

УДК 621.396.96

В.И. Климченко, А.В. Очкуренко, А.Н. Бовкун, А.А. Малышев,  
И.М. Невмержицкий, В.Н. Куприй*Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба***ИЗМЕРЕНИЕ НЕСТАБИЛЬНОСТИ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ  
РАДИОИМПУЛЬСОВ МАЛОЙ ДЛИТЕЛЬНОСТИ***Исследуется метод измерения неустойчивости несущей частоты СВЧ-радиоимпульсов малой длительности. Предложена структурная схема измерителя неустойчивости несущей частоты для радиолокаторов, передающие устройства которых выполнены на низкостабильных генераторных приборах.**измерение неустойчивости частоты, измерение фазового сдвига, измеритель неустойчивости частоты***Введение**

**Постановка проблемы.** Одним из путей повышения защищенности РЛС от пассивных помех (ПП) является снижение влияния неустойчивости несущей частоты генераторного прибора на эффективность системы селекции движущихся целей (СДЦ). Это может быть достигнуто за счет коррекции спектра пассивной помехи путем введения в приемный тракт адаптивного фильтра-корректора [1]. Суть коррекции заключается в оценке величины отклонения несущей частоты зондирующих сигналов (ЗС) от номинального значения и в последующей настройке амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) фильтра-корректора на новую частоту в каждом такте зондирования.

Особенностью работы адаптивного корректора является необходимость измерения с высокой точностью ухода несущей частоты ЗС от номинального значения в каждом такте зондирования. Известные методы непосредственного измерения частоты или ее неустойчивости для радиоимпульсов большой скажкости [2 – 8] являются малоприменимыми. Поэтому вопросы измерения неустойчивости несущей частоты таких радиоимпульсов требуют дальнейшего изучения.

**Анализ литературы.** Отдельной группы измерительных приборов для определения неустойчивости частоты (радиосигналов) не существует. Традиционно для решения такой задачи используются выпускаемые промышленностью частотомеры, в которых реализован один из классических методов измерения частоты [2 – 4], и по результатам серии измерений частоты оценивается ее неустойчивость. Однако вследствие специфичности условий измерения неустойчивости частоты радиоимпульсов (малая длительность сигнала, поимпульсное измерение частоты, требуемая высокая точность измерения), указанные выше методы оценки неустойчивости частоты малоприменимы.

Значительно реже для оценки частотной неустойчивости используются методы ее непосредствен-

ного измерения [3 – 8]. При этом в большинстве случаев эти методы использовались для непрерывных (квазинепрерывных) сигналов. Пригодность этих методов для определения частотной неустойчивости радиоимпульсов не анализировалась. Поэтому остается неизученным вопрос, в какой мере эти методы будут соответствовать требованиям (по точности, быстродействию и т.д.) к оценке неустойчивости частоты импульсных сигналов.

**Цель статьи.** Предложить метод измерения неустойчивости несущей частоты для СВЧ-радиоимпульсов малой длительности. Разработать структурную схему измерителя неустойчивости частоты ЗС в РЛС с низкостабильными генераторными приборами.

**Результаты исследований**

Измерение скачков частоты зондирующих радиоимпульсов представляет собой достаточно сложную задачу. Метод решения этой задачи должен удовлетворять ряду специфических требований по точности, быстродействию и ширине диапазона измерений.

Исходным параметром для выработки требований к методу измерения частоты может быть выбрана эффективность системы СДЦ, которой необходимо добиться при работе адаптивного фильтра-корректора [1]. Достаточным уровнем эффективности работы системы СДЦ для РЛС обзора воздушного и надводного пространства является такой, при котором коэффициент подпомеховой видимости  $K_{пв} = 0...35$  дБ [9]. Исходя из этой величины можно оценить [10] допустимое среднеквадратическое отклонение несущей частоты ЗС от номинального значения

$$\sigma_{f_{зс}} \leq \frac{1}{\pi \cdot \tau_{имп} \cdot \sqrt{K_{пв}}} \quad (1)$$

Например, для типовой РЛС обзора воздушного пространства П-37 с параметрами:  $f_{ном} = 3 \cdot 10^9$  Гц,  $\tau_{имп} = 2,7 \cdot 10^{-6}$  с и  $K_{пв} = 35$  дБ – допустимое среднеквадратическое отклонение несущей частоты ЗС со-

ставляет 2,1 кГц. Поскольку необходимо не только измерить нестабильность частоты, но и проводить настройку фильтра-корректора на новую частоту, то требование к точности измерения нестабильности частоты повышается. Это обусловлено тем, что вследствие перестройки АЧХ фильтра-корректора на новую частоту среднее квадратическое отклонение центральной частоты фильтра от заданной будет представлять собой общую ошибку, образованную двумя независимыми величинами: среднее квадратической ошибкой (СКО) измерения и собственно СКО настройки адаптивного фильтра на новую частоту

$$\left( \sigma_{f\_зс} = \sqrt{\sigma_{f\_измер}^2 + \sigma_{f\_фильтр}^2} \right).$$

Исходя из этого, точность измерения величины отклонения несущей частоты ЗС от номинального значения должна быть не хуже 1,4 кГц. С учетом возможных дополнительных ошибок измерения (случайная, методическая, динамическая) допустимой величиной среднее квадратической ошибки измерения несущей частоты ЗС можно принять значение 1 кГц. При этом относительная точность измерения составит  $\sigma_{f\_зс} / f_{ном} = 3,33 \cdot 10^{-7}$ .

Очевидно, что измерение частотной нестабильности зондирующего сигнала должно проводиться в течение его длительности. Поскольку длительность сигналов в рассматриваемой РЛС составляет микросекунды, то метод измерения нестабильности несущей частоты для СВЧ-радиоимпульсов малой длительности должен обладать высоким быстродействием.

Необходимо отметить, что аналогичные требования к точности и быстродействию метода измерения нестабильности несущей частоты ЗС можно предъявить и к другим РЛС обзора воздушного пространства таким, как П-18, П-19, ПРВ-13, 5Н84А (и их модификации). В указанных радиолокаторах относительная нестабильность несущей частоты и длительность ЗС сопоставимы с аналогичными параметрами РЛС П-37.

Таким образом, при оценке нестабильности частоты ЗС в РЛС с низкостабильными генераторными приборами должен использоваться метод, который способен обеспечить высокую точность измерения нестабильности ( $\sigma_{f\_зс} \leq 1$  кГц) в пределах длительности ЗС.

Так как генерирование зондирующих сигналов происходит в СВЧ диапазоне, то в процессе отбора наилучшего (по критерию "точность – быстродействие") метода измерения нестабильности частоты, необходимо ограничиться методами, которые применимы на высоких частотах. К ним можно отнести:

- использование частотного дискриминатора;
- использование набора частотных компараторов;
- непосредственное измерение частоты электронно-счетным частотомером;
- метод умножения разностной частоты;
- метод сравнения с образцовой частотой;
- фазочастотный метод.

Проанализируем возможности указанных методов и их соответствие предъявляемым требованиям.

Метод, основанный на использовании частотного дискриминатора широко использовался для измерения частотной нестабильности генераторов СВЧ вплоть до 80-х годов. Метод прост в технической реализации, однако не обеспечивает высокую точность измерения частотной нестабильности [4].

Метод, основанный на измерении частотной нестабильности с помощью набора частотных компараторов, обладает высоким быстродействием. Потенциальная точность измерения зависит от количества частотных компараторов [4, 7]. Недостатком данного метода является высокая сложность и громоздкость технической реализации. При этом для достижения высокой точности измерения необходимо обеспечить большое отношение "сигнал/шум". Поэтому этот метод для рассматриваемой задачи малоприменим.

Наиболее распространенным и простым является метод непосредственного измерения частоты электронно-счетным частотомером [4 – 6]. Однако данный метод в большинстве случаев не обеспечивает требований к точности измерения. Относительная точность измерения нестабильности частоты сигналов с длительностью  $10^{-3} \dots 10^{-5}$  секунды соответственно составляет  $\sim 10^{-4} \dots 10^{-2}$  и не удовлетворяет, таким образом, сформулированным требованиям.

Более точным методом измерения отклонения частоты ЗС от несущей является метод умножения разностной частоты [4, 8]. Для решения измерительной задачи сравниваемые частоты увеличиваются в  $K$  и  $K+1$  раз. При этом уход частоты от номинального значения тоже увеличивается в  $K$  раз, что позволяет с высокой точностью измерять отклонение частоты. Однако данный метод имеет ограниченное быстродействие.

Метод сравнения с образцовой частотой позволяет с высокой точностью измерять уход несущей частоты от номинального значения при воздействии большой пачки импульсов, в пределах которой несущая частота неизменна [3, 5]. Метод неприменим для измерения нестабильности частоты импульсных сигналов, у которых уход несущей частоты меняется от импульса к импульсу.

Фазочастотный метод основан на использовании так называемого кумулятивного фазометра [3]. Кумулятивный фазометр определяет полный фазовый сдвиг сигнала генератора СВЧ относительно сигнала опорного высокостабильного генератора. Однако предложенный измеритель фактически является устройством, которое фиксирует разницу частот на заданном интервале времени. То есть, кумулятивный фазометр следует рассматривать как модифицированный метод электронно-счетного частотомера, что не позволяет применять данный метод для измерения отклонения несущей частоты импульсных сигналов. Фазочастотный метод может найти применение для измерения девиации частоты сверхширокополосных сигналов.

Таким образом, вышеперечисленные методы измерения нестабильности частоты не отвечают сформулированным выше требованиям к методу измерения нестабильности несущей частоты для СВЧ-радиоимпульсов малой длительности либо по точности, либо по быстрдействию и не могут быть использованы для решения рассматриваемой задачи.

Авторами предлагается косвенный метод измерения отклонения несущей частоты ЗС от номинального значения путем двойного измерения сдвига фаз. Суть метода заключается в следующем. В ЗС после окончания переходных процессов, вызванных нарастанием амплитуды, производится измерение сдвига фаз  $\Psi_1$  между колебаниями напряжения высокостабильного опорного генератора и несущими колебаниями зондирующего сигнала (рис. 1):

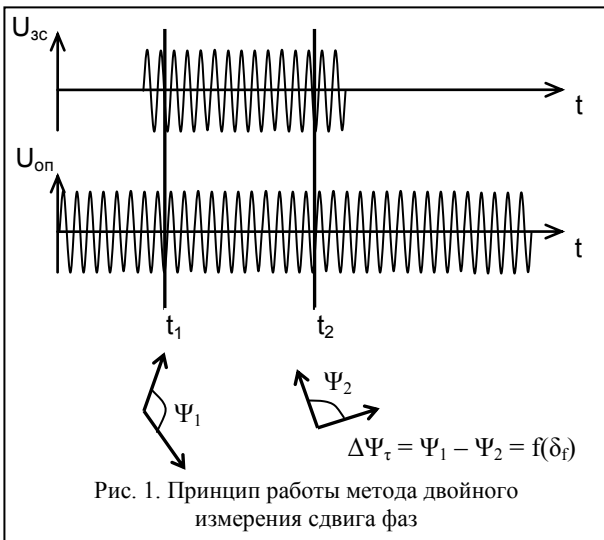


Рис. 1. Принцип работы метода двойного измерения сдвига фаз

$$\Psi_1 = \Psi(t_1) = (2\pi \cdot f_{оп} \cdot t_1 + \varphi_0) - (2\pi \cdot f_{зс} \cdot t_1 + \varphi_1), \quad (2)$$

где  $f_{оп}$  – частота опорного высокостабильного генератора;  $\varphi_0$  – начальная фаза опорного высокостабильного генератора;  $f_{зс}$  – несущая частота зондирующего сигнала;  $\varphi_1$  – начальная фаза зондирующего сигнала.

РЛС, передающие устройства которых выполнены на низкостабильных генераторных приборах,  $f_{зс}$  можно записать

$$f_{зс} = f_{ном} \pm \delta_f, \quad (3)$$

где  $f_{ном}$  – номинальная частота зондирующего сигнала;  $\delta_f$  – отклонение несущей частоты ЗС от номинального значения.

Для работы измерителя сдвига фаз необходимо обеспечить  $f_{оп} = f_{ном}$ .

В пределах длительности ЗС проводится второе измерение сдвига фаз  $\Psi_2$  между теми же сигналами

$$\Psi_2 = \Psi(t_2) = (2\pi \cdot f_{оп} \cdot t_2 + \varphi_0) - (2\pi \cdot f_{зс} \cdot t_2 + \varphi_1). \quad (4)$$

Затем вычисляется набег фазы  $\Delta\Psi_\tau$ , обусловленный неравенством несущей частоты ЗС и колебаниями опорного генератора

$$\Delta\Psi_\tau = \Psi_1 - \Psi_2 = [(2\pi \cdot f_{оп} \cdot t_1 + \varphi_0) - (2\pi \cdot f_{зс} \cdot t_1 + \varphi_1)] - [(2\pi \cdot f_{оп} \cdot t_2 + \varphi_0) - (2\pi \cdot f_{зс} \cdot t_2 + \varphi_1)] = (t_1 - t_2) \cdot 2\pi \cdot \delta_f. \quad (5)$$

Зная набег фазы  $\Delta\Psi_\tau$  можно вычислить отклонение несущей частоты ЗС от номинального значения

$$\delta_f = \frac{\Delta\Psi_\tau}{2\pi \cdot (t_1 - t_2)}. \quad (6)$$

Достоинством метода двойного измерения сдвига фаз является его инвариантность к начальным фазам исследуемых колебаний, так как в процессе вычисления  $\delta_f$  начальные фазы вычитаются.

Для реализации требуемой точности измерения нестабильности частоты ( $\sigma_{f_{зс}} \leq 1\text{кГц}$ ), при разное моментов измерения сдвигов фаз ( $t_2 - t_1$ ) равном 1 мкс, ошибка измерения набег фазы  $\sigma_{\Delta\Psi_\tau}$  не должна превышать  $0,36^\circ$ . Поскольку набег фазы вычисляется после двух измерений сдвига фаз ( $\Psi_1$  и  $\Psi_2$ ) следовательно, точность измерения отклонения несущей частоты ЗС от номинального значения будет определяться точностью измерения угла фазового сдвига между ЗС и опорным напряжением.

Оба измерения угла фазового сдвига ( $\Psi_1$  и  $\Psi_2$ ) проводятся отдельно друг от друга и их ошибки измерения  $\sigma_{\Psi_1}$  ( $\sigma_{\Psi_2}$ ) являются независимыми величинами. Так как СКО измерения набег фазы  $\sigma_{\Delta\Psi_\tau}$  не должна превышать  $0,36^\circ$  ( $\sigma_{\Delta\Psi_\tau} = \sqrt{\sigma_{\Psi_1}^2 + \sigma_{\Psi_2}^2} = \sqrt{2 \cdot \sigma_\Psi^2}$ ), то СКО измерения фазового сдвига ( $\Psi_1$  и  $\Psi_2$ ) не должна превышать  $\sigma_\Psi = \sigma_{\Delta\Psi_\tau} / \sqrt{2} = 0,25^\circ$ . В процессе измерения сдвига фаз между колебаниями опорного генератора и несущими колебаниями ЗС возможны дополнительные ошибки измерения. С учетом этого величина СКО измерения фазового сдвига не должна превышать  $0,1^\circ$ .

В настоящее время для проведения измерений фазового сдвига разработано большое количество измерительных устройств. В [2] приведена классификация методов измерения сдвига фазы, где все измерители сдвига фаз разделены на три основных класса:

- измерители с фиксацией моментов нулевого перехода;
- компенсационные измерители;
- измерители с векторным сравнением напряжений.

Измерители сдвига фазы с фиксацией моментов нулевого перехода используют различные вариации метода дискретного счета. При этом фазовый сдвиг  $\varphi_x$  между исследуемыми напряжениями определяется по формуле:

$$\varphi_x = \frac{360^\circ \cdot f_{зс} \cdot N_{сч}}{f_{сч}}, \quad (7)$$

где  $f_{сч}$ ,  $N_{сч}$  – соответственно частота и количество счетных импульсов.

Для обеспечения необходимой точности ( $\sigma_{\Psi_1} \leq 0,1^\circ$ ) измерения сдвига фаз на промежуточной частоте (30 МГц) необходим высокостабильный генератор счетных импульсов, работающий на частоте  $10^{11}$  Гц. Соответственно необходимы элемен-

ты регистрации счетных импульсов, работающие на этой же частоте. В настоящее время это труднореализуемо. Такой измеритель будет очень сложен и дорог. Поэтому применение данного типа измерителей нецелесообразно.

Компенсационные измерители проводят сравнение измеряемого фазового сдвига с фазовым сдвигом образцового фазовращателя. Главным недостатком этого типа измерителей является большое время измерения, поэтому их применение также является нецелесообразным.

Для измерения сдвига фаз может быть использован метод векторного сравнения напряжений. Суть метода в том [2, 4], что вектор суммы двух переменных напряжений является функцией их амплитуд и угла сдвига фаз между ними

$$U_{\Sigma}^2 = U_1^2 + U_2^2 + 2 \cdot U_1 \cdot U_2 \cdot \cos \varphi_x,$$

откуда  $\varphi_x = \arccos \left( \frac{U_{\Sigma}^2 - U_1^2 - U_2^2}{2 \cdot U_1 \cdot U_2} \right)$ . При аналоговой реализации этого метода измерителями достигнута точность, равная  $0,005^\circ$  (D729A фирмы Muirhead, 202 фирмы Ad-Yu Electronic) [2]. Однако такой результат достижим при наличии значительного времени на обработку, что не удовлетворяет требованиям, сформулированным к методу измерения нестабильности частоты.

При цифровой реализации метода векторного сравнения напряжений можно взять на обработку мгновенные значения исследуемых колебаний. Это позволит измерять угол фазового сдвига в реальном масштабе времени, что необходимо для метода двойного измерения сдвига фаз.

Поскольку начальная фаза ЗС неизвестна, необходимо измерять сдвиг фаз  $\Psi_1(\Psi_2)$  в квадратурных каналах. Однако современный уровень цифровой техники позволяет избежать этого. Для этого предлагается бесквадратурный способ измерения вектора напряжения на фазовой плоскости при неизвестной начальной фазе. Суть этого способа в следующем. Существующие на сегодня аналого-цифровые преобразователи (АЦП) могут работать с тактовой частотой 250...400 МГц и более. АЦП осуществляют измерение сигналов с установленной дискретностью. Можно установить такую дискретность при которой измерения будут проходить через интервал времени, равный  $T_0/4$  (рис. 2). При этом эти два измеренных значения исследуемого напряжения будут ортогональны. Это эквивалентно одновременному измерению сигнала в квадратурных каналах. После измерения напряжений

$$U_{zc\_cos} = U_{zc}(t_1) \text{ и } U_{zc\_sin} = U_{zc}(t_1 + T_0/4)$$

рассчитывается угловое положение вектора исследуемого напряжения на фазовой плоскости

$$\varphi_{zc} = \arctg \frac{U_{zc\_sin}}{U_{zc\_cos}}. \quad (8)$$

Параллельно с этим вычисляют угловое положение  $\varphi_{оп}$  вектора опорного напряжения и затем определя-

ют угол фазового сдвига  $\Psi_1 = \varphi_{zc.1} + \varphi_{оп1}$ . Такой способ позволит "отойти" от использования квадратурных каналов. Кроме того, описанный способ является инвариантным к уровню входного напряжения.

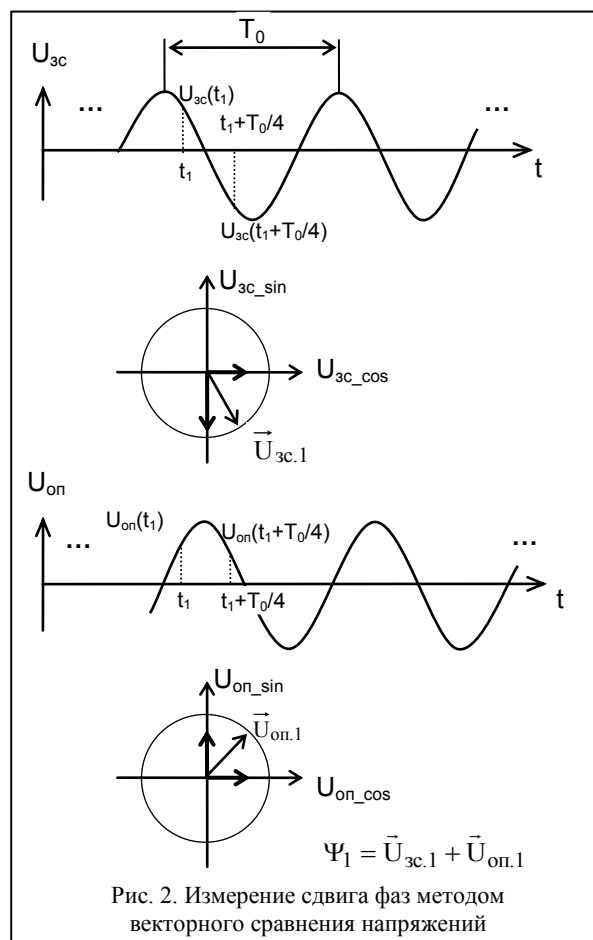


Рис. 2. Измерение сдвига фаз методом векторного сравнения напряжений

Общая структура цифрового измерителя нестабильности частоты, реализующего описанный метод, представлена на рис. 3. Определение величины отклонения несущей частоты от номинального значения проходит следующим образом. В моменты времени  $t_1$  и  $t_1 + T_0/4$  для каждого напряжения ( $U_{zc}$  и  $U_{оп}$ ) проводится с помощью АЦП измерение его мгновенного значения (рис. 2). Измерители фазы рассчитывают угловое положение векторов исследуемых напряжений на фазовой плоскости:

$$\varphi_{zc1} = \arctg \frac{U_{zc}(t_1)}{U_{zc}\left(t_1 + \frac{T_0}{4}\right)};$$

$$\varphi_{оп1} = \arctg \frac{U_{оп}(t_1)}{U_{оп}\left(t_1 + \frac{T_0}{4}\right)}. \quad (9)$$

Затем рассчитывается угол фазового сдвига  $\Psi_1 = \varphi_{zc1} - \varphi_{оп1}$ . Для нахождения  $\Psi_2$  необходимо провести те же действия в моменты времени  $t_2$  и  $t_2 + T_0/4$ . По найденным значениям  $\Psi_1$  и  $\Psi_2$  определяется набег фазы  $\Delta\Psi_\tau$  (5) и вычисляется отклонение несущей частоты ЗС от номинального значения (6).

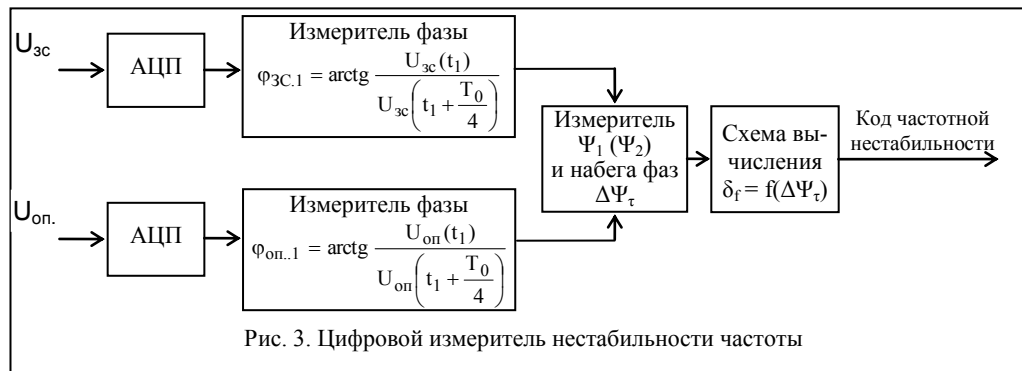


Рис. 3. Цифровой измеритель нестабильности частоты

Определим основные требования к элементам цифрового измерителя нестабильности частоты. Такими требованиями являются:

- СКО измерения нестабильности частоты ( $\sigma_{\delta f}$ );
- СКО измерения набега фазы ( $\sigma_{\Delta\Psi_\tau}$ );
- СКО измерения сдвига фаз ( $\sigma_\Psi$ );
- СКО измерения фазы ( $\sigma_\Phi$ ) и разрядность АЦП.

Первые три характеристики определены выше и соответственно составляют:  $\sigma_{\delta f} \leq 1$  кГц,  $\sigma_{\Delta\Psi_\tau} \leq 0,36^\circ$ ,  $\sigma_\Psi \leq 0,1^\circ$ .

Определим требования к точности измерения фазы. Сдвиг фаз находится как разница фаз  $\Phi_{зс}$  и  $\Phi_{оп}$  и их ошибки измерения являются независимыми величинами.

Если измерения фазы ЗС и опорного напряжения равноточны и  $\sigma_{\Phi_{оп}} = \sigma_{\Phi_{зс}} = \sigma_\Phi$ , то

$$\sigma_\Psi = \sqrt{\sigma_{\Phi_{зс}}^2 + \sigma_{\Phi_{оп}}^2} = \sqrt{2 \cdot \sigma_\Phi^2}$$

и не должна превышать  $0,071^\circ$ .

Поскольку требования к СКО измерения фазы определены, можно определить требуемую разрядность АЦП.

Точность измерения фазы будет зависеть от точности измерения квадратурных составляющих  $U_{\cos}$  и  $U_{\sin}$ . Учитывая монотонность функции (8) и независимость ошибок измерений квадратурных составляющих  $U_{\cos}$  и  $U_{\sin}$ , можно применить принцип линеаризации ошибок и представить среднеквадратические ошибки измерения фазы в следующем виде:

$$\sigma_\Phi [\text{рад}] = \sqrt{\left( \varphi' \left( \frac{U_{\sin}}{U_{\cos}} \right) \cdot \frac{d \left( \frac{U_{\sin}}{U_{\cos}} \right)}{dU_{\cos}} \right)^2 \cdot \sigma_{U_{\cos}}^2 + \left( \varphi' \left( \frac{U_{\sin}}{U_{\cos}} \right) \cdot \frac{d \left( \frac{U_{\sin}}{U_{\cos}} \right)}{dU_{\sin}} \right)^2 \cdot \sigma_{U_{\sin}}^2} \quad (10)$$

где  $\sigma_{U_{\cos}}$ ,  $\sigma_{U_{\sin}}$  – СКО измерения ортогональных составляющих исследуемого напряжения.

Преобразовав выражение (9) получим:

$$\sigma_\Phi [\text{рад}] = \sqrt{\left( \frac{U_{\sin}}{U_{\cos} + U_{\sin}^2} \right)^2 \cdot \sigma_{U_{\cos}}^2 + \left( \frac{U_{\cos}}{U_{\cos} + U_{\sin}^2} \right)^2 \cdot \sigma_{U_{\sin}}^2} \quad (11)$$

Поскольку для измерения напряжений  $U_{\cos}$  и  $U_{\sin}$  используется один и тот же АЦП, следовательно, ошибки  $\sigma_{U_{\cos}}$ ,  $\sigma_{U_{\sin}}$  одинаковы, т.е.  $\sigma_{U_{\cos}} = \sigma_{U_{\sin}} = \sigma_U$ . С учетом этого выражение (10) запишем:

$$\sigma_\Phi [\text{рад}] = \frac{\sigma_U}{\sqrt{U_{\cos}^2 + U_{\sin}^2}} = \frac{\sigma_U}{U} \quad (12)$$

Если допустить, что среднеквадратическая ошибка измерения  $\sigma_U$  напряжений  $U_{\cos}$  и  $U_{\sin}$  будет обусловлена только ошибками квантования, то:

$$\sigma_U = h / (2 \cdot \sqrt{3}), \quad (13)$$

где  $h$  – шаг квантования, который в свою очередь можно записать

$$h = U / 2^m, \quad (14)$$

где  $U$  – максимальный уровень входного напряжения подаваемого на АЦП, при котором не происходит ограничения сигнала;  $m$  – разрядность АЦП.

С учетом (12) и (13) преобразуем выражение (11):

$$\sigma_\Phi [\text{рад}] = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot 2^m} \quad (15)$$

Полученное выражение дает возможность определить минимальную разрядность АЦП, необходимую для обеспечения требуемой точности измерения угла фазового сдвига  $\Psi_1(\Psi_2)$ :

$$m = \left\lceil \log_2 \left( \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot \sigma_\Phi [\text{рад}]} \right) + 1 \right\rceil \quad (16)$$

где  $\lceil \dots \rceil$  – целая часть. При  $\sigma_\Phi = 0,1^\circ$ ;  $m = 8$ .

Таким образом, для обеспечения точности измерения фазы, при которой СКО не превышает  $0,071^\circ$ , необходим как минимум 8-разрядный АЦП.

### Выводы

1. Сформулированы требования к методу измерения отклонения несущей частоты от номинального значения для импульсных радиосигналов, исходя

из требований к эффективности системы СДЦ, которой необходимо добиться при работе адаптивного фильтра-корректора.

2. Предложен метод измерения отклонения несущей частоты импульсных радиосигналов от номинального значения путем двойного измерения сдвига фаз. Установлено, что этот метод является наиболее эффективным по критерию точность-быстродействие.

3. Измерение фазового сдвига предложено проводить методом векторного сравнения напряжений путем измерения мгновенных значений ортогональных составляющих исследуемых колебаний. Для перехода от квадратурных каналов к одноканальному измерению необходимо измерить два мгновенных значения исследуемых колебаний в моменты времени, смещенные относительно друг друга на четверть периода колебаний.

4. Предложена структурная схема цифрового измерителя нестабильности частоты и определены требования к основным элементам схемы.

### Список литературы

1. Литвинов В.В., Климченко В.И., Малышев А.А., Очкурченко А.В. Эффективность систем СДЦ при введении корректирующих фильтров в тракт обработки эхосигналов // Системы обработки информации. – Х.: ХУ ПС, 2005. – Вып. 1. – С. 24-32.

2. Пятін С.І., Троцишин І.В. Методи та засоби вимірювання фазових зсувів. – Хмельницький: Поділля, 1996. – 158 с.

3. Троцишин І.В. Вимірювання та перетворення фазочастотних параметрів радіосигналів. – Хмельницький: «ПП Ковальський В.В.», 2002. – 382 с.

4. Измерения в электронике: Справочник. / Под ред. В.А. Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 512 с.

5. Троцишин І.В., Борячок Р.О. Проблеми підвищення точності та огляд методів вимірювання нестабільності частоти // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1999. – №3. – С. 95-98.

6. Борячок Р.О., Троцишин І.В. Порівняльний аналіз методів вимірювання нестабільності частоти генераторів // Вісник технологічного університету Поділля. – 2000. – № 6. – С. 162-166.

7. Войтюк О.П. Визначення потенційної точності та швидкодії адаптованих методів вимірювання частоти // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2002. – № 1. – С. 182-187.

8. Суп'ян В.Я., Рудик А.В., Барановський І.В. Фазові співвідношення при множенні частоти сигналів // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1999. – №1. – С. 5-11.

9. Литвинов В.В. Радиолокаторы систем контроля воздушного пространства: ретроспектива и современные проблемы интеграции и унификации // Прикладная радиоэлектроника. – 2004. – Т. 3, № 4. – С. 61-74.

10. Сколник М. Справочник по радиолокации. Т. 3. – М.: Сов. радио, 1979. – 528 с.

Поступила в редакцию 9.07.2006

**Рецензент:** д-р техн. наук, проф. А.П. Кондратенко, Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков.