

УДК 621.396.96

С.Р. Зиборов, канд. техн. наук,

Л.М. Краснов, канд. техн. наук

Севастопольский национальный технический университет

ул. Университетская, 33, Севастополь, Украина, 99053

E-mail: rt.sevgtu@stel.sebastopol.ua

РАДИОВОЛНОВЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ПАРАМЕТРОВ КОЛЕБАНИЯ ОБЪЕКТА

Проанализирована модель колеблющегося плоского отражателя при его облучении монохроматическим электромагнитным полем. Предложены алгоритмы и устройства обработки отраженного сигнала, позволяющие измерить амплитуду и частоту колебания отражателя.

Исследование механического колебания различных объектов имеет важное практическое значение, поскольку параметры колебания характеризуют конструктивные особенности и механические свойства как самих объектов, так и установленного на них силового оборудования (двигателей, генераторов, механизмов и т.п.). Знание параметров колебания объекта позволяет не только анализировать его динамические и прочностные характеристики, но и идентифицировать объект.

Во многих технических применениях параметры колебания объекта измеряют контактным методом с помощью датчиков [1], которые закрепляются непосредственно на объекте и имеют с ним механический контакт. Однако такой метод измерения имеет ряд недостатков, а именно:

- влияние датчика на параметры колебания;
- невозможность измерения параметров колебания объектов, имеющих большую площадь поверхности или большую протяженность (здания, мосты, вышки и т.п.)

Одним из перспективных неконтактных методов измерения параметров колебания объектов является радиолокационный метод, который исключает механический контакт измерителя с объектом измерения.

Целью работы является исследование сигнала, отраженного от колеблющегося объекта, облучаемого электромагнитной волной, а также принципов построения радиоволновых измерителей параметров колебания.

В качестве колеблющегося объекта был выбран плоский отражатель (рисунок 1).

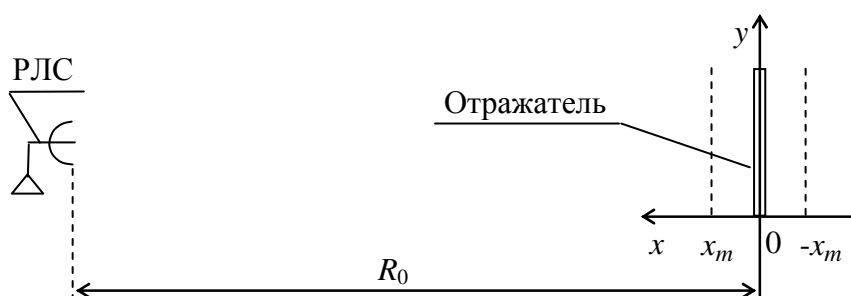


Рисунок 1 — Колеблющийся отражатель, облучаемый сигналом РЛС

Отражатель облучается монохроматической электромагнитной волной, которая возбуждается антенной радиолокационной станции (РЛС) и падает на поверхность отражателя. При этом предполагается, что высота и ширина отражателя много больше амплитуды x_m колебания, но много меньше расстояния R_0 между РЛС и отражателем.

Пусть движение отражателя относительно положения покоя имеет вид гармонического колебания вдоль оси x , совпадающей с направлением распространения отраженной волны,

$$x(t) = x_m \cos \Omega t, \quad (1)$$

где x_m , Ω — амплитуда и частота колебания отражателя соответственно.

С учетом (1) очевидно, что скорость и ускорение отражателя будут также изменяться по гармоническому закону:

$$v(t) = \dot{x}(t) = x_m \Omega \sin \Omega t; \quad (2)$$

$$a(t) = \ddot{x}(t) = -x_m \Omega^2 \cos \Omega t.$$

При облучении отражателя плоской волной с частотой ω_0 магнитная составляющая отраженной волны определяется по формуле [2]

$$H = H_m \sqrt{\sigma} \exp^{j\{\omega_0 t - 2\beta[R_0 - x(t)]\}}, \quad (3)$$

где H_m — амплитуда магнитной составляющей падающей волны; σ — эффективная площадь рассеяния отражателя; $\beta = 2\pi/\lambda$ — постоянная распространения волны (фазовый множитель); λ — длина падающей электромагнитной волны.

Тогда с учетом (1) и (3) отраженный сигнал, принятый РЛС, можно записать в виде

$$u_c(t) = U_{mc} \cos\{\omega_0 t - 2\beta[R_0 - x_m \cos \Omega t]\} = U_{mc} \cos\{\omega_0 t + \varphi_c(t)\}, \quad (4)$$

где $U_{mc} = H_m \sqrt{\sigma}$ — амплитуда сигнала; σ — эффективная площадь рассеяния отражателя; a — постоянный коэффициент;

$$\varphi_c(t) = -2\beta R_0 + 2\beta x_m \cos \Omega t \quad (5)$$

мгновенный фазовый сдвиг между зондирующей и отраженной волнами.

Дифференцируя фазу сигнала (5), находим его мгновенную частоту

$$\omega_c(t) = \omega_0 - 2\beta \Omega x_m \sin \Omega t = \omega_0 + \omega_d(t), \quad (6)$$

где $\omega_d(t) = -2\beta \Omega x_m \sin \Omega t$ — доплеровское смещение частоты отраженного сигнала.

Сравнивая выражения (1), (5) и (2), (6) видно, что переменная составляющая фазового сдвига (5) повторяет закон изменения перемещения (1), а переменная составляющая мгновенной частоты (6) — закон изменения скорости (2) отражателя.

Отраженный сигнал (4) можно рассматривать как частотно-модулированный (ЧМ), модулирующая частота которого равна Ω . Девиация частоты такого сигнала равна максимальному доплеровскому смещению частоты

$$\Delta\omega_d = 2\beta \Omega x_m = \frac{4\pi x_m}{\lambda} \Omega = K_m \Omega, \quad (7)$$

где $K_m = 4\pi x_m/\lambda$ — постоянный коэффициент, который равен приращению фазы отраженной волной при изменении расстояния между РЛС и отражателем на величину x_m .

Особенностью рассматриваемого ЧМ сигнала является то, что его девиация частоты (7) прямопропорциональна частоте модуляции Ω .

Индекс модуляции (ЧМ) сигнала определяется по формуле

$$m = \frac{\Delta\omega_d}{\Omega} = K_m = \frac{4\pi x_m}{\lambda}. \quad (8)$$

Если $x_m \ll \lambda/4\pi$, то согласно (8) $m \ll 1$ и ширина доплеровского спектра приблизительно равна 2Ω . Если $x_m > \lambda$, то $m \gg 1$ и ширина доплеровского спектра будет приблизительно составлять $2\Delta\omega_d$. Отсюда следует, что для получения узкополосного доплеровского спектра необходимо длину электромагнитной волны выбирать из условия

$$\lambda \gg 4\pi x_m.$$

Из выражений (5) и (6) видно, что как частота, так и фаза отраженного сигнала содержат информацию о параметрах колебания отражателя. Поэтому обработка отраженного сигнала может быть реализована путем частотного или фазового детектирования выходного сигнала тракта промежуточной частоты приемника РЛС при условии, что угловая модуляция, вызванная доплеровским смещением частоты, переносится без искажений на сигнал промежуточной частоты.

Поскольку основными параметрами колебания отражателя являются амплитуда x_m и частота Ω , то далее предложены и проанализированы структурные схемы блока обработки, обеспечивающего измерение указанных параметров.

На рисунке 2 изображена структурная схема блока обработки с частотным детектированием отраженного сигнала.

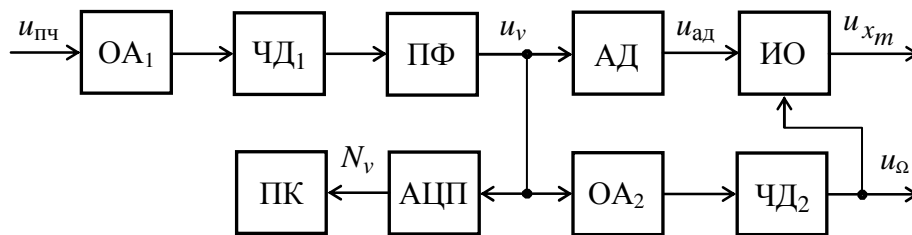


Рисунок 2 — Блок обработки с частотным детектированием сигнала

Выходной ЧМ сигнал $u_{пч}$ линейного тракта промежуточной частоты поступает на ограничитель амплитуды OA_1 , который подавляет паразитную амплитудную модуляцию отраженного сигнала. Частотный

детектор ЧД₁, работающий на промежуточной частоте, преобразует ограниченный по амплитуде ЧМ сигнал в напряжение, пропорциональное закону изменения частоты (6).

Полосовой фильтр ПФ выделяет из выходного сигнала ЧД₁ составляющую с частотой колебаний отражателя

$$u_v(t) = 2K_{\text{ЧД}_1} K_{\text{ПФ}} \beta \Omega x_m \sin \Omega t, \quad (9)$$

где $K_{\text{ЧД}_1}$ — коэффициент преобразования ЧД₁; $K_{\text{ПФ}}$ — коэффициент передачи ПФ.

Полосу пропускания ПФ выбирают, исходя из ожидаемого диапазона частот колебаний отражателя, с целью подавления внеполосных помех и шумов, содержащихся в выходном сигнале частотного детектора.

Аналого-цифровой преобразователь АЦП преобразует напряжение (9) в цифровой код N_v , который вводится в персональный компьютер ПК. Так как напряжение u_v пропорционально скорости движения отражателя, то интегрируя и дифференцируя полученный цифровой сигнал N_v , с помощью одного из пакетов прикладных программ (MathCAD, Matlab и т.п.) можно определить перемещение и ускорение отражателя.

Амплитудный детектор АД преобразует напряжение u_v в постоянное напряжение, пропорциональное произведению частоты и амплитуды колебания отражателя,

$$u_{\text{АД}} = 2K_{\text{ЧД}_1} K_{\text{Ф}} K_{\text{АД}} \beta \Omega x_m, \quad (10)$$

где $K_{\text{АД}}$ — коэффициент преобразования амплитудного детектора

Ограничитель амплитуды ОА₂ подавляет возможные изменения амплитуды напряжения (9), обусловленные нестабильностью коэффициентов $K_{\text{ЧД}_1}$, $K_{\text{ПФ}}$, β . Частотный детектор ЧД₂, работающей на низкой частоте $\Omega \ll \omega_{\text{пр}}$, преобразует переменное напряжение u_v в постоянное, пропорциональное частоте колебания отражателя,

$$u_{\Omega} = K_{\text{ЧД}_2} \Omega, \quad (11)$$

где $K_{\text{ЧД}_2}$ — коэффициент преобразования частотного детектора ЧД₂.

Напряжения (10) и (11) поступают на измерителя отношения ИО, который преобразует их в напряжение, пропорциональное амплитуде колебания отражателя,

$$u_{x_m} = \frac{u_{\text{АД}}}{u_{\Omega}} = \frac{2K_{\text{ЧД}_1} K_{\text{Ф}} K_{\text{АД}} \beta}{K_{\text{ЧД}_2}} x_m. \quad (12)$$

Используя выражения (11) и (12), определим относительные погрешности измерения частоты

$$\gamma_{\Omega} = \gamma_{\text{ЧД}_2}$$

и амплитуды колебания отражателя

$$\gamma_m = \sqrt{\gamma_{\text{ЧД}_1}^2 + \gamma_{\text{ПФ}}^2 + \gamma_{\text{АД}}^2 + \gamma_{\Gamma}^2 + \gamma_{\text{ЧД}_2}^2},$$

где $\gamma_{\text{ЧД}_2}$, $\gamma_{\text{ЧД}_1}$, $\gamma_{\text{ПФ}}$, $\gamma_{\text{АД}}$ — относительные погрешности частотных детекторов, полосового фильтра и амплитудного детектора соответственно; γ_{Γ} — относительная нестабильность частоты задающего генератора РЛС.

На рисунке 3 изображена структурная схема блока обработки сигнала, отраженного от колеблющегося отражателя, с фазовым детектированием отраженного сигнала.

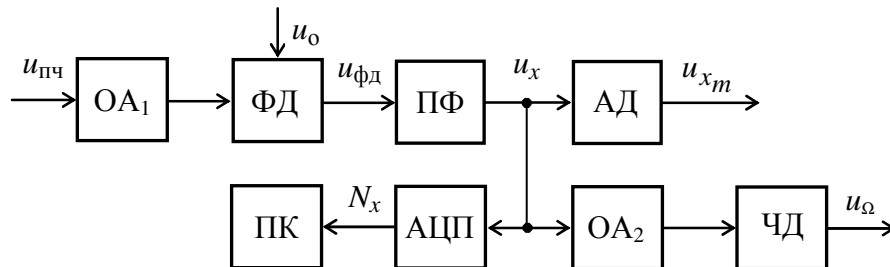


Рисунок 3 — Блок обработки с фазовым детектированием сигнала

На первый вход фазового детектора ФД подается усиленный и ограниченный по амплитуде ЧМ сигнал $u_{\text{пч}}$, снимаемый с выхода линейного тракта промежуточной частоты приемника РЛС, а на второй

вход — опорный сигнал промежуточной частоты, $u_o(t) = U_{mo} \cos \omega_{пр} t$, формируемый синтезатором частоты приемника.

Блок обработки настраивается так, чтобы фазовый сдвиг между сигналами $u_{пч}$ и u_o совпадал с фазовым сдвигом между отраженной и зондирующей волнами. Тогда на выходе фазового детектора ФД получим напряжение

$$u_{ФД}(t) = K_{ФД}(-2\beta R_o + 2\beta x_m \cos \Omega t), \quad (13)$$

где $K_{ФД}$ — коэффициент преобразования фазового детектора.

Полосовой фильтр ПФ выделяет переменную составляющую напряжения (13)

$$u_x(t) = 2K_{ФД}K_{ПФ}x_m \beta \cos \Omega t, \quad (14)$$

где $K_{ПФ}$ — коэффициент передачи полосового фильтра.

Напряжение (14) преобразуется с помощью АЦП в цифровой код N_x , который вводится в персональный компьютер, где обрабатывается с помощью одного из пакетов прикладных программ. Так как напряжение u_x пропорционально перемещению отражателя, то дважды дифференцируя цифровой сигнал N_x , рассчитывается скорость и ускорение отражателя с помощью персонального компьютера.

Сигнал (14) детектируется амплитудным детектором АД, на выходах которого получаем напряжения, пропорциональные амплитуде колебания отражателя,

$$u_{x_m} = 2K_{ФД}K_{ПФ}\beta x_m, \quad (15)$$

Формирование напряжения, пропорционального частоте колебания отражателя, реализуется с помощью ограничителя амплитуды ОА₂ и частотного детектора ЧД аналогично тому, как это выполнено в блоке обработки (рисунок 2). Поэтому относительная погрешность измерения частоты определяется также аналогично рассмотренному ранее случаю.

С учетом (15) относительная погрешность измерения амплитуды колебания определяется по формуле

$$\gamma_m = \sqrt{\gamma_{ФД}^2 + \gamma_{ПФ}^2 + \gamma_{АД}^2 + \gamma_{Г}^2},$$

где $\gamma_{ФД}$, $\gamma_{ПФ}$, $\gamma_{АД}$ — относительные погрешности фазового детектора, полосового фильтра и амплитудного детектора соответственно; $\gamma_{Г}$ — относительная нестабильность частоты задающего генератора РЛС.

Сравнительный анализ рассмотренных измерителей показывает, что измеритель (рисунок 3) имеет более простую реализацию по сравнению с измерителем (рисунок 2), поскольку его алгоритм работы включает в себя меньшее количество функциональных преобразований. Кроме того, измеритель с частотным детектированием для расчета перемещения отражателя требует выполнения операции интегрирования, которая, как известно, может быть выполнена только с точностью до постоянной составляющей.

Следует отметить, что предложенные алгоритмы обработки отраженного сигнала достаточно просты и могут быть реализованы с помощью цифрового сигнального процессора, не прибегая к использованию аналоговых узлов и персонального компьютера.

По результатам выполненного анализа можно сделать следующие выводы.

1. Предложенная кинематическая модель колеблющегося отражателя позволяет выявить основные особенности доплеровского спектра отраженного сигнала.
2. Установлено, что мгновенные частота и фаза отраженного сигнала содержат информацию об амплитуде и частоте колебания отражателя.
3. Предложены структурные схемы блоков обработки отраженного сигнала с частотным и фазовым детектированием.
4. Показано, что блок обработки с фазовым детектированием сигнала имеет более простой алгоритм работы и поэтому обеспечивает более высокую точность измерения параметров колебания по сравнению с измерителем на основе частотного детектирования.

При дальнейшем исследовании предполагается разработка микропроцессорных моделей блоков обработки отраженного сигнала с последующей их реализацией.

Библиографический список

1. Гик Л.Д. Измерение вибраций / Л.Д. Гик. — Новосибирск: Наука, Сибирское отделение, 1972. — 300 с.
2. Гольдштейн Л. Д. Электромагнитные поля и волны / Л. Д. Гольдштейн. Н. В. Зернов. — М.: Сов. Радио, 1971. — 664 с.

Поступила в редакцию 10.12.2007 г.