

УДК 621.319.53

© А. В. Никонов, Г. В. Никонова

## ФОРМИРОВАНИЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С УПРАВЛЯЕМОЙ ФОРМОЙ

Описан способ построения устройств, формирующих в широком частотном диапазоне импульсные и гармонические сигналы с параметрами, регулируемые с высокой точностью.

*Кл. сл.:* сверхширокополосный сигнал, форма импульса, регулирование параметров, фазовое считывание, стробоскопическое преобразование

### ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

В настоящее время сверхширокополосные (СШП) сигналы используются в радиолокационной интроскопии, в средствах атомно-эмиссионного спектрального анализа для определения химических элементов в объектах контроля, в средствах измерения электрических параметров стадий микроплазменного оксидирования для измерений электрических параметров процесса в импульсном режиме, а также в рамках концепции выделения из помех и распознавания слабых сигналов от объектов с эффективной поверхностью рассеивания  $0.01\text{--}0.005\text{ м}^2$  на основе использования сложных широкополосных и сверхширокополосных сигналов [1–3]. Задача задания формы напряжения является актуальной, т. к. в ней должны быть обеспечены требования и по созданию воздействий с большой амплитудой, и высокие требования по временной стабильности (в том числе, когерентности).

Энергетические и частотные параметры СШП-сигнала определяются требованиями условий их применения и свойствами среды. Свойства среды распространения сигнала могут быть самые различные, поэтому необходимо иметь возможность управлять параметрами СШП-сигнала. Для этого нужно управлять частотой следования повторяющегося импульсного сигнала и формой импульса. Амплитудный спектр сигнала отразит распределение энергии импульса по частотной оси.

Способы формирования СШП-сигналов существенно различаются. Эффективный ток (излучаемое поле) зависит от формы СШП-сигнала, возбуждающего апертуру антенны, и изменение формы эффективного тока и показателя широкополосности антенны (уменьшение до 50 % при сигнале "моноцикл" и укорочение средней длины волны) являются следствием формы возбуждающего сигнала [1].

Также можно отметить, что метрологические характеристики средств атомно-эмиссионного спектрального анализа, являющегося высокочувствительным методом определения химических элементов в объектах контроля, в большой степени определяются нестабильностью тока спектрального генератора [2], формируемого обычно искровым генератором спектра.

Появились методы восстановления параметров электрических характеристик микроплазменных процессов, основанные на анализе формы энергетического воздействия и отклика на него [3]. Управление параметрами импульсов позволяет изучать кинетику и механизм процессов микроплазменного формирования покрытия в зависимости от режимов зоны приложения энергии высокой плотности. Технологии формирования покрытия с заданными свойствами и возможностью оценки качества требуют энергетического воздействия импульсов большой амплитуды (примерно 50–1000 В) и управляемой формы.

Разработка способа формирования СШП-сигнала с управляемой формой позволит найти оптимальное решение как для достижения максимальной эффективности использования антенн в СШП-приложениях, так и для подбора и регулирования необходимого варианта сигнала для воздействия на объект.

### НЕРЕШЕННЫЕ ЧАСТИ ПРОБЛЕМЫ

В [4] рассмотрены различные методы формирования импульсов пикосекундного диапазона, отражены способы управления такими параметрами импульсов, как амплитуда (с помощью управляемых аттенюаторов), полярность (с помощью дифференциальных усилителей с коммутаторами), задержка и форма импульса (плавная

задержка с помощью линий задержки различного вида или дискретная задержка с помощью переключаемых элементов, векторное суммирование сдвинутых по фазе сигналов).

Управление формой импульсов отражено, как линейное и нелинейное преобразования амплитудного и фазового спектров сигналов с помощью линий передачи с управляемыми дискретными неоднородностями и с помощью многоканальных неинвариантных во времени систем путем изменения характеристик функциональных базовых звеньев в виде импульсных усилителей, управляемых аттенюаторов и линий задержки, устройств управления полярностью, разветвителей импульса и сумматоров.

Указанные структуры, по [4], сводятся к широкополосным многоканальным системам, и они ведут к обобщенной матричной структуре многоканальной системы, которая является универсальной и может выполнять функции различных устройств — управляемых линий задержки и аттенюаторов, сумматора, многоканального разветвителя. Фактически такая система является масштабно-временным преобразователем входного сигнала, и управляемость формой осуществляется путем суммирования требуемых сигналов различных каналов.

Рассматривая состояние проблемы управления формой импульсных СШП-сигналов, можно отметить, что она решается в рамках способов, показанных в [4]. Для формирования таких импульсов или перепадов используются различные элементы. По [5] для целей формирования СШП-импульсов подходит лавинный транзистор. Он обеспечивает высокую амплитуду сигналов на низкоомной нагрузке. Также возможно [4–6] применение диодов с накоплением заряда и формирующих линий на нелинейных элементах с обострением.

Для практического применения в указанных выше предметных областях необходимые мощности импульсов необходимо получать при амплитудах, ориентировочно лежащих в диапазоне от 10 до сотен вольт. Согласно [7], для этого используют каскадирование формирователей на отдельных транзисторах путем параллельного и последовательного их соединения. Но этот путь сопряжен с рядом недостатков: в связи с нелинейностью процесса лавинного пробоя и его зависимостью от ряда факторов (амплитуды запускающего импульса, температуры, режимов по постоянному току импеданса нагрузки) применяют термостатирование, подстройку режимов по постоянному току для каждого транзистора с целью обеспечения их синхронной работы на общую нагрузку. Кроме того, транзисторы подбираются индивидуально с боль-

шим количеством отбракованных.

Другой путь, избегающий указанных проблем, видят в использовании мощных полупроводниковых приборов (например, транзисторов в лавинном режиме). Таким путем пытаются обойти сложности, связанные с каскадированием, при сохранении большой мощности формирователя импульсов.

В [4, 8, 9] рассмотрена реализация способа формирования СШП-импульса с заданной формой путем построения электрической цепи с заданной переходной характеристикой. Для этого используется принцип наложения, с помощью которого на приложенное воздействие  $f_1(t)$  при посредстве единичных функций, сдвинутых относительно друг друга на время  $\Delta\tau$ , формируется реакция цепи на это воздействие, записываемая в виде выражения

$$f_2(t) = \sum_{k=1}^M f_1(k\Delta\tau)h(t - k\Delta\tau), \quad (1)$$

где  $M$  — число аппроксимирующих участков, на которые разбит временной интервал существования сигнала;  $h(k\Delta\tau)$  — импульсная характеристика синтезируемой цепи.

В этом способе необходимо информационный сигнал (импульс с выхода ЭВМ) представлять в двух полярностях. Блок делителей мощности, выполненных на элементах микрополосковой техники, позволяет получить из одного сигнала  $f_1(t)$  количество  $k$  сигналов. Число  $k$  определяется в зависимости от заданной точности повторения формы исходного сигнала и его сложности.

Линии задержки в совокупности с аттенюаторами позволяют технически реализовать элемент  $h(t - k\Delta\tau)$  выражения (1). Блок сумматора, выполненный на микрополосковых делителях, включенных в обратном направлении, складывает  $k$  сигналов  $h(t - k\Delta\tau)$ , поступающих на его входы с задержкой  $k\Delta\tau$ , в результате чего получается искомым сигнал  $f_2(t)$ .

Данный способ позволяет формировать СШП-сигналы заданной формы и при использовании в качестве входных сигналов импульсов, форма которых отличается от прямоугольной. Эта задача решается изменением вида импульсной характеристики формирующего полоскового фильтра. Этот способ формирования СШП-сигнала предполагается универсальным и применимым при разработке СШП-систем различного назначения.

Способ формирования импульса путем суммирования трех линейно изменяющихся сигналов показан в [10]. Способ основан на суммировании сигналов, сдвинутых во времени. В способе заложены следующие возможности: задание моментов, определяющих начало и конец импульса;

задание крутизны линейных сигналов, определяющих длительность фронта и среза; задание момента времени, определяющего амплитуду импульса; задание длительности импульса. Через задание указанных параметров устанавливается форма выходного импульса.

В способах, описанных в [4, 8–10], при их реализации необходимы сверхширокополосные узлы. Так, полоса сумматора сигналов, определяемая спектром пилообразных колебаний при амплитуде пилообразных колебаний  $U_{мл}$ , периоде  $T$  сигнала  $u(t) = (U_{мл}/T)(2t + T)$ , имеет спектр, согласно [10],

$$u(t) = U_{мл} - \frac{2}{\pi} U_{мл} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos n\pi}{n} \sin n\omega t. \quad (2)$$

Амплитуды гармоник спектра убывают обратно пропорционально величине  $n$ , т. е. при частоте следования импульсов 50 МГц и ограничении ширины спектра на уровне 1 %, полоса частот трактов передачи сигналов и сумматора должна быть не менее 5 ГГц.

**ФОРМУЛИРОВАНИЕ ЦЕЛЕЙ СТАТЬИ**

Рассматривая метрологические аспекты установки параметров СШП-импульсов с управляемой формой, можно сказать, что описанные выше способы не позволяют точно установить отдельный параметр импульса или регулировать его значение с малой погрешностью. В идеале, если на входе сверхширокополосной многоканальной матричной

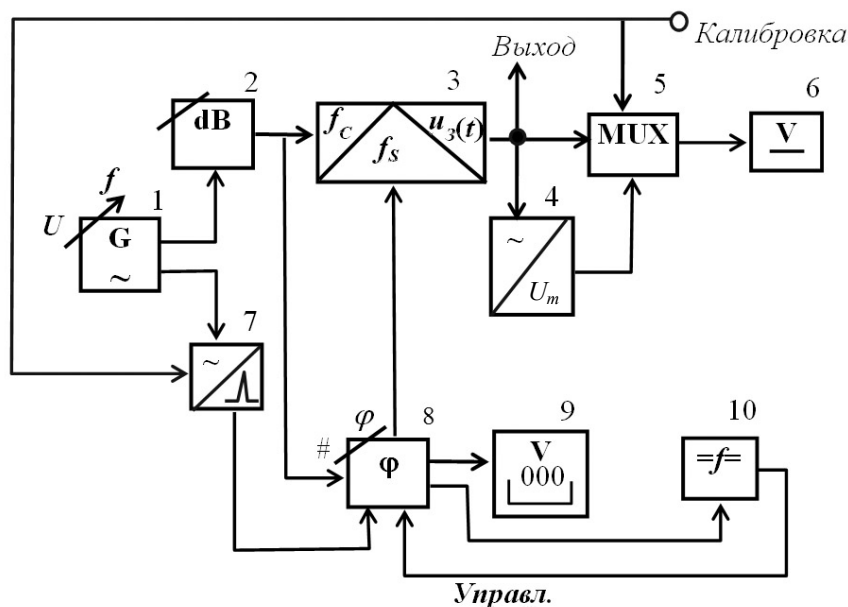
структуры уже имеется СШП-импульс с точно известными параметрами, тогда отпадает необходимость в наличии самой системы преобразования.

В действительности сама матричная структура крайне сложна для метрологического анализа и точного определения характеристик, которые и зададут параметры ее выходного сигнала. Несмотря на присутствие внутри матричной структуры конкретных функциональных звеньев, их собственные характеристики трудно сводятся к конкретным, метрологически подтвержденным значениям и поддержанию этих значений в динамическом диапазоне каждого отдельного параметра формируемого импульса с регулируемой формой.

Также выходной сигнал матричной структуры не подвергается оценке какими-либо собственными узлами для установления факта соответствия параметров выходного импульса требуемым значениям. Поэтому необходимо увязать структуру формирователя СШП-сигнала с аналитическим описанием сигнала на выходе.

**МАТЕРИАЛ ИССЛЕДОВАНИЙ**

Регулирование амплитуды импульсов возможно различными способами, но область их применения ограничивается при высокой частоте следования импульсов, при малом времени установления амплитуды, обеспечении заданных длительностей фронта и среза, малом дискрете и большом диапазоне регулирования. Эти задачи



**Рис. 1.** Структура формирователя импульсов с фазовым считыванием. 1 — синтезатор частоты гармонического сигнала  $f_{ог}$ ; 2 — аттенюатор; 3 — стробоскопическое устройство выборки-хранения СУВХ (СПОС); 4 — амплитудный детектор; 5 — аналоговый переключатель (ключ); 6 — вольтметр; 7 — формирователь стробимпульсов; 8 — узел автоподстройки фазы АПФ; 9 — индикатор  $U_H \sin \phi$ ; 10 — схема сравнения частот

решают формирователи, описанные в [11, 12] и структура которых отражена на рис. 1. В устройстве используется фазовый метод для задания параметров сигнала и стробоскопические устройства выборки-хранения (СУВХ).

При формировании импульсов используется гармонический сигнал в качестве опорного, а применение СУВХ на основе стробпреобразователей с обратной связью (СПОС) позволяет устранить спад плоской вершины импульса во время хранения за счет следящей обратной связи. Зафиксировав на первом этапе работы номинальный уровень выходного напряжения, получаемый считыванием точно известного амплитудного значения гармонического сигнала, далее необходимое значение сигнала устанавливается путем фазового считывания.

Применение метода фазового считывания сигнала [13] реализуется тем, что СУВХ фиксирует мгновенное значение гармонического сигнала и это позволяет устанавливать амплитуду сигнала и изменять частоту переустановки амплитуды. Момент фиксации определяется временным положением синхроимпульса, поступающего от узла автоматической подстройки фазы (АПФ). Максимальная частота стробирования может быть получена достаточно высокой (до 0.3–1.5 ГГц) даже в схемах на дискретных компонентах. Минимальное время, через которое может быть выполнена переустановка значения выходного сигнала устройства, определяется быстродействием системы АПФ 8, которая в свою очередь использует систему фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ).

С ростом частоты следования и ужесточением требований к времени задания необходимых временных соотношений существенное влияние на динамические свойства системы ФАПЧ оказывает инерционность элементов колец автоподстройки и задержки в цепи управления. Учет динамики систем ФАПЧ с преобразованием частоты (ПрЧ) обеспечивает более высокие точности и достоверность оценок по сравнению с идеализированными системами в диапазоне УВЧ. Из материалов известных работ, время переходных процессов в бесфильтровой системе ФАПЧ по вторичным биениям с учетом фильтра промежуточной частоты определяется

$$t_{\text{пп}} = 2 T_K \ln(c/\delta\varphi_{\text{доп}}), \quad (3)$$

где  $T_K$  — постоянная времени фильтра промежуточной частоты (ФПЧ);  $c$  — постоянная, зависящая от начальных условий. Значение  $t_{\text{пп}}$  существенно зависит от полосы пропускания ФПЧ, а полоса  $\gamma_3$  захвата кольца ФАПЧ зависит от полосы удержания  $\Omega_y$  и значения  $T_K$ :

$$\gamma_3 = 4 / [\pi (\Omega_y T_K)^{1/2}]. \quad (4)$$

Результаты анализа системы с ПрЧ и пропорционально-интегрирующим фильтром (ПИФ) в качестве фильтра нижних частот (ФНЧ) даны в [14]. В этом случае динамические свойства системы, описываемой дифференциальным уравнением третьего порядка, зависят от соотношения параметров ФПЧ и ФНЧ.

В подсистемах синхронизации на основе ФАПЧ для определения времени переходных процессов следует учитывать все задержки в элементах кольца автоподстройки. При безынерционном подстраиваемом генераторе (ПГ) импульсная характеристика системы ФАПЧ вырождается в импульсную характеристику системы ФАПЧ первого порядка:  $g(t) = e^{-\Omega_y F'(\varphi_0)t}$ , где  $F'(\varphi_0)$  — производная характеристики фазового детектора в точке устойчивого равновесия.

Время отработки начального скачка фазы  $\Delta\varphi(0)$  до уровня 0.1 рад в безынерционной системе имеет значение  $t_{\text{пп}} = 6/\Omega_y$ . С ростом инерционности ПГ время переходных процессов увеличивается до значений  $(7 \div 10) / \Omega_y$ , и большая инерционность ведет к нелинейному росту величины  $t_{\text{пп}}$ . Время переходных процессов при отработке малых отклонений фазы от точки устойчивого равновесия определяется [14]

$$t_{\text{пп}} = \frac{2(T_H + T_K) \ln(R)}{1 + \Omega_y [m_1 T_H - (1 - m_2 T_K)]}, \quad (5)$$

где  $T_H$  — параметр ПИФ;  $R$  — отношение скачка фазы  $\Delta\varphi(0)$  к значению  $\Delta\varphi(t)$  на момент окончания переходного процесса. Результаты расчетов  $t_{\text{пп}}$  на основании выражения (5) подтверждают нелинейную зависимость времени переходных процессов от полосы удержания системы и соотношения параметров ФНЧ и ФПЧ.

В УВЧ-диапазоне запаздывание сигнала в цепи регулирования существенно влияет на динамические свойства систем ФАПЧ. Требования к быстродействию генераторов синхронизации не позволяют производить выбор параметров систем ФАПЧ из условия минимизации погрешности отработки  $\Delta\varphi$ , т. к. главным критерием применимости системы ФАПЧ в этом случае является обеспечение необходимого быстродействия. Учет широкополосных ФНЧ, ФПЧ и полосы пропускания усилителя в кольце автоподстройки путем использования решения нелинейного дифференциального уравнения (НДУ) с малым параметром при старшей производной, с помощью асимптотического разложения решения НДУ в ряд по малому параметру  $\Delta$  с введением пограничной функции, описывающей поведение системы на начальных

участках времени и улучшающей сходимость ряда, позволяет точнее описать поведение системы при  $0 \leq t \leq \tau$  (здесь  $\tau = \Omega_y \tau_3$  — нормированное время задержки;  $\tau_3$  — суммарное время запаздывания в кольце ФАПЧ). Показано, что для практически важных случаев можно ограничиться тремя первыми членами функционального ряда [14, 15].

Для оценки переходных процессов в импульсных ФАПЧ (ИФАПЧ) может быть использована дискретная модель из [16]:

$$\begin{aligned} \varphi_{(n+1)} - \varphi_{(n)} &= \\ &= 2\pi \{f_{\text{ПГ}}(n-1) - f_{\text{ПГ}}(n) - f_{\text{ОГ}}N\} / f_{\text{ПГ}}(n); \\ f_{\text{ПГ}}(n) &= \rho[U(n)]; \end{aligned} \quad (6)$$

$$U(n) = bU(n-1) + (1-b) U_{\text{МАХ}}F[\varphi(n) + 2\pi\tau_d];$$

$$\varphi(1) = \varphi_1; \quad U(0) = U_0,$$

где  $f_{\text{ОГ}}$  — частота опорного генератора;  $f_{(n)}$  — частота ПГ на  $n$ -м интервале дискретизации;  $U(n)$  — напряжение на выходе импульсного фазового детектора (ИФД) на  $n$ -м шаге;  $U_{\text{МАХ}}$  — максимальное значение напряжения на выходе ИФД;  $F(\varphi)$  — характеристика ИФД;  $\rho(U)$  — нелинейная характеристика варикапа;  $b$  — параметр, характеризующий инерционность ИФД;  $N$  — коэффициент деления частоты делителем с переменным коэффициентом деления (ДПКД);  $\tau_d$  — запаздывание сигнала в ДПКД.

В отличие от [16] был сделан выбор одного из трех типов интерполяции функции  $\rho(U)$ : кусочно-постоянной, кусочно-линейной и кусочно-кубической со сглаживанием. Также рассмотрены четыре основных типа характеристик ИФД: косинусоидальная, пилообразная, треугольная и трапециевидная. Расчеты показали наличие оптимальных параметров кольца, при которых значение  $t_{\text{ПП}}$  минимально. Анализ линеаризованной модели ИФАПЧ в окрестности точки устойчивого равновесия позволяет получить оптимальное сочетание параметров  $b$  и  $\tau_3$ , а также  $\alpha$  и  $d$ , где  $\alpha$  — крутизна характеристики варикапа и  $d$  — крутизна характеристики ИФД. Параметры определяются из зависимости

$$d = [-(1+b)f_{\text{ОГ}}N] / [2\pi\alpha(1-b)(1-\tau_3)U_{\text{МАХ}}]. \quad (7)$$

Расчеты показывают, что при отклонении параметров системы от оптимальных (7), время  $t_{\text{ПП}}$  превосходит значение нормированного минимального времени  $n^*$  в 6–10 раз. Значение  $n^*$  определяется выражением

$$n^* = 2(\ln\varepsilon / \ln\gamma) + 1, \quad (8)$$

где  $n^*$  — число периодов регулирования ИФАПЧ;  $\varepsilon$  — допустимая относительная фазовая погрешность;  $\gamma = (b + \tau) / (1 - \tau)$  — параметр системы.

На практике в зависимости от качества оптимизации системы ФАПЧ по критерию быстродействия при ограничении на фазовую погрешность время вхождение системы в синхронизм может находиться в широком интервале — ориентировочно от 2 до 50–70 периодов опорного сигнала системы ФАПЧ.

## РЕАЛИЗАЦИЯ ПРЕДЛАГАЕМОГО МЕТОДА

Реализация предложенного фазового метода проста: зафиксировав временное положение стробимпульса, необходимо управлять фазой гармонического сигнала. Фазовая синхронизация используется в ФАПЧ в синтезаторе частоты 1 (рис. 1) и в схеме сравнения частот 10, а также в системе автоподстройки фазы 8. СУВХ 3 имеет коэффициент передачи равный единице.

Работа структуры происходит в два этапа. Сначала устанавливается номинальный уровень напряжения  $U_H$  выходного сигнала опорного генератора 1 с помощью аттенуатора 2 по вольтметру 6 (режим "калибровка"). При этом регулировкой системы АПФ 8 устанавливается максимум этого напряжения. В этом случае в СПОС 3 происходит считывание амплитудного значения входного сигнала, а система АПФ 8 работает по углу фазы  $90^\circ$ .

Узел 10 ФАПЧ обеспечивает работу в диапазоне частот. Изменяя положение стробимпульса (за счет угла  $\varphi$ ) с помощью системы АПФ 8 и формирователя стробимпульсов 7 относительно гармонического сигнала на выходе аттенуатора 2, на выходе устройства получим импульсный сигнал, амплитуда которого определяется произведением  $U_H \sin\varphi$ , и она индицируется индикатором 9. Такое решение обеспечивает высокое быстродействие и широкий частотный диапазон, получение импульсов обеих полярностей, а также регулировку длительности импульса в широком диапазоне с шагом, равным периоду гармонического сигнала. Возможна регулировка длительности фронта и среза импульса, и при этом обеспечивается малый спад плоской вершины импульса.

## О ПОГРЕШНОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ

Погрешность установки амплитуды импульсов определяется линейностью амплитудной характеристики (АХ) СПОС. Оценка нелинейности АХ получена с использованием безынерционной эквивалентной схемы нелинейных элементов в смесителе СПОС, что справедливо для современных быстродействующих диодов с барьером Шоттки (ДБШ) с объемными выводами до частот порядка 1–1.5 ГГц. Результаты оценки позволяют произво-

дальше оптимальный выбор параметров СУВХ по соотношению между вносимой амплитудной погрешностью и уровнем сигнала, а также по форме импульсов.

Нелинейность АХ  $\gamma$  [17, 18], определенная как отношение разности приращений амплитуды сигнала на выходе и на входе устройства, для СПОС оценивается (при представлении стробимпульса в виде  $u_S(t) = U_{mS}(1 - |2(t - t_{0i}) / \tau_S|^\alpha)$ , где  $\alpha > 0$ ,  $U_{mS}$ ,  $\tau_S$ ,  $\alpha$  — амплитуда, длительность и коэффициент формы импульса и  $t_{0i}$  — середина стробимпульса) выражением

$$\gamma = \frac{(\lambda_1 U_{mC})^2}{32} \left[ \frac{\Omega_{ПЧ} T_S}{\sqrt{K_{CM}^2 + (\Omega_{ПЧ} T_S)^2}} \right]^3. \quad (9)$$

Для оценки нелинейности АХ использована аппроксимация вольт-амперной характеристики (ВАХ) нелинейного элемента (НЭ) экспоненциальной функцией, что вносит погрешность в расчетное значение  $\gamma$ . Относительное изменение коэффициента кривизны  $\lambda$  в экспоненциальной аппроксимации в рабочей точке (при  $u_{НЭ} = u_S / 2$ ) связано с погрешностью задания тока в рабочей точке  $I_P$  ( $\Delta j = \Delta I_P / I_P$ ) соотношением:

$$\delta_\lambda = \Delta \lambda / \lambda = (2 / \lambda u_S) \ln(1 + \Delta I_P / I_P). \quad (10)$$

При погрешности аппроксимации  $\Delta j = 20\%$  значение  $\delta_\lambda \approx 1\%$ . Изменения эквивалентных параметров кривизны ВАХ  $\lambda_0$  и  $\lambda_1$ , обусловленные изменением  $\lambda$  на  $\Delta \lambda$ , можно вычислить из выражений [17]

$$\lambda_0 \approx \lambda - \frac{2I_0 r_S \lambda}{u_S (1 - \lambda I_0 r_S)} e^{\frac{\lambda_0 u_S}{2}}; \quad (11)$$

$$\lambda_1 + \frac{2I_0 r_C \lambda_0}{U_{mC}} e^{\lambda_0 u_S / 2} \operatorname{sh} \frac{\lambda_1 U_{mC}}{2} \approx \lambda_0, \quad (12)$$

где  $r_C$ ,  $r_S$  — внутренние сопротивления источников сигнала и стробимпульсов.

Из выражения (9) (и данных из [18]) видна сложная зависимость нелинейности АХ  $\gamma$  как от соотношения входных частот преобразователя и внутреннего сопротивления источников его сигналов ( $r_C$ ,  $r_S$ ), так и формы, и амплитуды стробимпульсов ( $\alpha$ ,  $U_{mS}$ ). В [18] показано, что нелинейность АХ стробпреобразователя без обратной связи существенно выше, чем у СПОС, и для реализации измерительных преобразователей частоты они малоприспособны. Ключевые преобразователи частоты в нижней части динамического диапазона (ДД) и стробоскопические с обратной связью вплоть до верхней границы ДД имеют сходные малые значения нелинейности АХ.

В [19] показано ограничение точности стробпреобразования в нижней части ДД из-за воздействия на запоминающее устройство (ЗУ) широкополосной помехи от стробимпульсов с большой активной амплитудой. Минимизировать это влияние и сходное по механизму проявления влияние неидентичности параметров биполярных стробимпульсов, воздействующих на смеситель СПОС, можно путем уменьшения мощности широкополосной помехи за счет формирования стробимпульсов с регулируемой длительностью  $\tau_S$ , коэффициентом формы  $\alpha$  и амплитудой  $U_{mS}$ .

Установка параметров стробимпульса для конкретного входного сигнала позволяет минимизировать до необходимого предела значения основных составляющих суммарной погрешности, т. е. получить преобразователь с заранее заданными точностными параметрами. Такое решение с позиции минимизации вносимой погрешности описано в [18]. Этим способом также можно минимизировать погрешность за счет неравномерности АЧХ СПОС.

Нижняя граница ДД определяется минимальным значением сигнала на выходе СУВХ, при котором отношение С/Ш не превышает заданного значения. Приведенное ко входу значение шума [20, 21] лежит в пределах 20–100 мкВ, что в практике часто оказывается несущественным в плане влияния на точность. Схоже и проявление паразитного воздействия стробимпульсов на выходе СУВХ, неидентичности и нестабильности амплитуды биполярных стробимпульсов, асимметрии плеч смесителя СПОС. Эти факторы ведут к появлению паразитного стробимпульса на выходе СУВХ и появлению в спектре выходного сигнала дискретных составляющих. Стробимпульсы имеют широкий спектр с медленно убывающей амплитудой дискретных составляющих, и в зависимости от параметров паразитного стробимпульса значение среднеквадратичного напряжения дискретных составляющих лежит в пределах до 20–50 мкВ.

Погрешность за счет изменения коэффициента передачи СУВХ в диапазоне частот входного сигнала может быть определена с использованием известных работ по стробпреобразованию, анализирующих частотную характеристику преобразователя с учетом реактивных параметров НЭ смесителя. С использованием базовых положений из [20] в [22] приведен механизм анализа частотной погрешности из-за конечной длительности стробимпульсов при существенных изменениях значения сигнала за время считывания. При построении СУВХ на основе СПОС зависимость этой погрешности от частоты сигнала имеет нелинейный характер, и для ее минимизации надо уменьшать длительность стробимпульсов. С уменьшением

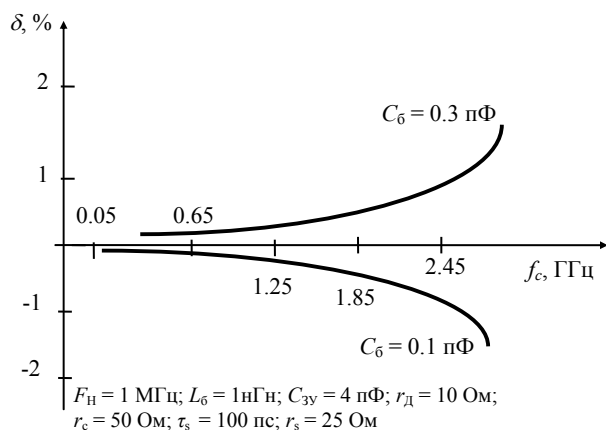


Рис. 2. Частотная погрешность СУВХ при двух значениях барьерной емкости  $C_b$

постоянной времени аналогового ЗУ уменьшается и его дозаряд по цепи обратной связи, что ведет к уменьшению погрешности. Но уже на частотах более 1 ГГц даже для быстродействующих ДБШ с объемными выводами проявляется инерционность элемента. При оценке амплитудно-частотной погрешности за счет реактивностей НЭ в современных мостовых (кольцевых) смесителях в СУВХ, можно воспользоваться методикой и выражениями из [20], учитывая, что любой смеситель можно привести к эквивалентной однодиодной схеме. При нахождении зависимости коэффициента передачи от частоты сделано допущение, что в диапазоне частот искажение стробимпульса не происходит, и с достаточной степенью точности по методике из [20] получена передаточная функция, модуль выражения которой представляет собой АЧХ СУВХ. Нормируя АЧХ, получим частотную погрешность, определяемую  $\delta = 1 - F_H(\omega_c)$ , где  $F_H(\omega_c)$  — нормировочная АЧХ.

Барьерная емкость НЭ  $C_b$  слабо влияет на АЧХ вследствие своей малости, но ее влияние проявляется в верхней части частотного диапазона, где появляется подъем за счет резонанса на паразитных реактивностях, рис. 2. На рисунке:  $f_H$  — частота нормирования;  $L_b$  — индуктивность диода.

К основным составляющим суммарной погрешности установки параметров выходного сигнала устройства можно отнести следующие. Из-за нелинейности АХ СУВХ — до 0,1 % при амплитуде до 1 В. При больших значениях сигнала следует формировать стробимпульсы с большой активной амплитудой [23] или, ухудшая быстродействие, перейти в режим многократного считывания. В этом случае за счет эффекта автостабилизации нелинейности АХ эта составляющая суммарной погрешности не превысит 1 % при амплитудах до 3–7 В.

В отличие от известных решений в СПОС имеется значительный дозаряд аналогового запоминающего устройства, что определяет его амплитудные характеристики. Результаты решения НДУ (численным методом), где изменение переменной не является малой величиной, позволили определить амплитудную погрешность строб-УВХ и оценить их применение в режиме многократного считывания. Строб-УВХ будет вносить очень малую погрешность за счет появления свойства автостабилизации нелинейности АХ.

Погрешность из-за неравномерности АЧХ является систематической знакопеременной. Анализ показывает, что ее значение не превышает значения 0,3–0,5 % в диапазоне частот до 1 ГГц и возрастает до 3–5 % на частотах 3,5–4 ГГц, где для ее компенсации нужно проводить коррекцию.

Погрешность из-за прохождения стробимпульсов длительностью  $\tau_s$  на запоминающий элемент СУВХ определяется неидентичностью формы биполярных стробимпульсов и ведет к ограничению снизу ДД (погрешность до 0,2 %). Погрешность можно оценить, определив постоянную составляющую в разложении паразитного стробимпульса  $u_{СП}(t)$  с амплитудой  $U_{mСП}$  в ряд Фурье:

$$\{(U_{mСП}/Q)[1 - 1/(\alpha + 1)]\}/u_c(t), Q — \text{скважность}.$$

Погрешность за счет нестабильности временного положения  $\Delta t$  при стробировании гармонического сигнала в одну точку — случайная, и ее максимальное значение определяется выражением  $1 - \cos \omega_c \Delta t + U_{mc} \operatorname{ctg} \omega_c t \sin \omega_c \Delta t$ . При стробировании экстремумов сигнала погрешность примерно оценивается выражением  $1 - \cos \omega_c \Delta t$ , а применение систем АПФ сводит ее к пренебрежимо малому значению.

Применение при формировании выходного сигнала относительного метода установки амплитуды при снижении быстродействия позволяет избавиться от составляющих погрешности из-за неравномерности АЧХ, рассогласования в выходном узле. В этом случае выходной сигнал и его номинальный уровень должны измеряться в одной плоскости сечения выходного узла.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, можно сказать, что значения суммарной систематической (при доверительной вероятности 0,99) и случайной составляющих погрешности не превышают 1,0 и 0,4 % (среднеквадратичное значение).

Важность точной установки момента считывания входного сигнала в описанном способе вытекает из его физической сути. В системах АПФ важно минимизировать погрешность преобразова-

ния по фазе, вносимую преобразователями частоты, что достигается выбором рабочего участка ВАХ преобразователя исходя из отношения значений сигналов на входах. Влияние нелинейности АХ ключей СУВХ, влияние воздействия на запоминающее устройство широкополосной помехи, неравномерности АЧХ можно минимизировать формированием управляющих (стробирующих) импульсов с регулируемыми параметрами — длительностью, коэффициентом формы и амплитудой [18, 24].

### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Гринева А.Ю.* Вопросы подповерхностной радиолокации. Коллективная монография. М.: Радиотехника, 2005. 416 с.
2. *Мешикова О.Б.* Исследование факторов, влияющих на результаты измерения интенсивностей при спектральном анализе материалов // Омский научный вестник. 2011, № 3. С. 242–245.
3. *Мамаев А.И., Мамаева В.А., Бориков В.Н., Дорофеева Т.И.* Формирование наноструктурных неметаллических неорганических покрытий путем локализации высокоэнергетических потоков на границе раздела фаз. Томск: Изд-во Том. ун-та, 2010. 360 с.
4. *Ильющенко В.Н., Авдоченко Б.И., Баранов В.Ю. и др.* Пикосекундная импульсная техника. М.: Энергоатомиздат, 1993. 368 с.
5. *Мелешко Е.А.* Наносекундная электроника в экспериментальной технике. М.: Энергоатомиздат, 1987. 216 с.
6. *Никонов А.В., Никонова Г.В., Сайфутдинов К.Р.* Импульсный генераторный канал АИС // Омский научный вестник. 1997. № 1. С. 48–51.
7. Техническая реализация формирователей зондирующих СШП сигналов. Проект № 46-073-00. URL: (<http://www.ideasandmoney.ru/Ntrr/Details/121483>).
8. *Сеньков М.А.* Способ пассивного формирования сверхширокополосных сигналов // Матер. докл. 11-й Международной конференции "Цифровая обработка сигналов и ее приложения", DSPA-11. М.: Российское НТОРЭС им. А.С. Попова, 2011. С. 306–315.
9. *Авдоченко Б.И.* Цифровые и аналоговые быстродействующие устройства. Томск: ТУСУР, 2007. 165 с.
10. *Зернов Н.В., Карпов В.Г.* Теория радиотехнических цепей. Л.: Энергия, 1972. 816 с.
11. А.с. 1479904 А1 СССР, МКИ G 01 R 35/00, 15.05.89.
12. А.с. 1479905 А1 СССР, МКИ G 01 R 35/00, 15.05.89.
13. *Жилин Н.С., Майстренко В.А., Никонов А.В., Сайфутдинов К.Р.* Система динамического контроля функционирования сверхскоростных ИС // Приборы и системы управления. 1991. № 3. С. 22–23.
14. *Жилин Н.С., Майстренко В.А.* Метрологические аспекты преобразования частоты. Томск: Изд-во Том. ун-та, 1986. 184 с.
15. *Гилманов Р.А., Майстренко В.А., Никонов А.В., Никонова Г.В., Пожаров В.А., Сайфутдинов К.Р.* АСК быстродействующих ИЭТ // Электронная техника. 1991. Сер. 8, № 5. С. 18–21.
16. *Шахгильдян В.В.* Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации. М.: Радио и связь, 1989. 320 с.
17. *Жилин Н.С., Майстренко В.А., Никонов А.В.* Исследование линейности преобразования амплитуды ВЧ сигнала кольцевыми стробпреобразователями // Радиотехника и электроника. 1985. Вып. 11. С. 2254–2260.
18. *Никонов А.В., Никонова Г.В.* Преобразователь частоты с управляемыми характеристиками // Измерительная техника. 2008. № 1. С. 47–51.
19. А.с. 1721522 А1 SU. МКИ G 01 R 13/22, 25/04, 23.03.92.
20. *Рябинин Ю.А.* Стробоскопическая осциллография. М.: Сов. радио, 1972. 272 с.
21. *Старосельский В.И., Суэтинов В.И.* Минимизация шума в микросхемах стробсмесителей // Матер. докл. 5-го Всесоюз. симпозиума "Нано- и пикосекундная импульсная техника и ее применение в радиоизмерениях". Горький, 1983. С. 24–25.
22. *Майстренко В.А., Никонов А.В., Крутов С.Н.* Амплитудно-частотная погрешность стробпреобразователя с обратной связью // Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. 1986. № 1. С. 80–82.
23. *Кольцов Ю.В., Писарев В.В.* Формирование стробирующих пикосекундных импульсов с большой активной амплитудой // Техника средств связи. Сер. РИТ. 1985. № 6. С. 55–60.
24. А.с. 1596260А1 СССР. МКИ G 01 R 13/22, 30.09.90.

*Омский государственный технический университет*

Контакты: *Никонов Александр Васильевич*, [nalva@mail.ru](mailto:nalva@mail.ru)

Материал поступил в редакцию 12.03.2013



## **GENERATION OF ULTRA WIDEBAND SIGNALS WITH REGULATED WAVEFORM**

**A. V. Nikonov, G. V. Nikonova**

*Omsk State Technical University*

The method for the construction of devices for generating ultra wideband pulse and harmonic signals with parameters that can be regulated with high precision.

*Keywords:* ultra wideband signal, waveform, parameters regulation, phase readout, stroboscopic transformation