

Заключение. Предложена модель оптимального одномерного вероятностного квантования детерминированной или случайной величины и представления ее совокупностью равных квантов, при котором вероятность квантуемой величины достигает максимального значения. Величина оптимального кванта зависит от вероятностного распределения, порога ограничения и параметра влияния.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гришанин Б. А. Учет ценности информации в теории ценности информации // Изв. АН СССР. Сер. Техн. кибернетика. 1967. № 2.
2. Андронов А. М., Бокоев Т. И. Оптимальное в смысле заполнения квантование информации // Изв. АН СССР. Сер. Техн. кибернетика. 1979. № 3. С. 154—158.

Сведения об авторах

- Иван Юрьевич Парамонов** — канд. техн. наук, докторант; Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург; E-mail: ivan_paramonov@mail.ru
- Владимир Александрович Смагин** — д-р техн. наук, профессор; Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, кафедра метрологического обеспечения, Санкт-Петербург; E-mail: va_smagin@mail.ru

Рекомендована отделом перспектив развития АСУ и связи

Поступила в редакцию
02.10.13 г.

УДК 621.372

С. И. ЗИАТДИНОВ

ФОРМИРОВАНИЕ АНАЛИТИЧЕСКОГО СИГНАЛА С ЗАДАННОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

Предложен алгоритм формирования аналитического сигнала с использованием фазовращателя, обеспечивающего любой, но постоянный фазовый сдвиг в заданном диапазоне частот. Рассмотрены конкретные примеры.

Ключевые слова: комплексный сигнал, аналитический сигнал, импульсная характеристика, фазовый сдвиг.

Комплексные сигналы наряду с действительными широко используются в разнообразных системах обработки информации. В общем виде комплексный сигнал можно представить выражением

$$z(t) = x(t) + jy(t),$$

где $x(t)$, $y(t)$ — вещественная и мнимая части комплексного сигнала.

В частном случае использования преобразования Гильберта вещественные сигналы $x(t)$ и $y(t)$ аналитического сигнала определяются из следующих соотношений [см. лит.]:

$$y(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(l)}{t-l} dl, \quad x(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{y(l)}{t-l} dl.$$

При этом принято считать, что сигналы $x(t)$ и $y(t)$ сопряжены по Гильберту.

Для гармонического сигнала $x(t) = \cos \omega_0 t$ сопряженный сигнал определяется выражением $y(t) = -\sin \omega_0 t$. В результате преобразователь Гильберта можно рассматривать как фазовращатель спектральных составляющих сигнала $x(t)$ на угол $-\pi/2$ с коэффициентом передачи, равным единице во всем частотном диапазоне.

Частотная передаточная функция и фазочастотная характеристика (ФЧХ) преобразователя Гильберта определяются следующим образом:

$$W(j\omega) = \begin{cases} -j & \text{при } \omega > 0, \\ j & \text{при } \omega < 0; \end{cases} \quad \varphi(\omega) = \begin{cases} -\pi/2 & \text{при } \omega > 0, \\ \pi/2 & \text{при } \omega < 0. \end{cases}$$

Представляет интерес определение двух составляющих $x(t)$ и $y(t)$ аналитического сигнала с заданным взаимным фазовым сдвигом φ_0 в определенном диапазоне частот:

$$\begin{cases} x(t) = \cos \omega_0 t, \\ y(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi_0); \end{cases} \quad \varphi(\omega) = \begin{cases} \varphi_0 & \text{при } \omega > 0, \\ -\varphi_0 & \text{при } \omega < 0. \end{cases} \quad (1)$$

В частности, при $\varphi_0 = -\pi/2$ имеет место преобразование Гильберта.

Данная задача может быть решена с помощью преобразователя (фазовращателя), амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) и фазочастотная характеристика которого показаны на рис. 1, а, б соответственно, где ω_B — верхняя граничная частота АЧХ преобразователя.

Такой преобразователь имеет в полосе частот $\pm\omega_B$ коэффициент передачи, равный единице, и для положительных частот в диапазоне $\omega = 0 \dots \omega_B$ обеспечивает фазовый сдвиг φ_0 , а для отрицательных частот в диапазоне $\omega = -\omega_B \dots 0$ — фазовый сдвиг $-\varphi_0$. Фазовый сдвиг φ_0 может принимать любые как положительные, так и отрицательные значения.

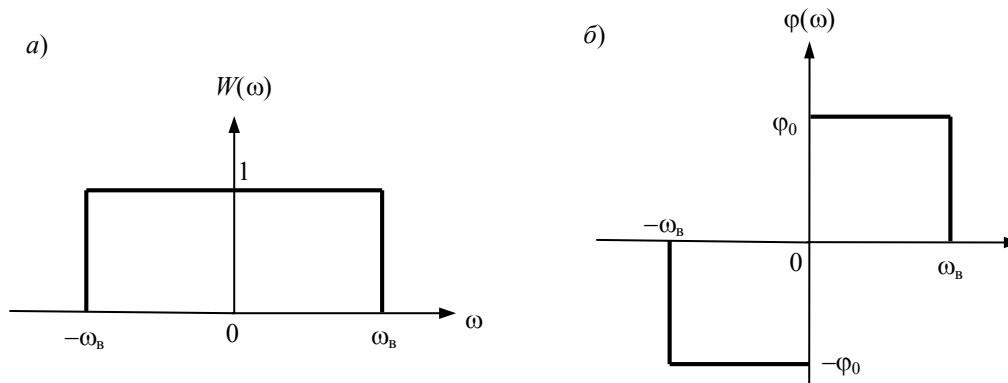


Рис. 1

Для конкретного входного сигнала $x(t)$ выходной сигнал преобразователя можно определить с помощью интеграла наложения

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(\tau)h(t-\tau)d\tau, \quad (2)$$

где $h(t)$ — импульсная характеристика преобразователя, определяемая, в свою очередь, выражением

$$h(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W(j\omega)e^{j\omega t} d\omega.$$

С учетом соотношения (1) можно записать

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_B}^0 e^{-j\varphi_0} e^{j\omega t} d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_0^{\omega_B} e^{j\varphi_0} e^{j\omega t} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_B}^0 e^{j(\omega t - \varphi_0)} d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_0^{\omega_B} e^{j\varphi_0} e^{j(\omega t + \varphi_0)} d\omega. \end{aligned} \quad (3)$$

Используя в выражении (3) преобразование Лапласа $e^{j\varphi} = \cos \varphi + j \sin \varphi$, после несложных тригонометрических преобразований получаем

$$h(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_B} \cos(\omega t + \varphi_0) d\omega = \frac{2}{\pi t} \sin \frac{\omega_B t}{2} \cos \left(\frac{\omega_B t}{2} + \varphi_0 \right).$$

Ранее отмечалось, что фазовый сдвиг φ_0 может быть как положительным, так и отрицательным. В частных случаях можно записать:

$$\varphi_0 = \mp \pi / 2, h(t) = \pm \frac{2}{\pi t} \sin^2 \frac{\omega_B t}{2}; \tag{4a}$$

$$\varphi_0 = \mp \pi / 4, h(t) = \sqrt{2} \cdot \frac{1}{\pi t} \left(\cos \frac{\omega_B t}{2} \pm \sin \frac{\omega_B t}{2} \right) \sin \frac{\omega_B t}{2}; \tag{4б}$$

$$\varphi_0 = \mp \pi / 6; h(t) = \frac{1}{\pi t} \left(\sqrt{3} \cdot \cos \frac{\omega_B t}{2} \pm \sin \frac{\omega_B t}{2} \right) \sin \frac{\omega_B t}{2}, \tag{4в}$$

$$\varphi_0 = 0; h(t) = \frac{1}{\pi t} \sin \omega_B t. \tag{4г}$$

Для входного сигнала $x(t) = \cos \omega_0 t$ с использованием соотношений (2) и (4a)—(4г) были рассчитаны выходные сигналы преобразователя $y(t)$, временные реализации которых для значений фазовых сдвигов φ_0 , равных 0, -45° и -90° , приведены на рис. 2.

Рассмотрим вариант построения преобразователя (фазовращателя), работающего с сигналом в диапазоне частот $\omega = \omega_1 \dots \omega_2$. АЧХ и ФЧХ такого преобразователя показаны на рис. 3, а, б соответственно.

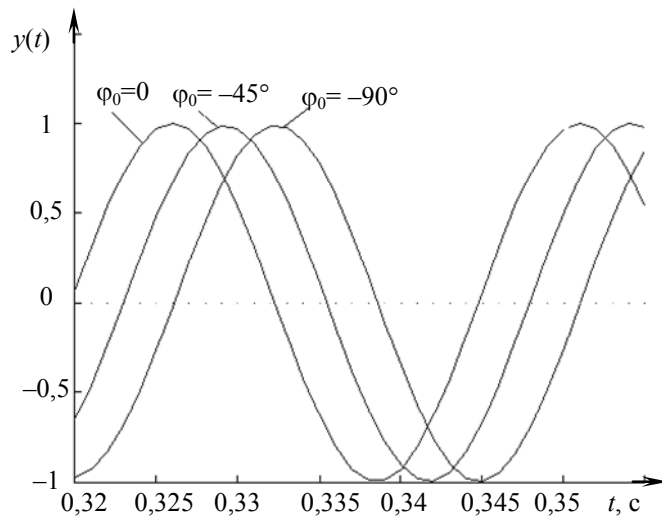


Рис. 2

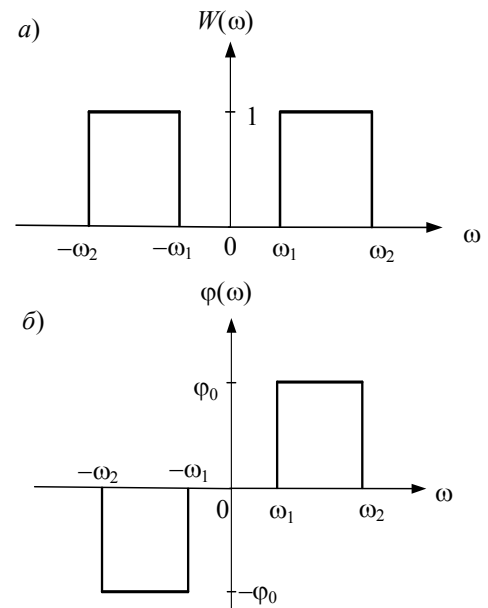


Рис. 3

Найдем импульсную характеристику рассматриваемого преобразователя:

$$\begin{aligned} h(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_2}^{-\omega_1} e^{-j\varphi_0} e^{j\omega t} d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} e^{j\varphi_0} e^{j\omega t} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_2}^{-\omega_1} e^{j(\omega t - \varphi_0)} d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1}^{\omega_2} e^{j(\omega t + \varphi_0)} d\omega. \end{aligned} \tag{5}$$

После несложных тригонометрических преобразований в уравнении (5) получим

$$h(t) = \frac{2}{\pi t} \sin \frac{(\omega_2 - \omega_1)t}{2} \cos \left[\frac{(\omega_2 + \omega_1)t}{2} + \varphi_0 \right].$$

В частных случаях можно записать:

$$\varphi_0 = \mp \pi / 2, \quad h(t) = \pm \frac{2}{\pi t} \sin \frac{(\omega_2 - \omega_1)t}{2} \sin \frac{(\omega_2 + \omega_1)t}{2};$$

$$\varphi_0 = \mp \pi / 4, \quad h(t) = \sqrt{2} \cdot \frac{1}{\pi t} \sin \frac{(\omega_2 - \omega_1)t}{2} \left[\cos \frac{(\omega_2 + \omega_1)t}{2} \pm \sin \frac{(\omega_2 + \omega_1)t}{2} \right];$$

$$\varphi_0 = \mp \pi / 6, \quad h(t) = \frac{1}{\pi t} \sin \frac{(\omega_2 - \omega_1)t}{2} \left[\sqrt{3} \cdot \cos \frac{(\omega_2 + \omega_1)t}{2} \pm \sin \frac{(\omega_2 + \omega_1)t}{2} \right];$$

$$\varphi_0 = 0, \quad h(t) = \frac{1}{\pi t} \sin \frac{(\omega_2 - \omega_1)t}{2} \cos \frac{(\omega_2 + \omega_1)t}{2}.$$

Рассмотренный алгоритм построения фазовращателя позволяет моделировать аналитический сигнал с произвольным взаимным фазовым сдвигом вещественной и мнимой составляющих в заданном диапазоне частот.

ЛИТЕРАТУРА

Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь, 1986. 512 с.

Сведения об авторе

Сергей Ильич Зиатдинов — д-р техн. наук, профессор; Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, кафедра информационно-сетевых технологий; E-mail: kaf53@guar.ru

Рекомендована кафедрой
информационно-сетевых технологий

Поступила в редакцию
11.03.14 г.

УДК 921.01

Л. В. ЕФРЕМОВ

ЭФФЕКТИВНЫЙ МЕТОД УСКОРЕННЫХ РЕСУРСНЫХ ИСПЫТАНИЙ УЗЛОВ ТРЕНИЯ МАШИН

Рассматривается эффективный метод ускоренных ресурсных испытаний узла трения машин в целях оценки его гамма-процентного ресурса. Метода основан на параметрической модели типа „Веер“ процесса изнашивания узлов путем измерения степени износов способом искусственных баз.

Ключевые слова: вероятность, выборка, испытания, нагрузка, отказ, распределение, ресурс.

Для оценивания показателей долговечности машин (гамма-процентных ресурсов, сроков службы и др.) применяются различные методы ускоренных ресурсных испытаний с учетом особенностей изучаемых процессов. Известны цензурированные, параметрические и комбинированные методы испытаний с использованием соответствующих вероятностных