

Вопросы синхронизации активного имитатора радиомишеней для испытаний радиолокаторов с синтезированной апертурой

Т.А. Лепёхина, В.И. Николаев

Акционерное общество «Концерн радиостроения «Вега»,

vnikolaev65@inbox.ru

Аннотация — Предложен метод синхронизации активного имитатора радиомишеней, позволяющего моделировать сложные фono-целевые обстановки путём воспроизведения имитируемого отражённого сигнала из предварительно подготовленных данных, с радиолокационной станцией при испытаниях РСА.

Ключевые слова — радиолокатор с синтезированной апертурой, активный имитатор, синхронизация.

I. ВВЕДЕНИЕ

Расширение сферы применения радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА) для дистанционного зондирования Земли, их задач и функций требует разработки новых методик и средств их испытаний и калибровки с применением природных или искусственных объектов тестовой съёмки (радиомишеней), обладающих заданными характеристиками, соответствующими проверяемой характеристике РСА. В случаях, когда нахождение природного объекта или постройка полигона требуемых размеров и формы с заданным распределением коэффициента радиолокационного рассеяния, стабильного и доступного для калибровки, затруднено или невозможно, целесообразным является применение аппаратно-программных средств имитации отражённых сигналов. На этапе наземных испытаний применяются стенды полунатурного моделирования. Для лётных испытаний и валидации предлагаются методики [6] с использованием активного имитатора радиомишеней. Такое устройство осуществляет приём от радиолокационной станции (РЛС) зондирующего сигнала (ЗС), представляющего собой серию модулированных импульсов, и излучает серию импульсов, имитирующих суперпозицию их отражений от элементов моделируемой фono-целевой обстановки с учётом задержек, амплитуд и начальных фаз. В отличие от имеющихся формирователей активных помех – имитаторов ложных целей, где преобразование ЗС в суперпозицию его отражений от небольшого числа (до нескольких десятков) одиночных точечных целей осуществляется в режиме реального времени, но каждый из таких парциальных сигналов формируется отдельным аппаратным каналом, предлагаемый имитатор после приёма каждого зондирующего импульса должен воспроизводить имитированный отражённый импульс из заранее подготовленного массива информации, при

расчете которого была использована модель движения носителя.

В реальных условиях траектория носителя, в особенности самолёта, отличается от расчётной. В случае, когда нестабильности траектории носителя отслеживаются бортовой системой микронавигации и учитываются при синтезе изображения, что входит в число функций и характеристик, проверяемых на лётных испытаниях, неучёт дополнительных задержек при генерации имитированного отражённого сигнала приведёт к расфокусировке при сжатии радиоголограммы.

Применение специальных средств для стабилизации задержки воспроизводимого импульса относительно принятого и согласования их начальных фаз необходимо при невозможности точного задания момента воспроизведения, совпадающего с фронтом тактового импульса, а именно, в следующих ситуациях:

а) зондирующий сигнал проверяемого РСА генерируется с периодом или непериодическими интервалами, не кратными периоду тактового сигнала, используемого в имитаторе. Это возможно, например, при использовании опорных кварцевых генераторов с соотношением частот, не равным целому числу.

б) при отклонениях траектории носителя от расчётной.

II. ПРИНЦИП РАБОТЫ И СТРУКТУРА ИМИТАТОРА

Если ограничить относительный уровень шумов, вносимых имитатором в моделируемый отражённый сигнал, величиной минус 40 дБ, необходимо, чтобы флуктуация разности начальных фаз принятых зондирующих и имитированных отражённых импульсов на несущей частоте составляла не более $1,4^\circ$. Для этого разброс задержек запуска воспроизведения имитированного отражённого импульса относительно приёма зондирующего должен быть на 2...3 порядка меньше периода дискретизации аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразователей (АЦП, ЦАП), что требует применения специальных схемотехнических и программных решений для обеспечения уточнённой синхронизации от зондирующего сигнала и коррекции начальной фазы. Учитывая, что предлагаемая

структура активного имитатора ориентирована на предварительную подготовку большого объёма исходных данных из-за технической невозможности их формирования в режиме реального времени, рассматриваются способы коррекции параметров имитируемого отражённого импульса, требующие выполнения в реальном времени минимального объёма вычислительных операций. Исходя из этого, в качестве доступного способа коррекции может быть применено сочетание управляемой линии задержки для коррекции фазы тактового сигнала, синхронизирующего генератор видеосигнала (ЦАП), и управляемого фазовращателя для коррекции фазы гетеродина передатчика.

Структурная схема активного имитатора приведена на рис. 1. Для стабилизации задержки и поворота начальной фазы имитируемого отражённого импульса относительно принятого зондирующего предусмотрены следующие элементы: 1) аппаратно-программный анализатор зондирующего импульса, позволяющий в режиме реального времени (до начала воспроизведения очередного импульса) определить смещение его огибающей и отклонение начальной фазы от расчётных и сформировать управляющие коды для внесения соответствующих коррекций; 2) исполнительные элементы – управляемая линия задержки и фазовращатель.

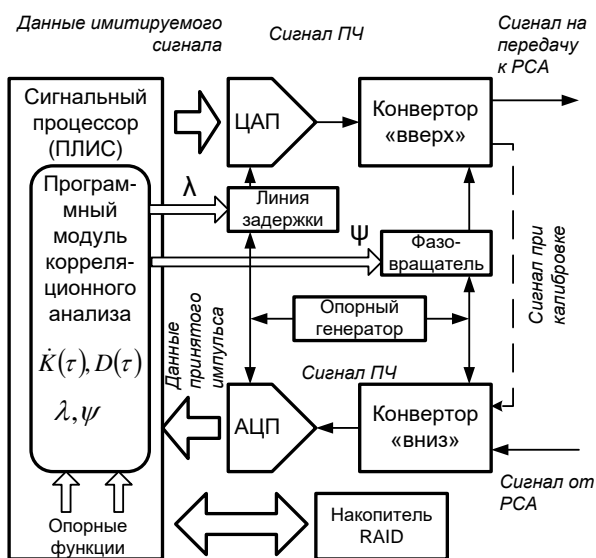


Рис. 1. Структурная схема активного имитатора произвольных радиомишеней

Приведенная структурная схема является обобщённой: в зависимости от диапазона рабочих частот, ширины спектра сигналов и применяемых элементов АЦП, ЦАП, возможно преобразование парных видеосигналов или сигналов на промежуточной частоте, а также использование одного или нескольких гетеродинов в трактах передачи и приёма.

Рассматривая принципы построения активного имитатора, следует обратить внимание на то, что его назначением являются лётные испытания и калибровка РСА собственной разработки или принадлежащего оператору-заказчику. При моделировании отражённого сигнала должны использоваться данные, предоставленные оператором РСА: вид зондирующего сигнала, режим съёмки, циклограмма зондирования и параметры траектории носителя. Все эти данные учитываются при формировании массива, предварительно записываемого на накопитель.

III. ПРИНЦИП СИНХРОНИЗАЦИИ ИМИТАТОРА ОТ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

Циклограмма формирования обратного сигнала с синхронизацией от зондирующего импульса приведена на рис. 2. За начало цикла принимается расчётный момент t_i начала зондирующего импульса $a(\tau)$, не обязательно совпадающий с фронтом огибающей амплитуды импульса, но привязанный к фронту тактового импульса АЦП приёмного канала $c(\tau)$. Программная задержка τ , начала генерации импульса на передачу относительно момента $(t_i + \lambda)$ условного начала принятого зондирующего импульса задаётся равной целому числу тактов и должна поддерживаться в течение всего сеанса. Для воспроизведения имитированного импульса с привязкой к принятому зондирующему импульсу $a(\tau - \lambda)$, поступившему с задержкой λ , не равной целому числу тактов, необходимо обеспечить формирование последовательности тактовых импульсов ЦАП передающего канала $c(\tau - \lambda)$, задержанной относительно тактов АЦП на λ (при $\lambda > 0$) или на $\tau_s - \lambda$ (при $\lambda < 0$). Кроме этого, при воспроизведении радиосигнала на несущей частоте должна выполняться коррекция фазы на величину $\psi_i = \omega \lambda_i$,

