$X(t) = \sum_{m=1}^M \hat{Q}(t - \tau_m^x, C_m^x, q_m^x, T_m^x). \tag{1}$$

Импульсная характеристика объекта при этом имеет вид:

$$h(t) = \sum_{k=1}^K \hat{Q}(t - \tau_k^h, C_k^h, q_k^h, T_k^h), \tag{2}$$

где  $C$  – линейный коэффициент системы,  $q(t)$  – функции включения. Таким образом, зная набор полюсов входного и выходного сигнала, можно определить полюсное представление импульсной характеристики.

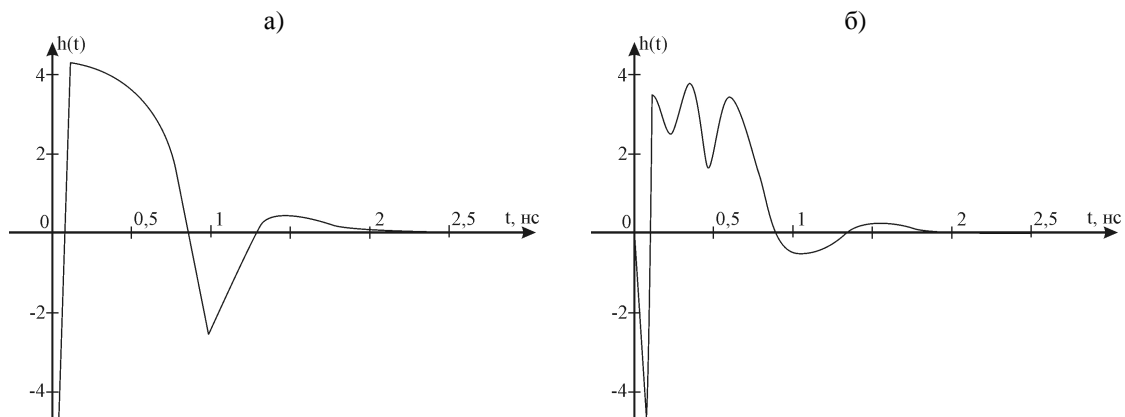
Модель сигнала, представимую таким образом, называют полюсной моделью, а функции, аппроксимирующие сигнал, полюсными [1]. Входной сигнал представляет собой суперпозицию затухающих колебаний и может быть представлен выражением:

Второй метод базируется на применении модели линейной фильтрации сигнала. На основе соотношений, приведенных в работе П.Я.Уфимцева [3], получено следующее выражение для импульсной характеристики:

$$\dot{h}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{H}(f_n) e^{j2\pi n \frac{k}{N}} = \frac{\sqrt{4\pi R^2}}{F_i F_s} \sum_{n=0}^{N-1} \Sigma_i^s(f_n) e^{j2\pi n \frac{k}{N}}, \tag{3}$$

где  $P$  – мощность входного сигнала,  $R$  – расстояние между условной точкой сцены и фазовым центром антенны,  $F_i(F_s)$  – значение функции направленности передающей (приемной) антенны в направлении на условную точку сцены.

На рис.1 представлены импульсные характеристики идеально проводящей сферы диаметром  $d=20\text{см}$ , построенные вышеупомянутыми методами:



**Рис. 1.** Импульсные характеристики сферы, полученные на основе метода Прони (а) и метода линейной фильтрации (б).

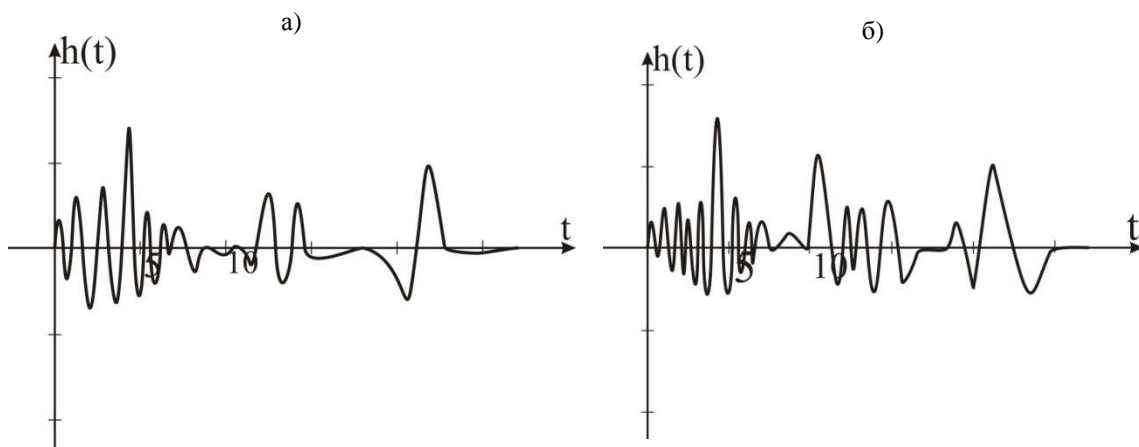
Сравнение полученных характеристик с известными из литературы [4], дает погрешность в пределах 1.5–2%, что свидетельствует об адекватности построенной модели.

В качестве объекта сложной формы приведена модель самолета-истребителя [5].

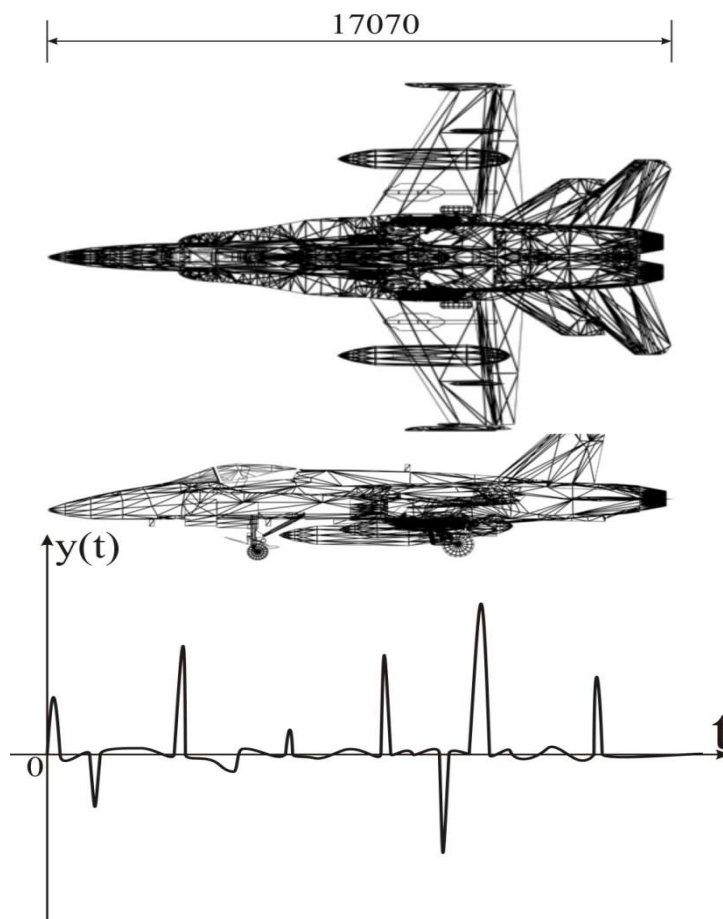
По имеющимся данным в программной среде создана модель, состоящая из плоских элементов и элементов поверхности второго порядка. Импульсная характеристика объекта при фронтальном облучении волной вертикальной поляризации представлена на рис. 2.

При свертке полученной импульсной характеристики со сверхразрешающим сигналом ( $\tau_u = 3$  нс,  $f_0 = 9.375$  МГц,  $\lambda = 3.2$  см) полу-

чен радиолокационный портрет цели (McDonnell Douglas F/A-18), представленный на рис. 3.



**Рис. 2.** Импульсные характеристики самолета McDonnell Douglas F/A-18, полученные на основе метода Прони (а) и метода линейной фильтрации (б).



**Рис. 3.** Радиолокационный портрет McDonnell Douglas F/A-18 Hornet

Таким образом, в работе исследован вопрос, связанный с анализом обратного рассеяния электромагнитных волн на телах сложной формы. На основе временного анализа предло-

жен подход для оценивания импульсных характеристик сложных объектов, который может быть использован в задачах распознавания.

*Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (гранты № 08-07-00175а, № 10-07-97012р).*

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кошелев В.И., Сарычев В.Т., Шипилов С.Э. Полусная модель сверхширокополосных сигналов и импульсных характеристик на основе принципа максимума энтропии. «Журнал радиоэлектроники», № 17, 2002.
2. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Пер. с англ. - М.: Мир, 1990.
3. Уфимцев П.Я. Метод краевых волн в физической теории дифракции. - М.: Сов. радио, 1962. -240 с.
4. Кенно Е.М, Моффат Д. Л. Аппроксимация переходных и импульсных переходных характеристик ТИИЭР. 1965. Т. 53 . № 8. С. 1025.
5. [http://en.wikipedia.org/wiki/F/A-18\\_Hornet](http://en.wikipedia.org/wiki/F/A-18_Hornet)

#### ПОДЪЕМНАЯ СИЛА ВИБРАЦИОННОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

Герасимов С.А.

*Южный федеральный университет  
Ростов-на-Дону, Россия*

Вибрационный летательный аппарат представляет собой систему двух тел, одно из которых совершает в атмосфере гармонические или негармонические колебания относительно другого тела [1]. Трудности разработки и создания такого летательного аппарата обусловлены только одним: экспериментальное значение подъемной силы пока остается неиз-

вестным. Прямые измерения подъемной силы, основанные на определении времени падения ЛА в поле силы тяжести нельзя считать удовлетворительными из-за недостаточной точности метода [2]. Из-за осцилляций центра тяжести ЛА нельзя согласиться и с результатами взвешивания вибрирующего устройства на рычажных весах [3]. Неоднозначный характер получаемых результатов делает недоступным еще один метод, основанный на определении веса вибрирующей системы, сопряженной с упругим элементом [4]. Чуть ли не единственным адекватным способом определения вибрационной силы становится метод изучения торсионных колебаний системы, составной частью которой является вибрационный ЛА.

Измерительная система представляет собой систему из четырех тел, способных совершать вращательно-колебательное движение в плоскости  $X'OY'$ , наклоненной под малым углом  $\alpha$  по отношению к горизонтальной плоскости  $XOY$  (рис. 1). Конусообразное тело  $U$  массой  $m$ , радиусом основания  $a$  и длиной образующей  $l$ , совершающее гармонические колебания при большой величине отношения  $c/r$  длины ведомого звена  $c$  к длине ведущего  $r$  кривошипно-шатунного механизма, является основной частью вибрационного ЛА. Его вторая необходимая часть – кривошипно-шатунный механизм массой  $M_1$ , создающий гармонические колебания с частотой  $f$  и амплитудой  $r$ , жестко соединен при помощи легкого стержня длиной  $R_1+R_2$  с балансиром  $B$  массой  $M_2$ . Если  $\varphi$  – угол поворота колебательной системы относительно положения равновесия, то вибрационная сила, в данном случае играющая роль подъемной, определяется выражением

$$F = (M_1 + m - M_2) g \sin \alpha \sin \varphi.$$

Угол наклона  $\alpha$  определяется соотношением

$$\sin \alpha = 4\pi^2 J / T_0^2 \cos \varphi [R_1(M_1 + m) - R_2 M_2] g,$$

описывающим период  $T_0$  затухающих собственных колебаний системы в установившемся режиме. Здесь  $J$  – момент инерции системы относительно оси вращения  $OZ'$ .

Поскольку подъемная сила при прочих равных условиях должна быть пропорциональна квадрату частоты  $f$ , квадрату амплитуды колебаний  $r$  и площади сечения конусообразного тела  $S=\pi a^2$ , то экспериментальные результаты

целесообразно представить в виде безразмерной автомоделной зависимости (рис. 2). С другой стороны, вибрационное перемещение симметричного тела, совершающего гармонические колебания, невозможно. Поэтому, при  $l=a$  подъемная сила должна быть равна нулю. Все это дает возможность весь массив экспериментальных данных описать одной единственной зависимостью: