

# МЕТОДЫ ЦИФРОВОЙ ГЕНЕРАЦИИ СЛУЧАЙНОГО СИГНАЛА

Н. Г. КУЗЬМЕНКО

*Красноярский государственный технический университет, Россия*

e-mail: n\_kuzmenko@rambler.ru

The requirements for a signal to be random are formulated. Some digital generation methods of a random signal with the given power spectrum are considered, these methods are rated using the results of the mathematical modelling. It is concluded that one of the methods completely satisfies the formulated requirements.

Одной из главных проблем, которую необходимо решать при создании систем управления испытаниями изделий на широкополосную случайную вибрацию (ШСВ), является выбор адекватного способа генерации случайного сигнала с заданной спектральной плотностью мощности (СПМ).

Как правило, режим виброиспытаний задается кусочно-линейной целевой функцией СПМ виброускорения, виброскорости или виброперемещения для некоторой точки испытуемого объекта. В этой точке устанавливается датчик вибропараметра, сигнал с которого подается на вход обратной связи системы управления. Система управления обязана воспроизвести заданную целевую функцию в данной точке с заранее оговоренной точностью. Очевидно, что для этого она должна быть тем или иным способом введена в систему. Для цифровых систем управления это не вызывает сложности: кусочно-линейная целевая функция представляется массивом чисел. Каждое число представляет собой СПМ целевой функции в известном узком спектральном диапазоне, равном частотному разрешению системы при анализе сигнала обратной связи. При этом, как правило, используется равномерное разрешение по частоте, что обусловлено применением дискретного преобразования Фурье в форме алгоритмов быстрого преобразования Фурье различных модификаций.

Что касается аналоговых систем управления, то для них характерно неравномерное разрешение по частоте, что обусловлено использованием аналоговых фильтров. Соответственно, при задании СПМ целевой функции диапазоны частот, где она кусочно-постоянна, привязываются к полосам пропускания фильтров. Обычно эти диапазоны задаются в тех или иных долях октавы.

В связи с бурным развитием цифровой вычислительной техники и целым рядом недостатков, присущих аналоговым системам управления (малая надежность, сложность в эксплуатации, громоздкость и недостаточная точность), в настоящее время широкое применение получили цифровые системы управления ШСВ, использующие различные итерационные алгоритмы управления.

В процессе работы таких систем производится сравнение СПМ сигнала обратной связи с заданной целевой функцией в каждой частотной полосе разрешения. Результаты этого

сравнения используются для коррекции СПМ сигнала нагружения, подаваемого на вибровозбудитель. При этом спектральная плотность мощности сигнала обратной связи и целевой функции представлены в памяти ЭВМ в виде массива чисел, каждое из которых “привязано” к своей частотной полосе. Причем при анализе сигнала обратной связи ширина этих частотных полос выбирается одинаковой и равной разрешению по частоте.

После того как сформирована СПМ сигнала нагружения для очередной итерации, необходимо преобразовать ее в непрерывный случайный сигнал с заданной СПМ, который должен “выдаваться” на вибровозбудитель в течение всего времени анализа сигнала обратной связи и вычисления новой СПМ сигнала нагружения.

Таким образом, возникает проблема генерации непрерывного случайного сигнала по заданной в виде массива чисел спектральной плотности мощности. Сходная задача возникает и для аналоговых систем управления, где она решается путем пропускания сигнала от генератора белого шума через систему фильтров с последующим взвешенным усилением и сложением. При этом в аналоговых системах фактически на каждый частотный поддиапазон управления необходимо иметь отдельный формирующий фильтр-усилитель. В принципе, используя цифровые фильтры, можно построить подобную цифровую систему. Однако аппаратные затраты в этом случае будут в значительной степени избыточными.

Существуют иные способы решения данной проблемы. Как правило, они базируются на использовании разложения Райса — Пирсона с применением дискретного преобразования Фурье.

Короткая выборка случайного процесса может быть получена следующим образом. Пусть  $G_b(\Delta f, k)$ ,  $k = 0, 1, \dots, N/2 - 1$ ,  $G_b(0) = 0$  — массив СПМ сигнала нагружения, определенный при целых  $k$  на интервале  $[0, (N/2 - 1)\Delta f]$ , где  $\Delta f$  — ширина частотной полосы разрешения. Тогда массив отсчетов выборки случайного процесса может быть получен из выражения

$$b(\Delta t n) = \sum_{k=0}^{N/2-1} \sqrt{G_b(\Delta f, k)} \cos(2\pi \Delta f k \Delta t n + \varphi_k), \quad \Delta t = \frac{1}{\Delta f N},$$

где  $\varphi_k$  — равномерно распределенная на интервале  $[0, 2\pi]$  случайная величина.

Обычно используют следующую модификацию этого метода. Определим вспомогательный комплексный массив:

$$B(\Delta f k) = \begin{cases} 0, & k = 0, N/2, \\ \sqrt{\frac{1}{2} G_b(\Delta f, k) \Delta f} e^{i\varphi_k}, & k = 1, \dots, N/2 - 1, \\ \sqrt{\frac{1}{2} G_b(\Delta f, k) \Delta f} e^{-i\varphi_k}, & k = N/2 + 1, \dots, N - 1. \end{cases}$$

Тогда

$$b(\Delta t n) = \sum_{k=0}^{N-1} B(\Delta f k) \cdot \exp\{2\pi i \Delta f k \Delta t n\}.$$

Очевидно, что это преобразование может быть осуществлено с применением алгоритма быстрого преобразования Фурье. Выборка  $b(\Delta t n)$ , называемая далее *базовой выборкой*, является действительной и определена на дискретном множестве из  $N$  равноотстоящих отсчетов внутри интервала времени длительности

$$T_b = \frac{1}{\Delta f}.$$

Рассмотрим несколько различных способов формирования непрерывного случайного сигнала  $x(t)$  по некоторой конечной реализации  $b(\Delta tn)$ , имеющей заданную СПМ  $G_b(\Delta f k)$ . Прежде всего необходимо сформулировать основные требования, предъявляемые к сигналу:

- 1)  $x(t)$  должен быть непрерывным;
- 2)  $x(t)$  должен иметь непрерывную СПМ, не зависящую от того, какие случайные фазы были заданы при генерации базовой выборки;
- 3) спектральная плотность мощности  $x(t)$  в каждой  $k$ -й частотной полосе управления с шириной  $\Delta f$  и центральной частоты  $k\Delta f$  должна как можно меньше отличаться от постоянной, равной  $G_b(\Delta f k)$ . При этом желательно минимизировать “перетекание” мощности из данной частотной полосы в соседние. В идеальном случае СПМ  $x(t)$  должна состоять из “прямоугольников”, внутри которых равномерно “размазана” мощность, равная  $G_b(\Delta f k)$ ;
- 4) сигнал  $x(t)$  не должен быть модулирован в том смысле, что его мгновенная мощность (средняя мощность на интервалах времени, сравнимых по величине с  $T_b$ ) не должна зависеть от времени;
- 5) сигнал  $x(t)$  должен иметь распределение, близкое к нормальному (гауссовскому). При этом распределение  $x(t)$  не должно зависеть от случайных фаз  $\varphi_k$ , задаваемых при генерации базовой выборки  $b(\Delta tn)$ .

Известны различные способы генерации  $x(t)$ , каждый из которых обладает теми или иными достоинствами и недостатками. Общим для всех способов является то, что непрерывный аналоговый сигнал  $x(t)$  формируется с помощью цифроаналогового преобразователя (ЦАП) из бесконечной последовательности дискретных отсчетов функции  $x(\Delta tm)$  с интервалом квантования по времени

$$\Delta t = \frac{1}{\Delta f N}.$$

**Способ 1.** По этому способу базовая выборка  $b(\Delta tn)$  циклически выдается на ЦАП с первого отсчета. Очевидно, что полученный сигнал является периодическим и вследствие этого только условно может считаться случайным:

$$x(\Delta t(lN + m)) = b(\Delta tm), \quad m = 0, 1, \dots, N - 1, \quad l = 0, \dots, \infty.$$

**Способ 2.** По этому способу базовая выборка  $b(\Delta tn)$  также циклически выдается на ЦАП, но каждый цикл начинается не с первого отсчета, а с отсчета, индекс которого выбирается случайным числом, равномерно распределенным в диапазоне  $[0, N - 1]$ :

$$x(\Delta t(lN + m)) = b(\Delta t[m - \xi_l] \bmod N), \quad m = 0, 1, \dots, N - 1, \quad l = 0, \dots, \infty.$$

**Способ 3.** По этому способу с помощью  $b(\Delta tn)$  циклически формируются выборки длительностью  $\Delta tN(\xi + 1/2)$ , где  $\xi$  — случайное число, равномерно распределенное в диапазоне  $[-\beta, \beta]$ ,  $\beta = \text{const}$ . Указанные выборки последовательно выдаются на ЦАП. В частности, при  $\beta = 1/2$  имеем следующее соотношение:

$$x\left(\Delta t \cdot \sum_{i=0}^{l-1} N\left(\xi_i + \frac{1}{2}\right) + \Delta tm\right) = b(\Delta t[m] \bmod N), \quad m = 0, 1, \dots, N(\xi_l + 1/2) - 1, \quad l = 0, \dots, \infty.$$

**Способ 4.** По данному способу результирующий сигнал  $x(\Delta tm)$  формируется последовательной выдачей на ЦАП конечных выборок  $r_l$  длительностью  $N\Delta t$ , определяемых итерационной процедурой:

$$r_l(m\Delta t) = (1 - \alpha)r_{l-1}(m\Delta t) + \alpha b(\Delta t[m + \xi_l] \bmod N).$$

Тогда

$$x(\Delta t(lN + m)) = r_l(m\Delta t),$$

где  $\xi_l$  — целое случайное число, равномерно распределенное на интервале  $[0, N - 1]$ . Таким образом, на  $l$ -й итерации для коррекции текущего значения выдаваемой функции используется  $N$  значений базовой выборки, начиная с  $\xi_l$ -го элемента и далее по циклу. Параметр  $\alpha$  может быть выбран различным, но должен лежать в диапазоне  $[0, 1]$ . При  $\alpha = 0$  данный способ эквивалентен способу 1 (при условии, что  $r_0(\Delta tm) = b(\Delta tm)$ ), при  $\alpha = 1$  — способу 2 (далее будет рассмотрен случай, когда  $\alpha = 1/8$ ).

**Способ 5.** Способ заключается в том, что с помощью конечной базовой выборки  $b(\Delta tn)$ , определяющей СПМ результирующего сигнала, методом циклической выдачи со случайным периодическим изменением фазы (способ 2) получают три независимых сигнала. Каждый из этих сигналов модулируется периодическим сигналом, содержащим постоянную составляющую и первую гармонику, причем период этой гармоники больше длительности базовой выборки, а скачкообразные изменения фазы модулируемого сигнала наблюдаются в тот момент, когда модулирующий сигнал проходит через нуль, и только один раз за его период. Три модулирующих сигнала получают методом циклической выдачи (способ 1) из единственной модулирующей выборки  $m(\Delta tj)$ , определенной на интервале  $T_M$ . Модулирующие сигналы сдвинуты друг относительно друга по времени на  $1/3$  своего периода. Результирующий сигнал образуется как сумма трех описанных модулированных сигналов. Воспроизведение случайной выборки по данному способу иллюстрируют рис. 1–6.

Анализ описанных выше способов генерации случайных сигналов методами теории случайных процессов показывает, что для некоторых из них можно вычислить теорети-

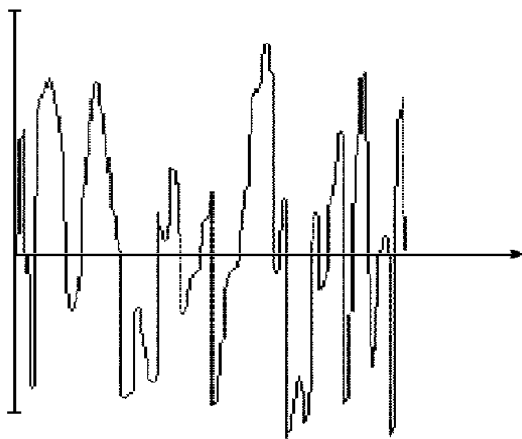


Рис. 1. Базовая выборка.

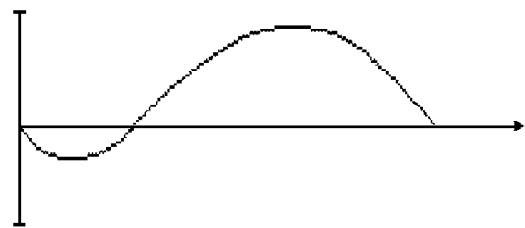


Рис. 2. Модулирующая выборка.

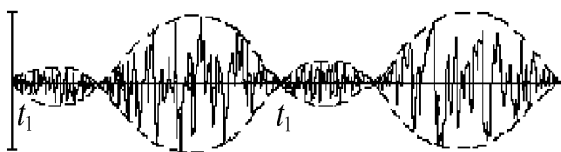


Рис. 3. Первая компонента сигнала.

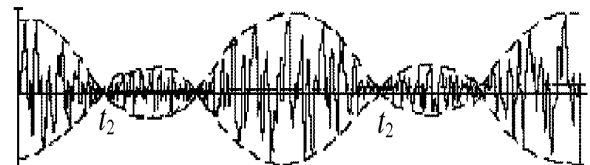


Рис. 4. Вторая компонента сигнала.

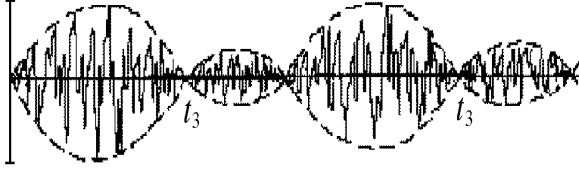


Рис. 5. Третья компонента сигнала.

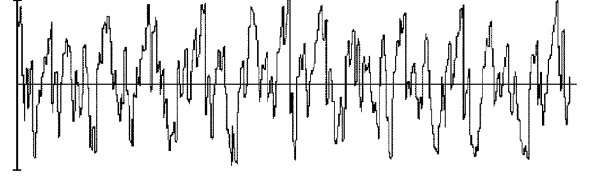


Рис. 6. Результирующий сигнал.

ческую СПМ. Покажем, в частности, что СПМ результирующего сигнала для способа 5 определяется соотношением

$$G(f) = \frac{3}{T_M} \sum_k |B(f_k)|^2 \cdot |M(f - f_k)|^2, \quad (1)$$

где  $B(f_k)$  —  $k$ -я компонента спектра базовой выборки;  $M(f)$  — спектральная плотность модулирующей выборки;  $T_M$  — период модулирующего сигнала.

Причем

$$B(f_k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} b(\Delta n) \exp \left\{ -\frac{2\pi i n k}{N} \right\}, \quad f_k = \Delta f k = \frac{k}{T_b},$$

$$M(f) = \int_{-T_M/2}^{T_M/2} m(t) \exp \{ -2\pi i f t \} dt, \quad (2)$$

где  $m(t)$  — модулирующая функция, которая на интервале  $[-T_M/2, T_M/2]$  и при  $t = \Delta t n$  ( $n$  — целое) совпадает с модулирующей выборкой  $m(\Delta t n)$ , а вне его равна нулю.

Определим функцию  $x_l(t)$  при любом  $t$  выражением

$$x_l(t) = \sum_k B(f_k) \exp \{ 2\pi i f_k (t - t_l + T_M/2 + T_b \xi_l) \}.$$

Эта функция соответствует сигналу, образованному циклическим продолжением базовой выборки  $b(\Delta t n)$  в обе стороны от  $t_l$  и сдвинутому на интервал  $T_b \xi_l$ , где  $\xi_l$  — равномерно распределенная на интервале  $[0, 1]$  случайная величина.

