УДК 621.317.341 (088.8)

ТЕОРИЯ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ВРЕМЯИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ

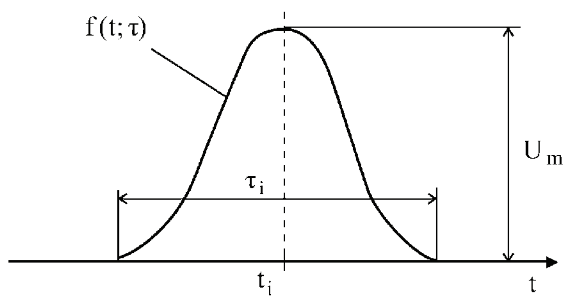
В.Н. Чинков, *доктор технических наук, профессор Харьковского университета Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба*

Излагаются общие теоретические основы воспроизведения (синтеза) прецизионных модулированных сигналов с малыми показателями модуляции, которые получают из первичных времяимпульсно-модулированных сигналов высокой точности путем узкополосной фильтрации.

The basic theoretical principles of precision modulated signals reproduction (synthesis) with lower modulation indices that are derived from primary time-pulse modulated signals of high accuracy by the narrowband filter are explained.

Развитие методов воспроизведения прецизионных модулированных сигналов относится к актуальным и сложным научно-техническим задачам метрологии. Одно из направлений повышения точности формирования амплитудно-модулированных (АМ) сигналов основано на применении амплитудно-импульсно-модулированных сигналов с гармонической и бинарной модуляцией амплитуд прямоугольных импульсов несущей и последующей их узкополосной фильтрацией [1]. Эти методы имеют значительные преимущества перед аналоговыми и могут использоваться при создании рабочих эталонов (калибраторов) коэффициента амплитудной модуляции (КАМ) в широком диапазоне его значений. Вместе с тем, такие и другие известные методы не пригодны для решения одной из важнейших прикладных задач, а именно, для определения чувствительности и точности прецизионных приборов и систем с амплитудно- и фазомодулированными (АМ и ФМ) информативными сигналами, где требуются малая дискретность и высокая точность задания параметров модуляции в области малых значений (до 10 %), а также относительно низкий диапазон частот несущей (единицы и десятки килогерц) и огибающей (десятки и сотни герц). Два метода формирования АМ-сигналов, удовлетворяющие приведенным выше требованиям, рассмотрены в [2, 3]. Они основаны на промежуточной эквивалентной модуляции длительности прямоугольных импульсов несущей с последующей их узкополосной фильтрацией для выделения прецизионных АМ-сигналов. При этом в одном методе используется бинарная модуляция, а в другом — треугольная модуляция длительности прямоугольных импульсов несущей. Однако в [2, 3] решены частные задачи воспроизведения прецизионных АМ-сигналов: предложены методы только для двух видов времяимпульсной модуляции (ВИМ) — прямоугольной и треугольной.

В то же время научный и практический интерес представляет постановка и решение общей задачи теории воспроизведения прецизионных АМ- и ФМ-сигналов на основе промежуточных времяимпульсно-модулированных сигналов, которая охватывала бы широкий класс законов модуляции различных временных параметров последовательности импульсов произвольной формы. Результатом решения такой задачи является обобщенная методика, обеспечивающая единый подход к синтезу прецизионных АМ- и ФМ- (а следовательно, ЧМ-) сигналов на основе ВИМ. Данная задача сводится к нахождению аналитических зависимостей между модуляцией временных параметров и положений импульсов в исходном (формируемом) сигнале с одной стороны и амплитудной и фазовой модуляцией в выходном, отфильтрованном сигнале — с другой, а также в доведении этих зависимостей до инженерных методик. Решению указанной задачи посвящена настоящая статья.



Одиночный импульс несущей

Рассмотрим периодическую последовательность импульсов несущей, форма которых произвольна и описывается функцией $f(t;\ \tau)$, а амплитуда U_m постоянна (см. рис.). На рисунке введены обозначения: t_i – положение середины i-го импульса; τ_i – параметр, определяющий длительность i-го импульса. Аналитическое представление такой импульсной последовательности

$$F(t)=\sum_{i=0}^{2N-1}\varepsilon_i f(t-t_i;\tau_i),$$

где $f(t-t_i;\ \tau_i)$ – функция, описывающая форму одиночного импульса; $N=\omega/\Omega$ – отношение круговой частоты ω несущей к круговой частоте Ω огибающей модулированного сигнала; $2N$ – число импульсов несущей на период огибающей формируемого ВИМ сигнала; ε_i – величина, введенная для того, чтобы охватить оба варианта однополярной и двухполярной последовательности импульсов несущей:

- для однополярной последовательности

$$\varepsilon_i=\begin{cases}1,\ \text{если } i \text{ четные;}\\ 0,\ \text{если } i \text{ нечетные;}\end{cases}$$

- для двухполярной последовательности импульсов

$$\varepsilon_i=\begin{cases}1,\ \text{если } i \text{ четные;}\\ -1,\ \text{если } i \text{ нечетные.}\end{cases}$$

Величину t_i представим выражением

$$t_i=\frac{T}{2N}i+\Delta t_i,\ i=\overline{0,2N-1},$$

где T – период огибающей модулированного сигнала. Начало отсчета времени – немодулированное положение центра нулевого импульса ($i=0$).

Временные параметры τ_i и Δt_i описывают дискретный закон модуляции длительности и положения импульсов несущей формируемой последовательности импульсов $F(t)$.

Вычислим комплексные коэффициенты Фурье $\dot D_n$ функции $F(t)$ [4], получим

$$\dot D_n=\dot D_{N+1}=\frac{1}{2N}\sum_{i=0}^{2N-1}(-1)^i\varepsilon_i q_i(\omega+l\Omega)e^{-j(\omega+l\Omega)\Delta t_i}e^{-j\frac{2\pi}{N}i},\quad(1)$$

где

$$q_i(\omega+l\Omega)=\frac{2N}{T}\int_{-\tau_i/2}^{\tau_i/2}f(t;\tau_i)e^{-j(\omega+l\Omega)t}dt;\quad(2)$$

$n=\overline{1,\infty}$ – номера гармоник; $l=\pm1;\pm2;\ldots$.

Импульсная последовательность $F(t)$ с гармониками $\dot D_n$ пропускается через узкополосный фильтр с полосой пропускания $\Delta\omega = 2l_0\Omega$. Для сигнала на выходе фильтра имеем

$$F^{\Phi}(t)=2A(t)\cos[\omega t+\psi(t)],\quad(3)$$

где $A(t)=|\dot A(t)|$; $\psi(t)=\arg\dot A(t)$;

$$\dot A(t)=\sum_{l=-l_0}^{l_0}\dot D_{N+l}\dot W_l e^{jl\Omega t}=A(t)e^{j\psi(t)};\quad(4)$$

$\dot W_l=\dot W(\omega+l\omega)$ – комплексная передаточная функция фильтра.

Соотношение (3) показывает, что в общем случае при прохождении импульсной последовательности $F(t)$, модулированной по частоте (периоду) и длительности импульсов, через узкополосный фильтр на его выходе образуется сигнал с амплитудной и фазовой модуляцией. Закон амплитудной модуляции определяется величиной $A(t)$, а закон фазовой модуляции – величиной $\psi(t)$.

Выделим в явном виде амплитудную модуляцию $A(t)$ из выходного сигнала узкополосного фильтра $F^{\Phi}(t)$. Для этого представим (4) в виде

$$\dot A(t)=\dot D_N\dot W_0(l+\delta\dot A),\quad(5)$$

где

$$\delta\dot A=\sum_{\substack{l=-l_0\\ l\neq0}}^{l_0}\frac{\dot D_{N+l}\dot W_l}{\dot D_N\dot W_0}e^{jl\Omega t};\quad(6)$$

$\dot W_0$ – передаточная функция фильтра на частоте несущей, $\dot W_0=\dot W(\omega)$. Как следует из (5) и (6), величина $\delta\dot A$ является по сути коэффициентом амплитудной модуляции.

Вычислим квадрат модуля $|\dot A(t)|^2$, из (5) находим

$$|\dot A(t)|^2=|\dot D_N|^2|\dot W_0|^2\left(1+2Re\delta\dot A+|\delta\dot A|^2\right).\quad(7)$$

При малых коэффициентах модуляции $|\delta\dot A|^2<<Re\delta\dot A$. Тогда, извлекая корень в (7) с точностью до членов, линейных по КАМ, получим

$$|\dot A(t)|=|\dot D_N||\dot W_0|(1+Re\delta\dot A)=|\dot D_N||\dot W_0|[1+a(t)].\quad(8)$$

Отсюда следует, что при малых значениях КАМ закон амплитудной модуляции $a(t)$ определяется величиной $Re\delta\dot A(t)$ (6):

$$a(t)=Re\delta\dot A=Re\sum_{\substack{l=-l_0\\ l\neq0}}^{l_0}\frac{\dot D_{N+l}\dot W_l}{\dot D_N\dot W_0}e^{jl\Omega t}.\quad(9)$$

Отметим, что если величина $\delta\dot A$ вещественна, то есть $Im\delta\dot A=0$, то формула (8) является точной.

Выделим фазовую модуляцию $\psi(t)$ из выходного сигнала фильтра $F^{\Phi}(t)$ с точностью до членов, линейных по коэффициенту модуляции (при малых коэффициентах модуляции), имеем

$$\psi(t)=\psi_0+Im\delta\dot A.\quad(10)$$

Таким образом, закон фазовой (и частотной) модуляции определяется функцией $Im\delta\dot A$.

Опуская громоздкие промежуточные выкладки в формулах (9) и (10), приведем окончательные выражения для амплитудной и фазовой модуляции выходного сигнала узкополосного фильтра:

$$a(t)=Re\delta\dot A=\sum_{l=1}^{l_0}M_l^+\cos(l\Omega t+\varphi_l^+);\quad(11)$$

$$\psi(t)-\psi_0=Im\delta\dot A=\sum_{l=1}^{l_0}M_l^-\sin(l\Omega t+\varphi_l^-).\quad(12)$$

При выводе (11) и (12) введены и учтены обозначения, определяемые равенствами

$$\dot{M}_l^+ = M_l^+ e^{jf_l^+} = \dot{M}_l + \overset{*}{M}_{-l} \quad ; \qquad (13)$$

$$\dot{M}_l^- = M_l^- e^{jf_l^-} = \dot{M}_l - \overset{*}{M}_{-l} \; ;$$

$$\dot{M}_l = \dot{K}_l \frac{\dot{D}_{N+l}}{\dot{D}_N} \; ; \quad \dot{M}_{-l} = \overset{*}{K}_l \frac{\dot{D}_{N-l}}{\dot{D}_N} \; , \qquad (14)$$

где $\dot{K}_l = \dot{W}_l / \dot{W}_0$; * – знак комплексного сопряжения.

Величины $\dot{M}_l^+$ и $\dot{M}_l^-$ представляют собой парциальные коэффициенты амплитудной и фазовой модуляции выходного сигнала фильтра. Количество этих коэффициентов и их относительные значения определяются формой и шириной полосы пропускания фильтра и законом модуляции исходной импульсной последовательности $F(t)$. Для вычисления коэффициентов $\dot{M}_l^+$ и $\dot{M}_l^-$ воспользуемся формулами (13) с учетом (1), (2) и (14), получим

$$\dot{M}_l^{\pm} = \frac{\dot{K}_l}{\left|\dot{D}_N\right|^2 (2N)^2} \sum_{i,i'=0}^{2N-1} (-1)^{i+i'} \varepsilon_i \varepsilon_{i'} \Big\{ q_i^*(\omega) q_{i'}(\omega + l\omega) \times$$

$$\times \exp\left[j\omega\Delta t_i - j(\omega + l\Omega)\Delta t_{i'} - j\frac{l\pi}{N} i' \right] \pm q_i(\omega) q_{i'}^*(\omega - l\Omega) \times$$

$$\times \exp\left[-j\omega\Delta t_i + j(\omega - 1\Omega)\Delta t_{i'} - j\frac{l\pi}{N} i' \right] \Big\} . \qquad (15)$$

Если форма импульсов несущей симметрична относительно их центра (что наиболее целесообразно для практической реализации), то есть $f(t;\tau_i) = f(-t;\tau_i)$, то, как видно из (2), величина $q_i(\omega + l\omega)$ – вещественна, то есть $q_i^*(\omega + l\Omega) = q_i(\omega - l\Omega)$. Поэтому для парциальных коэффициентов $\dot{M}_l^+$ и $\dot{M}_l^-$ из (15) имеем:

$$\dot{M}_l^+ = \frac{2\dot{K}_l}{\left|\dot{D}_N\right|^2 (2N)^2} \sum_{i,i'=0}^{2N-1} (-l)^{i+i'} \varepsilon_i \varepsilon_{i'} q_i(\omega) \Big[q_{i'l}^+ \cos\omega\left(\Delta t_i - \Delta t_{i'}\right) +$$

$$+ jq_{i'l}^- \sin\omega\left(\Delta t_i - \Delta t_{i'}\right) \Big] \exp\left[-jl\left(\frac{\pi}{N} i' + \Omega\Delta t_{i'} \right) \right] ; \quad (16)$$

$$\dot{M}_l^- = \frac{2\dot{K}_l}{\left|\dot{D}_N\right|^2 (2N)^2} \sum_{i,i'=0}^{2N-1} (-l)^{i+i'} \varepsilon_i \varepsilon_{i'} q_i(\omega) \Big[jq_{i'l}^+ \sin\omega\left(\Delta t_i - \Delta t_{i'}\right) +$$

$$+ q_{i'l}^- \cos\omega\left(\Delta t_i - \Delta t_{i'}\right) \Big] \exp\left[-jl\left(\frac{\pi}{N} i' + \Omega\Delta t_{i'} \right) \right] , \quad (17)$$

где $q_{i'l}^{\pm} = \frac{1}{2}\left[q_{i'}(\omega + l\Omega) \pm q_{i'}(\omega - l\Omega) \right]$.

Из (1) при 1 = 0 находим

$$\left|\dot{D}_n\right| = \frac{1}{2N} \times$$

$$\times \sqrt{ \sum_{i,i'=0}^{2N-1} (-1)^{i+i'} \varepsilon_i \varepsilon_{i'} q_i(\omega) q_{i'}(\omega) \cos\omega\left(\Delta t_i - \Delta t_{i'}\right) } . \qquad (18)$$

Формулы (16) и (17) совместно с (1), (2) и (18) являются исходными для расчета парциальных коэффициентов модуляции $\dot{M}_l^+$ и $\dot{M}_l^-$ при различных законах модуляции временных параметров импульсов несущей и, следовательно, позволяют определить, в соответствии с (11), (12), законы амплитудной и фазовой модуляции выходного сигнала фильтра.

Для получения конкретных результатов и упрощения расчетных формул рассмотрим наиболее интересный с практической точки зрения случай, когда частота несущей ω много больше частоты модуляции Ω($\omega >> \Omega$), а число импульсов N велико ($N >> 1$). В этом случае в выражении (1) можно пренебречь величиной $l\Omega$ по сравнению с ω и перейти от суммы к интегралу. Для этого введем фазовый угол $\alpha_i = i\pi/N$ (для двухполярной модуляции), при этом $\Delta\alpha = \pi/N$ и обозначим $\omega\Delta t_i = \beta_i$. Тогда (1) принимает вид

$$\dot{D}_{N+l} = \frac{1}{2\pi} \sum_{i=0}^{2N-1} q_i(\omega) e^{-j(l\alpha_i + \beta_i)} \Delta\alpha \; .$$

В этом выражении перейдем от суммы к интегралу. Для обоих вариантов модуляции последовательности импульсов – однополярной и двухполярной – можно записать общее выражение для коэффициентов Фурье:

$$\dot{D}_{N+l} = \frac{c}{2\pi} \int_0^{\pi} q(\omega; \alpha) e^{-j[l\alpha + \beta(\alpha)]} d\alpha \; , \qquad (19)$$

где с = 1 для двухполярной модуляции и с = 1/2 для однополярной модуляции последовательности импульсов $f(t;\tau)$.

В данной формуле величина $q(\omega;\alpha)$ определяется законом модуляции длительности, а величина $\beta(\alpha)$ – законом модуляции положения импульсов сигнала $f(t;\tau)$.

Для определенности рассмотрим условие, когда законы модуляции длительности и положения импульсов антисимметричны относительно середины интервала модуляции. В этом случае справедливы равенства

$$\begin{aligned} &\beta(-\alpha) = -\beta(\alpha); \; q(\alpha) = q_0 + \Delta q(\alpha); \\ &\Delta q(-\alpha) = -\Delta q(\alpha), \end{aligned} \qquad (20)$$

где

$$q_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} q(\alpha) d\alpha \qquad (21)$$

– постоянная составляющая (среднее значение) величины $q(\alpha)$.

С учетом (20) и (21) формулу (19) запишем так:

$$\dot{D}_{N+l} = \frac{c}{2\pi} \times$$

$$\times \left\{ q_0 \int_{-\pi}^{\pi} \cos[l\alpha + \beta(\alpha)] d\alpha - j \int_{-\pi}^{\pi} \Delta q(\alpha) \sin[l\alpha + \beta(\alpha)] d\alpha \right\} . \quad (22)$$

Автором исследованы характерные и наиболее просто реализуемые схемотехнические законы модуляции параметров исходной последовательности импульсов $f(t;\tau)$. Приведем результаты этих исследований.

1. Модулируется длительность импульсов несущей $f(t;\tau)$, а положение центров импульсов не модулируется, то есть $\beta(\alpha)=0$.

Для этого закона из (15) с учетом (18) и (22) получим

$$\dot{M}_l^+ = \frac{2\dot{K}_l}{\dot{D}_{\text{N}}}\dot{D}_{\text{N}+l} = -\frac{j\dot{K}_l}{\pi q_0}\int_{-\pi}^{\pi}\Delta q(\alpha)\sin l\alpha d\alpha; \qquad (23)$$

$$\dot{M}_l^- = 0.$$

Таким образом, если отсутствует модуляция положения импульсов несущей и $N>>1$, то при любой форме импульсов и любом законе модуляции их длительности в выходном сигнале узкополосного фильтра $F^{\Phi}(t)$ фазовая модуляция отсутствует.

Амплитуды и начальные фазы парциальных коэффициентов АМ-сигнала определяются из (23) с учетом (13):

$$M_l^+ = 2K_l\int_{-\pi}^{\pi}\Delta q(\alpha)\sin l\alpha d\alpha\left[\int_{-\pi}^{\pi}q(\alpha)d\alpha\right]^{-1}, \qquad (24)$$

$$\varphi_l^+ = -\pi/2+\psi_l,$$

где ψ_l – сдвиг фазы, вносимый узкополосным фильтром.

В частности, для импульсов несущей прямоугольной формы

$$f[t;\tau(\alpha)] = \begin{cases} U_{\text{m}} & \text{при} \quad t<\tau/2; \\ 0 & \text{при} \quad t>\tau/2. \end{cases}$$

Тогда после вычислений из (24) имеем

$$M_l^+ = 2K_l\int_{-\pi}^{\pi}\sin\theta(\alpha)\sin l\alpha d\alpha\left[\int_{-\pi}^{\pi}\sin\theta(\alpha)d\alpha\right]^{-1}. \quad (25)$$

В простейшем случае бинарного (прямоугольного) закона модуляции длительности прямоугольных импульсов несущей

$$\tau = \begin{cases} \tau_1 & \text{при} \quad \alpha>0; \\ \tau_2 & \text{при} \quad \alpha<0. \end{cases}$$

При этом из (25) получим

$$M_l^+ = \begin{cases} \dfrac{2}{\pi l}tg\Delta\theta\cdot ctg\Delta\theta_0 & \text{при} \quad l=1,\ 3,\ 5,\ldots; \\ 0 & \text{при} \quad l=2,\ 4,\ 6,\ldots, \end{cases} \qquad (26)$$

где $\theta_0=\omega\tau_0/2$; $\Delta\theta=(\tau_1-\tau_2)/2$; τ_0 – длительность прямоугольных импульсов несущей в отсутствие модуляции.

Соотношение (26) при l = 1 совпадает с результатом, полученным в [2].

2. Модулируется положение импульсов несущей, а их длительность не модулируется, то есть $\Delta q(\alpha)=0$. Для этого закона модуляции аналогично предыдущему находим парциальные коэффициенты амплитудной и фазовой модуляции:

$$\dot{M}_l^+ = 2\dot{K}_l\int_{-\pi}^{\pi}\cos\beta(\alpha)\cos l\alpha d\alpha\left[\int_{-\pi}^{\pi}\cos\beta(\alpha)d\alpha\right]^{-1}; (27)$$

$$\dot{M}_l^- = -2\dot{K}_l\int_{-\pi}^{\pi}\sin\beta(\alpha)\sin l\alpha d\alpha\left[\int_{-\pi}^{\pi}\cos\beta(\alpha)d\alpha\right]^{-1}. (28)$$

Таким образом, обе группы парциальных коэффициентов ($\dot{M}_l^+$ и $\dot{M}_l^-$) отличны от нуля. Это означает, что модуляция положения (фазовая модуляция) импульсов несущей приводит и к амплитудной, и к фазовой модуляции выходного сигнала узкополосного фильтра.

Однако, если модуляция положения импульсов несущей мала, а, следовательно, $\beta(\alpha)<<1$, то, как следует из (27) и (28), амплитудная модуляция выходного сигнала фильтра имеет второй порядок малости по величине $\beta(\alpha)$, то есть $M_l^+\sim[\beta(\alpha)]^2$; $M_l^-\sim\beta$, и амплитудная модуляция выходного сигнала фильтра много меньше фазовой модуляции: $M_l^+<<M_l^-$.

3. Временная модуляция как длительности, так и положения импульсов несущей мала, то есть выполняются следующие два условия: $\Delta q(\alpha)<<q_0$ и $\beta(\alpha)<<1$. При таком законе модуляции для парциальных коэффициентов амплитудной и фазовой модуляции выходного сигнала фильтра получим:

$$\dot{M}_l^+ = -\frac{j\dot{K}_l}{\pi q_0}\int_{-\pi}^{\pi}\Delta q(\alpha)\sin l\alpha d\alpha \quad; \qquad (29)$$

$$\dot{M}_l^- = -\frac{\dot{K}_l}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\beta(\alpha)\sin l\alpha d\alpha \ . \qquad (30)$$

Формула (29) совпадает с (23), полученной в отсутствие модуляции положения импульсов несущей, а формула (30) – с (28), если последнюю преобразовать при условии $\beta(\alpha)<<1$.

Коэффициенты амплитудной модуляции выходного сигнала узкополосного фильтра можно выразить непосредственно через коэффициенты Фурье закона модуляции длительности импульсов несущей. С этой целью величину $\Delta q(\alpha)$ представим так:

$$\Delta q(\alpha) = q'(\tau_0)\Delta\tau(\alpha) \quad ,$$

где $q'(\tau_0)$ – производная функции $q(\tau_0)$; $\tau_0+\Delta\tau(\alpha)=\tau(\alpha)$ – длительность отдельного импульса несущей.

Тогда (29) приходит к виду

$$\dot{M}_l^+ = \dot{K}_{\text{AM}}d_l \ ,$$

где d_l – коэффициенты Фурье $(l=\pm1,\pm2,\pm3,\ldots)$ закона модуляции относительной длительности импульсов несущей $\delta\tau(\alpha)\cong\Delta\tau(\alpha)\tau_0$, они определяются выражением

$$d_l = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\delta\tau(\alpha)\sin l\alpha d\alpha \ ;$$

$$\dot{K}_{\text{AM}} = -j\frac{2\dot{K}_l\tau_0 q'(\tau_0)}{q_0}$$

– комплексный коэффициент перехода от коэффициентов Фурье закона модуляции длительности импульсов несущей к коэффициентам Фурье закона амплитудной модуляции выходного сигнала узкополосного фильтра.

В частности, для импульсов несущей прямоугольной формы переходной коэффициент

$$\dot{K}_{\text{АМ}} = -j\dot{K}_l \omega\tau_0 ctg\frac{\omega\tau_0}{2} .$$

Для закона фазовой модуляции выходного сигнала фильтра переходным коэффициентом, как видно из (30), является величина

$$\dot{K}_{\text{ФМ}} = -2\dot{K}_l .$$

Принцип построения калибратора (меры) прецизионных АМ- и ФМ-сигналов описывается обобщенной структурной схемой, приведенной в [2]. Для различных видов и законов модуляции, рассмотренных в настоящей статье, будут отличаться только режимы и временные диаграммы работы отдельных узлов меры. Естественно тот же порядок, что и в статье [3], имеют методические и инструментальные погрешности меры, поэтому их анализ здесь не приводится, так как ничего принципиально нового он не даст, а также в силу ограниченного объема статьи.

Выводы

Применение простых в технической реализации и высокоточных дискретных методов формирования импульсных сигналов, в частности, прямоугольной формы, с фиксированной амплитудой позволяет получить прецизионные АМ- и ФМ-сигналы с синусоидальными несущей и огибающей. При этом наибольший практический интерес представляют следующие законы модуляции импульсов несущей:

- модуляция только длительности импульсов несущей, обеспечивающая формирование АМ-сигнала, КАМ которого изменяется в широких пределах при отсутствии паразитной фазовой модуляции;
- модуляция только положения импульсов несущей, которая приводит после узкополосной фильтрации в общем случае к сигналу, модулированному и по амплитуде, и по фазе;
- модуляция одновременно длительности и положения импульсов несущей, что позволяет получить сигнал, в котором отсутствует перекрестная модуляция, так что модуляция длительности импульсов несущей приводит к амплитудной, а модуляция положения импульсов несущей – к фазовой модуляции выходного сигнала фильтра. Это дает возможность параллельно и независимо друг от друга перестраивать коэффициенты амплитудной и фазовой модуляции выходного сигнала узкополосного фильтра (и меры прецизионных модулированных сигналов). При этом парциальные коэффициенты амплитудной и фазовой модуляции воспроизводимых АМ- и ФМ-сигналов непосредственно выражаются через коэффициенты Фурье законов модуляции длительности и положения исходной последовательности и импульсов несущей.

Таким образом, изложенная в статье теория воспроизведения (синтеза) прецизионных АМ- и ФМ-сигналов на основе исходной времяимпульсной модуляции имеет достаточно общий характер и позволяет с единых научно-методических позиций решать широкий класс прикладных задач при проектировании рабочих эталонов (мер, калибраторов, формирователей, имитаторов) АМ- и ФМ-сигналов. Эта теория, реализованная в инженерных методиках [2, 3], прошла обстоятельную апробацию при разработке и внедрении различных модификаций дискретных имитаторов модулированных сигналов (ДИМС).

Список литературы

1. *Сидоренко Г.С.* Методы цифроаналогового синтеза прецизионных амплитудно-модулированных сигналов / С.Г. Сидоренко, В.Н. Чинков // Український метрологічний журнал. – 1997. – Вып. 1. – С. 44–48.
2. *Сидоренко Н.Ф.* О возможности создания мер малых значений коэффициента амплитудной модуляции на основе времяимпульсного метода // Н.Ф. Сидоренко, В.Н. Чинков // Там же. – 1997. – Вып. 4. – С. 24–28.
3. *Чинков В.Н.* Метод синтеза АМ сигналов на основе дискретной времяимпульсной модуляции по треугольному закону / В.Н. Чинков // Там же. – 2004. – Вып. 3. – С. 23–27.
4. *Харкевич А.А.* Спектры и анализ / А.А. Харкевич. – М.: Гос. изд-во физ.-мат. лит., 1962. – 236 с.