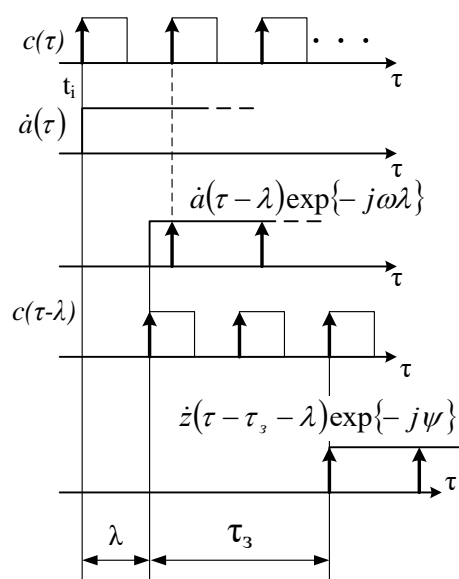


Рис. 2. Циклограмма формирования обратного сигнала с синхронизацией от зондирующего импульса

Для определения задержки (опережения) принятого зондирующего импульса относительно расчётного момента приёма удобно использовать корреляционно-экстремальные алгоритмы, известные из теории автоматического управления [3]. При этом модуль функции отклика $\dot{K}(\tau)$, полученной при сжатии принятого импульса по дальности, подвергается свёртке с дискриминационной характеристикой (ДХ) – нечётной функцией $W(\tau)$ [4], ограниченной на удвоенной ширине главного лепестка функции отклика (рис. 3). Оценка $\hat{\lambda}$ искомой задержки λ получается решением уравнения $D(\hat{\lambda})=0$, где $D(\tau)=W(\tau)*\dot{K}(\tau)$. Затем начальная фаза принятого импульса определяется как фаза максимума комплексной функции отклика: $\psi = \arg(\dot{K}(\hat{\lambda}))$.

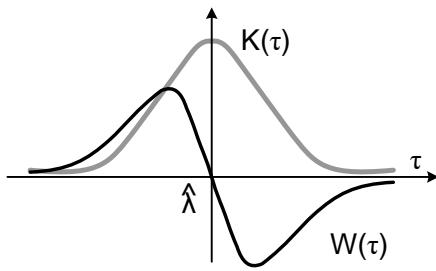


Рис. 3. Определение задержки и начальной фазы принятого импульса по дискриминационной характеристике

Обработка принятого зондирующего импульса производится следующим образом.

Принятый зондирующий сигнал может быть представлен в виде

$$\dot{s}_i(\tau) = \dot{a}_i(\tau - \tau_i) \cdot \exp\{-j\omega\tau_i\},$$

$$\tau_i = \tau_{0i} + \lambda_i$$

где $\dot{a}_i(t)$ – расчётный вид комплексной огибающей зондирующего импульса, τ – время, отсчитываемое от условного начала цикла зондирования – момента включения приёмника на запись, ω – несущая частота сигнала, τ_{0i} – расчётная задержка начала принятого импульса от начала цикла, λ_i – случайная составляющая задержки приёма i -го импульса в сеансе. После демодуляции и аналого-цифрового преобразования этот сигнал записывается в буферное запоминающее устройство (ЗУ) сигнального процессора в дискретной комплексной форме:

$$\dot{\xi}_{ik} = \dot{\xi}_i(k\tau_s) = \dot{s}_i(k\tau_s - \tau_{0i} - \lambda_i) \cdot \exp\{-j\psi_i\} + \dot{n}_i(k\tau_s),$$

где τ_s – период дискретизации, λ_i – отклонение задержки принятого сигнала от расчётной, n – аддитивный шум.

Для записанного оцифрованного видеосигнала принятого импульса и априорно известной комплексной модулирующей функции зондирующего сигнала вычисляется их корреляционная функция:

$$\dot{K}_{im} = \sum_k \dot{\xi}_{ik} \cdot \dot{a}_i^*((k-m) \cdot \tau_s),$$

являющаяся дискретным выражением непрерывной корреляционной функции

$$\dot{K}_i(\lambda) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{\xi}_i(\tau) \cdot \dot{a}_i^*(\tau - \tau_{0i} - \lambda) d\tau.$$

Выполняется грубое (с точностью до целого числа отсчётов) определение положения максимума корреляционной функции (КФ), дискретизированной с той же частотой, что и входной сигнал. Фрагмент корреляционной функции с крайними отсчётами $\pm 8 \dots 16$ от максимального интерполируется с коэффициентом $16 \dots 32$ для уточнённого определения относительной задержки принятого импульса.

Начальная фаза принятого импульса определяется как фаза комплексного значения КФ в точке, соответствующей уточнённому значению задержки. При определении уточнённого значения фазы применяется интерполяция КФ.

Дискриминационная характеристика строится в виде

$$D(\lambda) = \frac{\partial}{\partial \lambda} \hat{K}(\lambda),$$

где $\hat{K}_a(\lambda)$ – расчётный вид главного лепестка автокорреляционной функции (АКФ) зондирующего сигнала или функция, являющаяся его приближением. Наиболее распространёнными видами модуляции являются линейная частотная (ЛЧМ) и фазокодовая (ФКМ), расчётные АКФ которых имеют вид соответственно функции $\sin x/x$ и треугольника. Учитывая отличие формы АКФ реального сигнала от расчётной, обусловленное ограниченной полосой пропускания передающего и приёмного тракта РЛС, целесообразно применить в качестве универсального приближения гауссоиду $\hat{K}(\lambda) = \exp\{-\lambda^2/2\delta^2\}$, где δ – расчётная ширина АКФ как функции от задержки. В этом случае ДХ принимает вид $D(\lambda) = -\lambda/\delta^2 \cdot \exp\{-\lambda^2/2\delta^2\}$.

IV. СРЕДСТВА КОРРЕКЦИИ

В режимах высокого разрешения действующих и перспективных РСА (0,25...1 м), для взаимодействия с которыми предназначен предлагаемый активный имитатор, ширина спектра зондирующих сигналов может составлять 150 ... 600 МГц. Для обеспечения достаточной полосы пропускания имитатор должен иметь период дискретизации ЦАП соответственно $\tau_s = 5,33 \dots 1,33$ нс, если преобразование выполняется в двух квадратурных видеоканалах. Коррекция

задержки воспроизводимого сигнала должна осуществляться путём введения в тактовый сигнал задержки в пределах τ_s с дискретностью $\Delta\tau = (0,05...0,1) \cdot \tau_s$. Учитывая, что имитатор является наземной аппаратурой и к нему не предъявляется жёстких требований по массо-габаритным характеристикам и средствам поддержания температурного режима, доступным способом аппаратной реализации управляемой дискретной линии задержки представляется набор коаксиальных линий возрастающей длины с шагом $\Delta l = c \cdot \Delta\tau$, подключенных между выходами и входами мультиплексоров логических сигналов. Например, для $\tau_s = 5,33$ нс и 4-разрядного управляющего кода должно быть предусмотрено 16 линий с шагом электрической длины 0,1 м.

Коррекция начальной фазы сигнала на передачу должна выполняться для компенсации суммы двух фазовых ошибок, обусловленных неопределённостью момента приёма зондирующего импульса от РСА и сдвигом фазы сигнала на несущей частоте в результате задержки его воспроизведения. Диапазон коррекции фазы должен составлять $0...360^\circ$, разрядность кода определяется требованиями к относительному фазовому шуму, вносимому имитатором в тестовую радиоголограмму РСА. Мощность этой составляющей шума определяется по формуле

$$P_{\text{ш}} = (\pi^2/3) \cdot 2^{-2n},$$

где n – разрядность кода, или $(5,2-6 \times n)$ дБ. Соответственно, для достижения относительного уровня шума минус 40 дБ требуется 8-разрядный фазовращатель с ценой дискрета $1,4^\circ$. В то же время серийно выпускаемые дискретные фазовращатели имеют разрядность не более шести. Взамен предполагается использовать прецизионный фазовращатель [9, 10], управляемый постоянным напряжением с выхода 12-разрядного ЦАП. Переключения задержки и фазы осуществляются в паузах между излучением импульсов, что упрощает задачу стабилизации управляющих напряжений во время излучения.

V. КАЛИБРОВКА

Управление линией задержки и фазовращателем осуществляется кодами, выбираемыми по калибровочной таблице. Для калибровки в схеме имитатора (рис. 1) предусмотрен пассивный шлейф между выходом передатчика и входом приёмника на несущей частоте. Калибровка заключается в формировании и передаче образцового зондирующего импульса с последовательной установкой всех управляющих кодов линии задержки и нулевого сдвига фазы, при этом оцифрованный сигнал с выхода приёмного тракта обрабатывается корреляционным анализатором для измерения фактической задержки и сдвига фазы. Полученные значения сохраняются в таблице корректирующих кодов. Аналогичные циклы

калибровки выполняются на нескольких несущих частотах в рабочем диапазоне.

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предлагаемый принцип синхронизации активного имитатора произвольных радиомишеней позволяет организовать испытания радиолокатора с синтезированной апертурой в режимах, для которых требуется формирование сложных фоно-целевых обстановок, но производительность имеющихся вычислительных средств не обеспечивает преобразование полноценного объёма данных зондирующего сигнала и модели снимаемого объекта в режиме реального времени. Метод может быть применён для определения сквозных характеристик РСА как при лётных испытаниях, так и при полунатурном моделировании на этапе наземной отработки, что позволяет реализовать системный подход к созданию и эксплуатации комплекса.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Радиолокационные станции воздушной разведки, дешифрование радиолокационных изображений / Под ред. Л.А. Школьного. – М.: изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008.
- [2] Радиолокационные системы землеобзора комического базирования / Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Под ред. В.С. Вербы – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
- [3] Белозазов И.Н., Тарасенко В.П. Корреляционно-экстремальные системы. – М.: Радио и связь, 1974.
- [4] Радиоавтоматика: Учеб. пособие / Бесекерский В.А., Елисеев А.А., Небылов А.В. и др.; Под ред. В.А. Бесекерского. – М.: Высш. шк., 1985. – 271 с., ил.
- [5] Лепёхина Т.А., Николаев В.И. Аппаратно-программное обеспечение стенда полунатурного моделирования для наземных испытаний космических радиолокаторов с синтезированной апертурой // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2013, №1. С. 53-60.
- [6] Лепёхина Т.А., Николаев В.И. Алгоритм цифровой имитации траекторных сигналов для испытаний радиолокаторов с синтезированной апертурой высокого разрешения // 15-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2013». М.: РНТОРЭС им. А.С.Попова, 2013. С. 418-422.
- [7] Jirousek M, Döring B.J, Looser P., Schwerdt M. Linearity Measurements of an Accurate Transponder for Calibrating Future Spaceborne SAR Systems // Proc. of 9th European Conference on Synthetic Aperture Radar Conference EUSAR 2012 (Nuremberg, Germany, 2012), pp. 67-70.
- [8] Wen L., Tao Z. Design and Implementation of Real-time SAR Echo Simulator for Natural Scene // Proc. of 8th European Conference on Synthetic Aperture Radar Conference EUSAR 2010 (Aachen, Germany, 2010). P. 657-660.
- [9] Егоров Е.Н., Жохов Л.К., Лебедев Ю.В., Мартынова В.П., Сапрыкин В.Г. Микрополосковый фазовращатель на основе МДП варакторов // Специальная электроника. 1979, серия 10, вып. 2(6).
- [10] Сурин Ю.В., Петручук И.И., Спиридонов А.Б., Мартынова В.П. Варикап. Патент на полезную модель № 114807, приоритет от 21.12.2011 г.

Synchronization of active radar target simulator for SAR tests

T.A. Lepekhina, V.I. Nikolaev

Joint-Stock Company «Radio Engineering Corporation «Vega»,

vnikolaev65@inbox.ru

Keywords — Synthetic Aperture Radar, active simulator, synchronization.

ABSTRACT

Active radar target simulators are used for synthetic aperture radar calibration and tests. In general, the simulator should convert the received impulse of radar sounding signal into a computed superposition of its scatterings from a set of terrestrial scene bins considering amplitudes, delays and phase shifts, the scene being simulated before the test.

A simple active transponder is designed to simulate a singular point target. Its principle of operation is based on analog or digital recording of received radar signal and its playing back after a stable delay. One-point active transponders are used for SAR spatial resolution and polarimetric tests, and for radiometric calibration [8].

A multiple point target can be simulated using a multi-channel transceiver, each hardware or software channel being responsible for a single virtual point. Signal processing in real time provides a stable delay regardless of exact knowledge of input signal receive moment, but the simulated pattern can be composed of just a few discrete pixels.

However, if SAR radiometric resolution or on-board imaging performance in high resolution mode is to be tested, a simulated test target should be composed of millions of pixels, this exceeding available productivity of signal processors for digital signal conversion to be performed in real time. Instead, echo signal data array based on test pattern model, trajectory and known sounding signal envelope can be computed preliminarily and stored, then played back synchronously with radar-under-test sounding signal reception.

In flight tests, aircraft trajectory disturbances lead to sounding pulse reception moment fluctuation. Once there is a rigid constraint of return signal data sampling and its generation timing with DAC clocking signal, the delay stability cannot be obtained better than timing granularity. If trajectory fluctuations are tracked by a micro-navigation system and compensated in the imaging algorithm, this function being verified in the flight tests, ignoring delay errors would lead to image defocusing. Similar effect is probably to be encountered if remote SAR sounding period is not multiple of simulator integer clock period.

Once echo signal simulation instead of direct sounding pulse transceiving is considered, the requirements of SAR flight tests imply the effective relative noise added by the transceiver to be less than minus 40 dB. It corresponds to

initial phase mismatch between the received pulse and the transmitted echo simulation to be limited by 1.4° , or, thereafter, delay variation to be of order minus 2...3 with respect to the clock period. For this requirement to be satisfied, special schematic should be applied.

A principle of fine delay and phase adjustment is introduced below. Taking into account the approach of preliminary output signal data simulation because of limited real time signal processor throughput, delay and phase correction methods are also oriented to minimize real-time output data processing. An available correction technique is based on combination of a switched delay line in the circuit of DAC clock signal and a high-precision controlled phase shifter to adjust up-converter LO signal phase.

The proposed active simulator contains symmetrical channels for wideband signal reception and generation, digital conversions being executed at zero IF. Input data flow is redirected to the RAID storage for future processing. The same storage contains output signal data array, the data being read in segmented mode and played back by I, Q-channel DACs. In addition, every impulse is processed by a computing module based on FPGA as stated below.

The essential difference of the proposed active target simulator from real-time active transponders is the presence of the above final adjusting elements controlled with proper codes generated by the signal processor on base of input sounding signal processing results.

The possibility of input sounding signal analysis is based on considered simulator destination for SAR flight tests and calibration. Unlike warfare operation circumstances, a radar-under-test is self-designed, or the tests are ordered by SAR operator. Therefore, the data array for simulation of echo signal according to the test scenery can be simulated on base of known sounding signal envelope, sounding time diagram and carrier trajectory. The source data and the resultant array should be stored in the database before the test.

The known sounding pulse modulation can be used for its correlation processing executed immediately after input signal reception to measure received pulse delay and initial phase. The processing is based on correlation algorithms known from automatic control and navigation theory [3].

Software module of correlation analysis executes two convolutions of received sounding signal envelope with appropriate reference functions downloaded preliminarily from the database. The first one is the conjugated and

inverted complex envelope of the expected sounding pulse, considering its initial phase, and the complex convolution should look like the response function of pulse envelope subject to the delay λ and the phase shift ψ of the received pulse. The second convolution is the discrimination function vanishing at the argument of the first convolution maximum. The delay is found as the equation root for the discrimination function, and then the initial phase shift is determined as the phase of the response function interpolated in the neighborhood of maximum.

The suggested simulator is designed to operate with high-resolution SARs (0.25 – 1 m) with sounding signal spectrum bandwidth 150 ... 600 MHz. Playback signal delay correction should be implemented by means of clocking signal delay in the range of sampling period with the granularity of 0.05 – 0.1. An available hardware solution of controlled discrete delay line can be based on a set of coaxial lines with the corresponding length step connected between two logical multiplexers. For example, 16 lines differing by 0.1 m step are required for sampling period 5.33 ns and 4-bit delay code.

Transmit signal initial phase correction should compensate the sum of two phase errors resulting from the uncertainty of sounding signal reception moment and the delay of transmitted signal at carrier frequency. The range of phase correction is 0 ... 360°, and code length is determined according to the specification of relative phase noise added by the simulator in SAR test hologram. The power of this noise component depends on code length n as $(5.2-6n)$ dB. Therefore, in order to obtain relative noise level minus 40 dB, an 8-bit phase shifter with 1.4° resolution is required. In consideration that standard phase shifters are mostly 6-bit, a continuous voltage-controlled phase shifter is to be implemented, the control voltage being supplied from a 12-bit DAC.

An alternative schematic solution for fine phase adjustment would be a vector modulator controlled by a pair of DC signals.

Delay and phase switching in the pauses of transmit pulses enables avoiding control voltage instability during transmission.

Delay and phase control codes are chosen from calibration table. Passive calibration loopback circuit should be provided in the simulator to supply the transmit signal at carrier frequency to the receiver input. The calibration implies test sounding impulse generation and transmission with zero phase shift and sequential setup of all delay steps, the received signal being processed by the correlation analyzer to measure the resultant delay and initial phase of the response. A similar procedure should be executed to obtain the code-to-phase characteristic, and a

set of calibrations is to be made for a number of carrier frequencies in the operation range. The results are stored in the calibration table.

The suggested principle of active arbitrary test target simulator synchronization enables to provide SAR tests including the modes requiring complex scenery analysis if signal processor throughput is not sufficient for full-scale data conversion in real time. The technique may be implemented for SAR through experimental characteristic estimation both in flight tests and in hardware-in-the-loop simulation.

REFERENCES

- [1] Radiolokacionnye stancii vozdušnoy razvedki, deshifrovaniye radiolokacionnyh izobrazhenij / Pod red. L.A. Shkol'nogo. – M.: izd. VVIA im. prof. N.E. Zhukovskogo, 2008 (in Russian).
- [2] Radiolokacionnye sistemy zemleobzora komicheskogo bazirovaniya / Verba V.S., Neronskij L.B., Osipov I.G., Turuk V.Je. Pod red. V.S. Verby – M.: Radiotekhnika, 2010. – 680 s. (In Russian).
- [3] Belolazov I.N., Tarasenko V.P. Korrelyacionno-jekstremal'nye sistemy. – M.: Radio i svjaz', 1974 (in Russian).
- [4] Radioavtomatika: Ucheb. posobie / Besekerskij V.A., Eliseev A.A., Nebylov A.V. i dr.; Pod red. V.A. Besekerskogo. – M.: Vyssh. shk., 1985. – 271 s., il. (In Russian).
- [5] Lepjohina T.A., Nikolaev V.I. Apparato-programmnoe obespechenie stenda polunatural'nogo modelirovaniya dlja nazemnyh ispytaniy kosmicheskikh radiolokatorov s sintezirovannoj aperturoj // Informacionno-izmeritel'nye i upravljajushhie sistemy. 2013, №1. S. 53-60. (In Russian).
- [6] Lepjohina T.A., Nikolaev V.I. Algoritm cifrovoj imitacii traektornyh signalov dlja ispytaniy radiolokatorov s sintezirovannoj aperturoj vysokogo razresheniya // 15-ja Mezhdunarodnaja konferencija «Cifrovaja obrabotka signalov i ee primenenie – DSPA-2013». M.: RNTORJeS im. A.S.Popova, 2013. S. 418-422. (In Russian).
- [7] Jirousek M, Döring B.J, Looser P., Schwerdt M. Linearity Measurements of an Accurate Transponder for Calibrating Future Spaceborne SAR Systems // Proc. of 9th European Conference on Synthetic Aperture Radar Conference EUSAR 2012 (Nuremberg, Germany, 2012), pp. 67-70.
- [8] Wen L., Tao Z. Design and Implementation of Real-time SAR Echo Simulator for Natural Scene // Proc. of 8th European Conference on Synthetic Aperture Radar Conference EUSAR 2010 (Aachen, Germany, 2010). P. 657-660.
- [9] Egorov E.N., Zhohov L.K., Lebedev Ju.V., Martynova V.P., Saprykin V.G. Mikropoloskovyj fazovrashhael' na osnove MDP varaktorov // Special'naja jelektronika. 1979, serija 10, vyp. 2(6). (In Russian).
- [10] Surin Ju.V., Petrushuk I.I., Spiridonov A.B., Martynova V.P. Varikap. Patent na poleznuju model' № 114807, prioritet ot 21.12.2011 g. (In Russian).