

УДК 621.373 DOI 10.30894/issn2409-0239.2022.9.1.67.72

Вопросы формирования зондирующего сигнала орбитального радиовысотомера

Д. В. Дмитриев, *contact@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

В. С. Полишкар, *к. т. н., с. н. с., contact@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. Точность формирования зондирующих сигналов квазинепрерывных радиолокаторов определяется требованиями к допустимой инструментальной составляющей погрешности измерения дальности и доплеровского сдвига частоты. Высокоточные орбитальные радиовысотомеры, как правило, используют в качестве зондирующих сигналов прецизионные сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ сигналы), к характеристикам линейности которых предъявляются достаточно высокие требования, так как отклонения от линейного закона изменения частоты зондирующего сигнала радиовысотомера вызывают дополнительные погрешности измерений. Для снижения инструментальной погрешности радиовысотомера необходимо повышать качество формирования зондирующего ЛЧМ-сигнала, что может быть обеспечено при цифровом способе его формирования. Для оценки возможности использования синтезатора на базе микросхемы 1508ПЛ8Т в качестве формирователя зондирующего сигнала радиовысотомера выполнены измерения линейности частотной модуляции. Линейность модуляции оценивалась по отклонению мгновенной фазы синтезированного сигнала от квадратичной зависимости. Исследования показали, что на быстрые флуктуации частоты ЛЧМ-сигнала существенное влияние оказывает время, затрачиваемое синтезатором на смену скорости нарастания фазы сигнала. Подбор параметров синтезируемых сигналов и характеристик фильтров на выходе цифро-аналоговых преобразователей позволил снизить погрешность формирования до $2,9 \cdot 10^{-3}$ рад (СКО). При выборе типа интегрального синтезатора необходимо ориентироваться на микросхемы с высокой тактовой частотой ЦАП (выше 1 ГГц) и малым временем, затрачиваемым на смену частоты выходного сигнала (не более 4 периодов тактовой частоты).

Ключевые слова: орбитальный радиовысотомер, синтез ЛЧМ сигналов, фазовая ошибка формирования сигнала

Formation of the Sounding Signal of an Orbital Radio Altimeter

D. V. Dmitriev, *contact@spacecorp.ru*

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

V. S. Polishkarov, *Cand. Sci. (Engineering), senior researcher, contact@spacecorp.ru*

Joint Stock Company "Russian Space Systems", Moscow, Russian Federation

Abstract. The accuracy of the formation of sounding signals of quasi-continuous radars is determined by the requirements for the permissible instrumental component of the error in measuring of the distance and Doppler frequency shift. High-precision orbital radio altimeters, as a rule, use precision signals with linear frequency modulation (chirp signals) as sounding signals, the linearity characteristics of which are quite demanding, since deviations from the linear law of change in the frequency of the radio altimeter sounding signal cause additional measurement errors. To reduce the instrumental error of the radio altimeter, it is necessary to improve the quality of the formation of the probing chirp signal, which can be ensured by forming them digitally. To assess the possibility of using a synthesizer based on the 1508PL8T microcircuit as a generator of the probing signal of a radio altimeter, measurements of the frequency modulation linearity were performed. The linearity of the modulation was estimated by the deviation of the instantaneous phase of the synthesized signal from the quadratic dependence. Studies have shown that fast fluctuations of the chirp signal frequency are significantly influenced by the time it takes the synthesizer to change the rate of rise of the signal phase. The selection of the parameters of the synthesized signals and the characteristics of the filters at the output of the digital-to-analog converters made it possible to reduce the formation error to $2.9 \cdot 10^{-3}$ rad (RMS). When choosing the type of integrated synthesizer, it is necessary to focus on microcircuits with a high DAC clock frequency (above 1 GHz) and a short time spent on changing the output signal frequency (no more than 4 clock periods).

Keywords: orbital radio altimeter, synthesis of chirp signals, phase error of signal formation

Орбитальные высотометры используются в составе космических аппаратов дистанционного зондирования Земли, геодезии и океанографии. В ряде применений к точностным характеристикам радиовысотометра предъявляются очень высокие требования. Так, для решения задач геодезии и океанографии флюктуационная составляющая инструментальной погрешности не должна превышать 2–3 см при измерении высоты порядка 1000 км. Выполнение данных требований по точности измерений возможно при использовании в качестве зондирующих сигналов прецизионных квазинепрерывных широкополосных сигналов с внутримпульсной линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

Известно, что инструментальная погрешность измерителя высоты непосредственно связана с качеством формирования ЛЧМ-сигнала. Погрешности формирования зондирующего сигнала, которые оцениваются относительным квадратом среднеквадратического отклонения ε^2 , приводят к смещению обобщенной корреляционной функции $R(\tau, \Omega)$, т. е. к ошибкам измерения высоты и доплеровского сдвига частоты. При этом

$$|\Delta R(\tau, \Omega)| \leq \varepsilon^2, \\ \varepsilon^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} [S(t) - S_c(t)]^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} [S(t)]^2 dt},$$

где $S(t)$ — исходный (эталонный), а $S_c(t)$ — синтезируемый сигналы.

В [1] показано, что дисперсия случайной составляющей погрешности измерения высоты, вызванной неточностью формирования сигнала, равна $\sigma^2 = 2\pi\varepsilon^2$.

Отсюда следует, что требования к результирующей погрешности радиовысотометра накладывают жесткие ограничения на допустимые отклонения характеристик синтезируемого ЛЧМ-сигнала от теоретически рассчитанных.

Для формирования ЛЧМ-сигналов с высокой точностью широко применяются синтезаторы прямого цифрового синтеза, которые могут быть построены как на дискретных компонентах, так и на интегральных микросхемах DDS. Преимущества

первых состоит в том, что они могут быть спроектированы под конкретную задачу и обладать экстремальным быстродействием и высокой разрядностью представления амплитуды и фазы. Последние привлекают своими небольшими размерами и малым энергопотреблением, что особенно актуально для бортовой аппаратуры космического аппарата.

Как следует из анализа публикаций на данную тему, оба подхода успешно применяются на практике для построения различных видов радиолокационной аппаратуры. Так, в [2, 3, 9, 10] рассмотрены вопросы построения широкополосных генераторов ЛЧМ-сигналов с помощью интегральных синтезаторов прямого цифрового синтеза. Работы содержат обзор современных микросхем DDS и их характеристик, пути снижения искажений при формировании сигналов, а также способы переноса спектра синтезированного ЛЧМ-сигнала в область несущих частот радиолокатора. В то же время для похожих целей в [4] был спроектирован и исследован специализированный синтезатор на основе ПЛИС и высокоскоростного ЦАП. Принимая во внимание быстрый рост значения тактовой частоты современных ЦАП, которая уже существенно превысила 10 ГГц, аппаратные возможности высокоточного синтеза ЛЧМ-сигналов почти не ограничены. Особый интерес представляют синтезаторы с изменяемыми параметрами модуляции, которые востребованы при смене разрешающей способности радиолокатора в процессе работы [5].

Для оценки возможности использования той или иной интегральной микросхемы DDS для решения поставленной задачи необходимо сформулировать требования к ее характеристикам в части быстродействия, а также разрядности представления фазы и амплитуды синтезируемого сигнала.

Действительно, погрешность формирования ЛЧМ-сигнала включает в себя погрешность как воспроизведения фазы сигнала, так и его амплитуды (шумы дискретизации и квантования):

$$\varepsilon^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [\Delta\theta(n\Delta T)]^2 + \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} [\Delta A(n\Delta T)]^2,$$

где N — количество отсчетов сигнала на интервале длительности импульса. Погрешность за счет

дискретизации оценивается соотношением

$$\varepsilon_d^2 = \frac{\pi^2}{36} \cdot \left(\frac{D}{N}\right)^2,$$

где D — база сигнала, а погрешность квантования можно представить как

$$\varepsilon_{\text{кв}}^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} [\Delta\theta(k)]^2 = \frac{\pi^2}{3} \left(\frac{1}{L}\right)^2,$$

где L — количество дискретных значений фазы на интервале 2π [6].

Как следует из приведенных выражений, для повышения точности формирования сигнала разрядность ЦАП и преобразователя фаза–амплитуда, вместе с количеством отсчетов N на интервале длительности импульса T , необходимо увеличивать. Пределы увеличения ограничены возможностями интегральных DDS. Чтобы достичь требуемого значения числа N , при выборе микросхем DDS необходимо в первую очередь ориентироваться на модели с высоким быстродействием. В описаниях на интегральные микросхемы DDS, как правило, указывается тактовая частота ЦАП, однако

реальное быстродействие синтезатора при формировании ЛЧМ-сигнала определяется не только этой величиной. Смена текущей частоты сигнала ЛЧМ в интегральных DDS происходит не с каждым импульсом тактовой частоты ЦАП, а реже (в ряде случаев существенно реже), то есть на протяжении нескольких тактов синтезатор формирует сигнал с неизменной частотой, а затем скачком переходит на следующее значение частоты [7]. Иными словами, квадратичная парабола изменения фазы эталонного ЛЧМ-сигнала в данном случае аппроксимируется отрезками прямых линий. Так, популярная микросхема AD9914 имеет тактовую частоту ЦАП до 3,5 ГГц, а смена частот выходного сигнала при этом осуществляется в 24 раза реже. Микросхема 1508ПЛ8Т при тактовой частоте 1 ГГц может изменять частоту выходного сигнала каждые 4 нс (эквивалентно частоте 250 МГц). На спектрограмме ЛЧМ-сигнала, сформированного генератором на базе 1508ПЛ8Т, хорошо виден отклик на частоте 250 МГц, который образуется в результате дискретного изменения частоты синтезируемого сигнала.

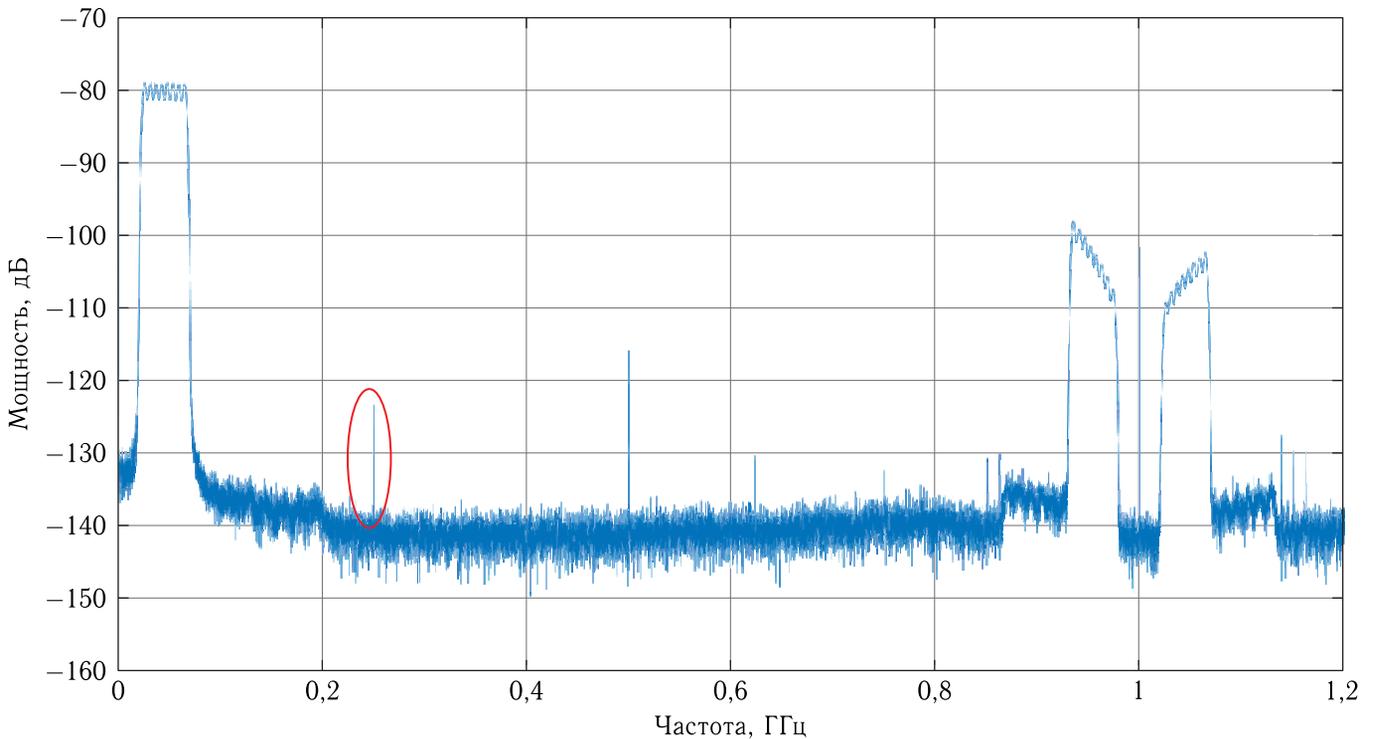


Рис. 1. Спектр сигнала на выходе ЦАП

С целью эффективного сглаживания скачков частоты в выходном сигнале необходимо осуществлять подавление в спектре не только тактовой частоты ЦАП, но и частоты переходов с одной синтезируемой частоты на другую. Для генератора ЛЧМ, спроектированного на базе 1508ПЛ8Т, потребовался ФНЧ, который обеспечивал подавление не менее 60 дБ на частоте 250 МГц, при этом диапазон рабочих частот выходного сигнала пришлось сократить до 60 МГц.

Эффективность принимаемых мер для повышения качества формирования ЛЧМ-сигнала оценивалась на основе анализа отклонений фактического закона изменения фазы колебаний внутри синтезированного импульса зондирующего сигнала радиовысотомера от теоретически рассчитанного (эталонного). Так как при анализе реализации сигнала генератора невозможно разделить источники искажений (отклонение фазы или амплитуды), то будем считать, что измеренные среднеквадратические значения отклонения фазы эквивалентны ϵ . Реальные синтезированные DDS-сигналы анализировались цифровым осциллографом с частотой дискретизации 20 ГГц и записывались в память ПК. Для вычисления мгновенной фазы сигнала

$$\theta(t) = \arctg \frac{\dot{S}(t)}{S(t)}$$

записанная в ПК вещественная часть сигнала дополнялась мнимой частью $\dot{S}(t)$, которая вычислялась с помощью преобразования Гильберта

$$\dot{S}(t) = H[S(t)].$$

На рис. 2, 3, 4 изображена временная зависимость отклонения фазы синтезированного сигнала от эталона (фазовая ошибка):

$$\Delta\theta(t) = \theta_c(t) - \theta(t).$$

На рисунках по вертикальной оси указана разность фаз в радианах, а по горизонтальной оси — время в секундах. На рис. 2 представлена фазовая ошибка синтезированного сигнала, спектр которого показан на рис. 1.

Размах отклонения ($p-p$) составил 0,14 рад. Период огибающей процесса на рис. 2 соответствует текущему периоду ВЧ заполнения формируемого ЛЧМ-импульса.

На рис. 3 и 4 показано как изменяется характер поведения разности фаз после установки ФНЧ для подавления частот 1 ГГц (ФНЧ 1) и 250 МГц (ФНЧ 2) соответственно.