Образуем теперь функцию  $x(t)$ , равную сумме  $2L + 1$  произведений  $l$ -й функции  $x_l(t)$ ,  $l = -L, \dots, L$ , на соответствующую модулирующую функцию  $m_l(t) = m(t - t_l)$ . При этом моменты времени  $t_l$  в соответствии с требованием способа 5 отстоят друг от друга на интервал времени  $T_M/3$ .

$$x(t) = \sum_{l=-L}^L x_l(t) m(t - t_l).$$

Спектральная плотность такой функции определяется выражением

$$S_L(f) = \sum_k B(f_k) M(f - f_k) \sum_{l=-L}^L \exp \left\{ -2\pi i \left( f t_l - f_k \frac{T_M}{2} \right) + 2\pi i f_k T_b \xi_l \right\}.$$

Запишем квадрат модуля спектральной плотности

$$|S_L(f)|^2 = \sum_{l=-L}^L \sum_{m=-L}^L \sum_k \sum_j M(f - f_k) M^*(f - f_k) B(f_k) B^*(f_k) \times$$

$$\times \exp \left\{ -2\pi i \left( f t_l - f_k \frac{T_M}{2} \right) \right\} \cdot \exp \left\{ 2\pi i \left( f t_m - f_j \frac{T_M}{2} \right) \right\} \cdot \exp \{ 2\pi i T_b (f_k \xi_l - f_j \xi_m) \}.$$

Математическое ожидание записанного выражения определится теми слагаемыми, для которых  $k = j$  и  $l = m$ , поскольку только для них математическое ожидание сомножителя вида  $\exp\{2\pi i T_b(f_k \xi_l - f_j \xi_m)\}$  отлично от нуля. Математические ожидания всех слагаемых с различными  $l$  и одинаковыми  $k$  одинаковы, и всего их в сумме  $2L + 1$ .

Выражение для математического ожидания разделим на интервал времени

$$\left(\frac{2L}{3} + 1\right) T_M,$$

в течение которого сигнал, образованный описанным способом, отличен от нуля:

$$\frac{1}{T} M \{|S_L(f)|^2\} = \frac{2L + 1}{\left(\frac{2L}{3} + 1\right) T_M} \sum_k |B(f_k)|^2 |M(f - f_k)|^2.$$

Переходя к пределу в последнем выражении при  $L \rightarrow \infty$ , получаем искомую формулу (1) для СПМ. Нетрудно заметить, что переход к пределу по  $L$  эквивалентен предельному переходу по  $T$  для подобных соотношений, что и подтверждает корректность данной методики вычисления теоретической СПМ.

Определим конкретный вид теоретической СПМ сигнала, генерируемого по способу 5, для модулирующей функции вида

$$m(t) = \begin{cases} U + VC_\infty \left(\frac{2\pi t}{T_M} + \varphi\right), & |t| \leq \frac{T_M}{2}, \\ 0, & |t| > \frac{T_M}{2}, \end{cases} \quad (3)$$

причем  $U, V$  — константы, такие, что  $U \geq V$ , а величину  $\varphi$  найдем исходя из условия

$$m\left(-\frac{T_M}{2}\right) = m\left(\frac{T_M}{2}\right) = 0.$$

Выполнение последнего условия необходимо для того, чтобы результирующий сигнал был непрерывным. Тогда

$$\varphi = \arccos\left(-\frac{U}{V}\right) + \pi.$$

Спектральная плотность такой модулирующей функции может быть вычислена по формуле (2):

$$M(f) = \frac{T_M \sin(\pi f T_M)}{\pi} \left\{ \frac{U}{f T_M} + \frac{V f T_M \cos \varphi + i V \sin^2 \varphi}{1 - (f T_M)^2} \right\}.$$

Подставляя  $|M(f - f_k)|^2$  в формулу (1) и предполагая для простоты, что спектр базовой выборки  $b(\Delta t n)$  содержит только одну гармонику с частотой  $f_0$  единичной амплитуды, и вводя новую переменную  $z = (f - f_0) T_M$ , получаем

$$G(f) = \frac{3T_M}{\pi} \left( \frac{\sin \pi z}{z(z-1)(z+1)} \right)^2 \times \{z^4 (V \cos \varphi - U)^2 + z^2 (2UV \cos \varphi - 2U^2 + V^2 \sin^2 \varphi) + U^2\}. \quad (4)$$

С учетом (4) имеем

$$G(f) = \frac{3T_M}{\pi} \left( \frac{\sin \pi z}{z(z-1)(z+1)} \right)^2 \{z^2(V^2 - U^2) + U^2\}. \quad (5)$$

Видно, что выражение (5) имеет особенности при  $z = 0$ ,  $z = 1$  и  $z = -1$ , что соответствует частотам  $f_0$ ,  $f_0 + \frac{1}{T_M}$ ,  $f_0 - \frac{1}{T_M}$ . Дальнейший анализ показывает, что рассредоточение мощности гармоники базового сигнала с частотой  $f_0$  будет осуществляться в основном в полосе  $\left[ f_0 - \frac{1}{T_M}, f_0 + \frac{1}{T_M} \right]$ .

С точки зрения оптимального приближения формы кривой рассредоточения мощности для каждой спектральной компоненты к идеальной прямоугольной и минимизации “провала” СПМ в области примыкания соседних частотных полос разрешения предлагается выбрать параметры модулирующего сигнала, удовлетворяющие соотношениям

$$\frac{U}{V} = 0.6, \quad \frac{T_M}{T_b} = 2.307. \quad (6)$$

Покажем, что при выборе модулирующего сигнала в виде (3), несмотря на то, что каждая из трех компонент суммы модулирована, результирующий сигнал для такого способа не модулирован.

Модулирующий сигнал для каждой из трех компонент суммы с учетом сдвига на  $T_M/3$  запишем в виде

$$m_l(t) = U + V \cos 2\pi \left( \frac{t}{T_M} + \frac{l-1}{3} \right), \quad l = 1, 2, 3.$$

Каждый модулируемый сигнал  $x_l(t)$  образуем из базовой выборки  $b(t)$  по способу 5. Результирующий сигнал  $y(t)$  определяется суммой

$$y(t) = \sum_{l=1}^3 x_l(t) m_l(t).$$

Для каждого фиксированного момента времени  $t$  дисперсия  $y(t)$  вычисляется как

$$M\{y(t)\}^2 = \sum_{l=1}^3 D\{x_l(t)\} \left[ U + V \cos \left( \frac{t}{T_M} + \frac{l-1}{3} \right) \right]^2.$$

Поскольку

$$D\{x_l(t)\} = C = \text{const}$$

для всех  $t$  и  $l$ ,

$$D\{y(t)\} = C \sum_{l=1}^3 \left( U - V \cos \left( \frac{t}{T_M} + \frac{l-1}{3} \right) \right)^2 = 3CU^2 = \text{const}.$$

Из последнего выражения следует, что дисперсия  $y(t)$  не зависит от времени. Так как модулирующие функции компонент  $y(t)$  являются детерминированными, это и означает его немодулированность.

Если заменить множитель 3, обусловленный сложением по способу 5 трех независимых сигналов, на 1, соотношение (1) может быть использовано для вычисления СПМ сигнала по способу 2. При этом следует иметь в виду, что модулирующая функция по существу является прямоугольным окном с шириной  $T_M = T_b$ . Спектральная плотность такого окна описывается выражением

$$M(f) = \int_{-T_b/2}^{T_b/2} \exp\{-2\pi i f t\} dt = \frac{\sin \pi f T_b}{\pi f}.$$

Спектральная плотность мощности сигнала по способу 2 определится выражением

$$G(f) = \sum_k |B(f)|^2 \left( \frac{\sin \pi T_b (f - f_k)}{\pi T_b (f - f_k)} \right)^2 T_b.$$

Этот же метод применим для теоретической оценки СПМ сигнала по способу 3, однако получаемые при этом формулы слишком громоздки.

Для анализа особенностей СПМ и распределений случайных сигналов, полученных вышеупомянутыми способами, был разработан пакет программ численного моделирования. Полученные на основе численного моделирования результаты дают основание для сравнения качества сигналов, генерируемых с помощью каждого из описанных способов, по критериям, сформулированным ранее.

**Способ 1.** Сигнал, получаемый с помощью данного метода, является периодическим, и его СПМ имеет линейчатый характер, т. е. мощность сигнала в каждой частотной полосе разрешения сосредоточена вблизи центрального значения. Перетекание мощности из любой частотной полосы в соседние практически равно нулю. Функция распределения сигнала существенно зависит от выбора фаз при генерации базовой выборки. Такая зависимость объясняется тем обстоятельством, что сигнал не содержит иных отсчетов, кроме имеющихся в базовой выборке.

Данный способ не удовлетворяет критериям 2, 3, 5, поэтому имеет ограниченное применение. Его можно применять (в качестве способа генерации квазислучайного сигнала) только для испытаний объектов с постоянной времени релаксации, меньшей, чем длительность базовой выборки.

**Способ 2.** Спектр полученного сигнала сплошной, однако сам сигнал имеет периодические разрывы в точках сопряжения соседних выборок. Форма кривой “размазывания” каждой отдельной спектральной компоненты, как было показано ранее, имеет характер  $\sin(\pi T_b f)/(\pi T_b f)$ . Из любой полосы разрешения во все соседние “вытекает” примерно 20 % мощности. Для данного способа справедливо все сказанное относительно распределения сигнала по способу 1.

Таким образом, сигнал, сгенерированный по данному способу, не удовлетворяет критериям 1, 5, а в смысле критерия 3 весьма далек от идеального. Тем не менее в силу простоты реализации он может применяться в тех случаях, когда объект испытаний не слишком чувствителен к воздействию импульсных нагрузок, порождаемых периодически разрывами в сигнале нагружения.

**Способ 3.** Сравнение СПМ сигнала (сформированных по двум базовым выборкам, имеющим одинаковые частотные компоненты, но различные фазы этих компонент) показывает, что результирующий сигнал существенно зависит от того, какие случайные фазы были заданы при формировании базовой выборки. При использовании данного метода



для генерации сигнала типа “белый шум” было получено, что отклонение СПМ сигнала от заданной равномерной носит квазислучайный характер и в отдельных частотных диапазонах превышает 70–80 %, а в среднем примерно 20–30 %. Для данного способа также справедливо все сказанное относительно способа 1. Способ не удовлетворяет ни одному критерию, сформулированному выше. При одинаковой сложности алгоритма генерации он явно уступает способу 2.

**Способ 4.** Основной недостаток способа: СПМ сигнала имеет линейчатый характер, мощность в каждой полосе разрешения сосредоточена вблизи центральной частоты. В этом смысле он похож на способ 1. Распределение сигнала, генерируемого по данному способу, наиболее точно приближается к нормальному. Способ 4 не удовлетворяет критерию 3. Кроме того, он не в полной мере удовлетворяет критерию 1, поскольку формируемый сигнал имеет разрывы.

**Способ 5.** Некоторое превышение уровня СПМ для численной модели по сравнению с расчетной объясняется смещенностью оценки для выбранного способа оценивания (усреднение СПМ по многим выборкам без применения временного окна). Суммарное “перетекание” мощности из любой полосы разрешения в соседние оценивается примерно в 13 %, причем почти вся “вытекающая” мощность сосредотачивается в двух непосредственно прилежащих к рассматриваемой частотных полосах. Следует также отметить, что внутри рассматриваемой частотной полосы неравномерность рассредоточения мощности настолько мала, что не выявляется на фоне естественной дисперсии оценки даже при усреднении по 1000 выборкам и, судя по теоретической кривой, не превышает 2–3 %.

С практической точки зрения распределение сигнала нормальное. Следует, однако, заметить, что наблюдается слабая зависимость моделируемого распределения от распределения базовой выборки (это распределение соответствует распределению сигнала по способу 1). Эта зависимость выражается, в частности, в слабой асимметрии гистограммы. Упомянутая асимметрия обусловлена тем, что при наличии в распределении базовой выборки значительных выбросов преобладающего знака результирующий сигнал приобретает малую постоянную составляющую того же знака. Этот эффект может быть устранен незначительной модуляцией способа, а именно: всякий раз, когда происходит изменение случайного сигнала, характеризующего сдвиг начала базовой выборки от начала модулирующей, необходимо изменить фазу (т. е. знак всех отсчетов) базовой выборки на противоположный.

Таким образом, следует констатировать, что сигнал, сформированный по способу 5, практически удовлетворяет почти всем вышеперечисленным критериям.

Представленные результаты модельного эксперимента позволяют сделать вывод о том, что наиболее предпочтительным из всех рассмотренных способов является способ 5. Хотя его техническая реализация сопряжена с определенными трудностями (для вычисления одного отсчета испытательного сигнала в частотном диапазоне в полосе 0...2500 Гц требуется произвести три умножения и два сложения за время порядка 100 мкс), аппаратные затраты при его реализации кажутся вполне адекватными поставленной задаче. В настоящее время способ реализован на базе микропрограммируемого микропроцессорного комплекта БИС серии 1804 для частотного диапазона 0...10 000 Гц и использован при создании системы управления испытаниями на широкополосную случайную вибрацию на базе ЭВМ типа СМ-2М. Способ проверен в условиях натуральных испытаний и может быть рекомендован к применению.

Кроме вышеописанных существуют так называемые модуляционные способы, которые используют принцип рассредоточения мощности каждой частотной компоненты перио-

дического сигнала, образованного циклическим повторением базовой выборки (способ 1), заключающийся в том, что этот сигнал умножается на низкочастотный случайный процесс, спектр которого ограничен частотой, равной половине ширины частотного интервала разрешения.

Полное численное моделирование таких способов затруднительно, поскольку для его реализации необходимо разработать цифровой алгоритм формирования упомянутого низкочастотного случайного процесса, что по существу эквивалентно задаче, решаемой в данной работе.

Тем не менее была предпринята попытка натурального моделирования одного из таких способов, которая выявила следующее. Способ обеспечил практически идеальное распределение мощности каждой спектральной компоненты в ее полосе разрешения, однако сигнал, как и следовало ожидать, оказался сильно модулированным. Наблюдение за поведением реального механического объекта, подвергнутого воздействию такого сигнала, показало, что его колебания имеют “локально-нестационарный” характер, т. е. объект ведет себя так, как если бы он подвергался воздействию длинной серии случайных ударов. При этом колебания имели нелинейный характер. Именно поэтому отсутствие модулированности сигнала было принято в качестве критерия его качества, и в дальнейшем все чисто модуляционные способы не рассматривались.

Можно предположить, что для модулированных сигналов не выполняется условие “независимого изменения” фаз локальных гармоник, т. е. если брать короткие выборки такого сигнала и вычислять их ДПФ, окажется что изменения фаз гармоник сильно коррелированы. Случайные же вибрации, которым объекты испытаний обычно подвергаются в условиях эксплуатации, таким свойством, как правило, не обладают.

Что касается способа 5, то наличия явных признаков модулированности при его натурном моделировании не наблюдалось, хотя по существу он является модуляционным.

## Список литературы

- [1] БИДЕРМАН В.Л. Теория механических колебаний. М.: Высш. шк., 1980. 205 с.
- [2] ОСНОВЫ теории колебаний / Мигулин В.В., Медведев В.И., Мустель Е.Р., Парыгин В.Н. М.: Наука, 1978. 392 с.
- [3] БОЖКО А.Е. Воспроизведение вибрации. Киев: Наук. думка, 1975. 228 с.
- [4] КРУГЛОВ Ю.А., ТУМАНОВ Ю.А. Ударовиброзащита машин, оборудования и аппаратуры. М.: Машиностроение, 1986. 306 с.
- [5] Вибрация в технике: Справочник / Под ред. В.Н. Челомей. М.: Машиностроение, 1981. 496 с.
- [6] БОЖКО А.Е., УРЕЦКИЙ Я.С. Системы формирования спектра случайных вибраций. Киев: Наук. думка, 1979. 290 с.
- [7] ГАМКРЕЛИДЗЕ С.А., ДОМРАЧЕВ В.Г., КРИТЕНКО М.И., КОТОВ Ю.Т. Принципы формирования требований к эксплуатационным параметрам и характеристикам унифицированных средств вычислительной техники специального назначения // Датчики и системы. 2001. № 8(27). С. 30–32.

- [8] РУТМАН Ю.Л. Способ кратковременных вибрационных испытаний // Динамическое нагружение конструкций. Методы и режимы виброиспытаний: Матер. VIII отраслевого совещания. Пермь, 1988. С. 25–31.

*Поступила в редакцию 2 ноября 2005 г.*