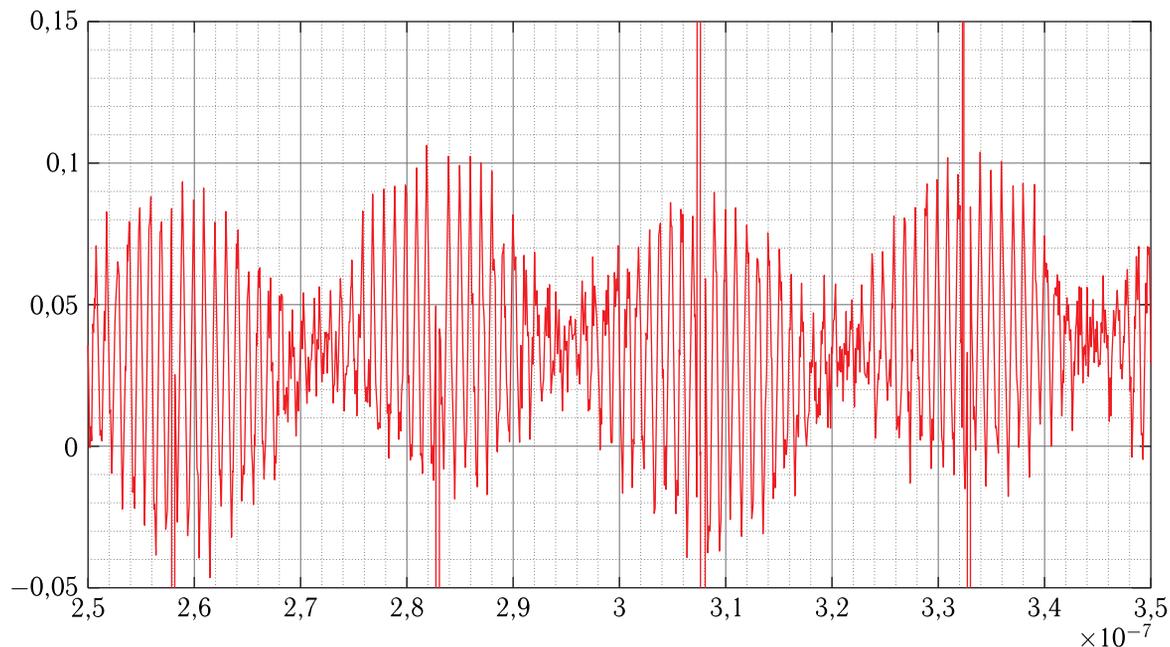


Рис. 2. Фрагмент функции $\Delta\theta(t)$ отклонения фазы синтезированного сигнала от теоретически рассчитанного

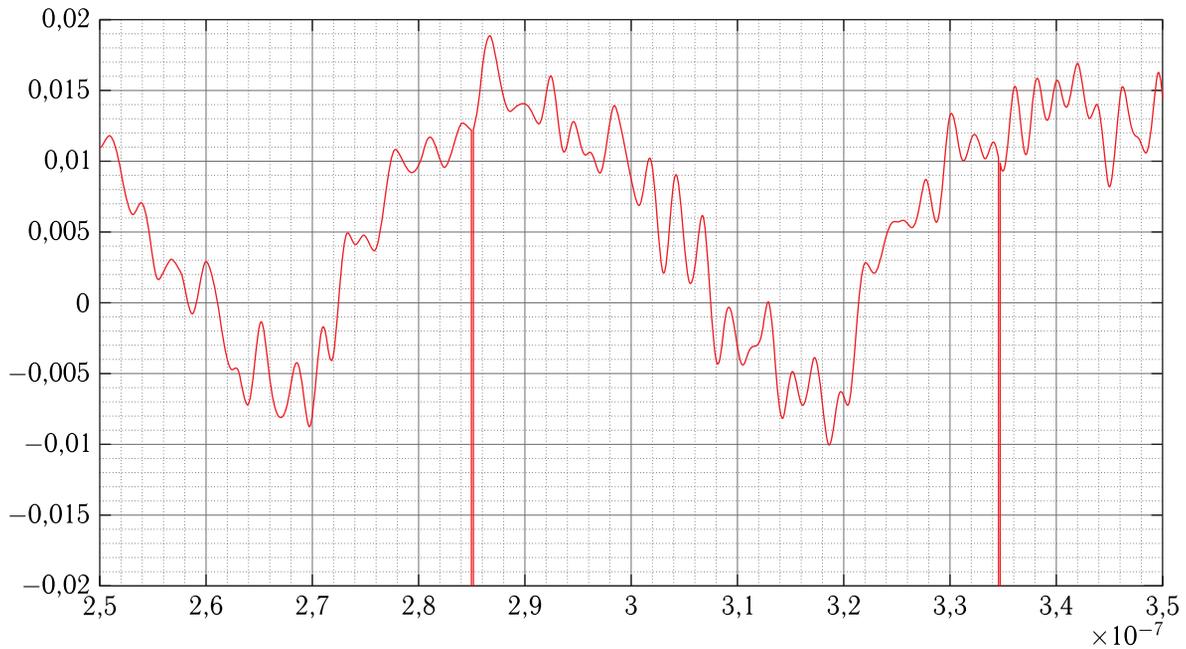


Рис. 3. Отклонение фазы сигнала, прошедшего через ФНЧ 1

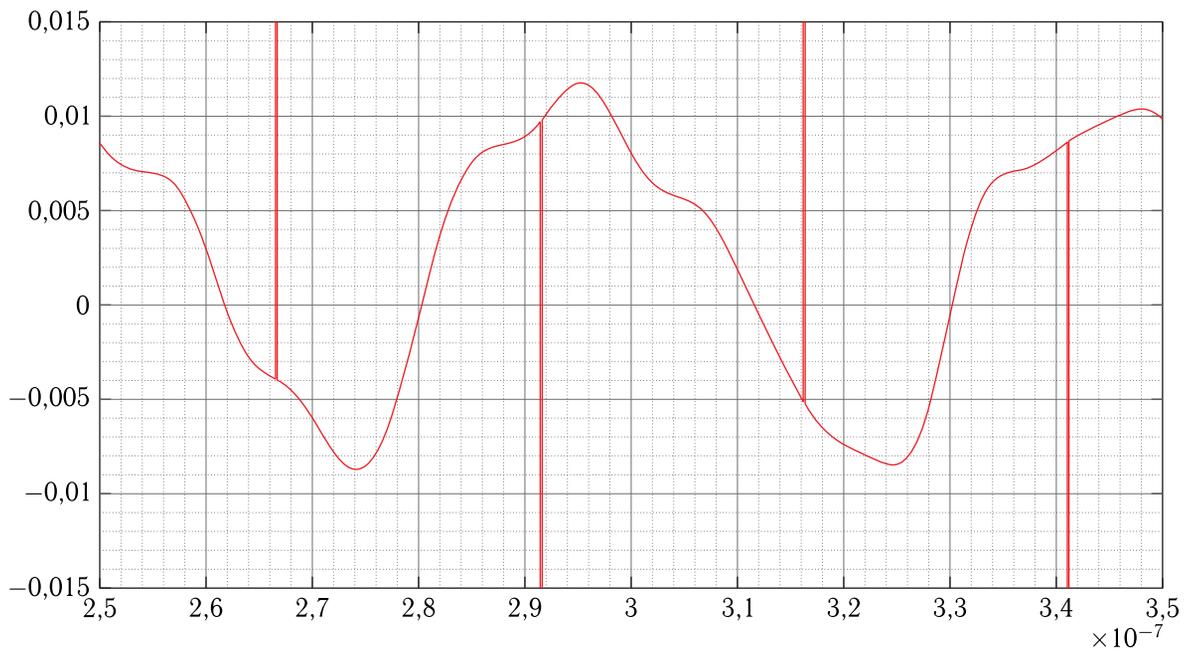


Рис. 4. Отклонение фазы сигнала после ФНЧ 2

В результате фильтрации и подавления сигнала тактовой частоты ЦАП на 60 дБ размах отклонения фазы снизился до 0,025 рад.

Фильтрация спектральной составляющей с частотой 250 МГц позволила уменьшить размах фазовой ошибки до 0,018 рад.

В результате применение фильтров, подавляющих спектральные составляющие, обусловленные тактовой частотой ЦАП и дискретной сменой частоты синтезируемого ЛЧМ-сигнала, позволило обеспечить среднеквадратическое отклонение фазы сигнала не более $2,9 \cdot 10^{-3}$ рад.

Представленное на рис. 4 остаточное отклонение фазы с периодом, совпадающим с периодом сигнала, может быть уменьшено путем введения дополнительных корректирующих поправок при формировании ЛЧМ-сигнала в DDS [8].

Суть механизма коррекции заключается в применении корректирующих поправок по амплитуде, фазе и постоянному смещению непосредственно в цикле формирования ЛЧМ-сигнала. Микросхема 1508ПЛ8Т имеет 64 встроенных профиля для каждого канала, в которые могут записываться различные значения вышеприведенных параметров. Диапазон частот, в котором формируется ЛЧМ-сигнал, разбивается на 64 отрезка, в каждом из которых автоматически применяются свои значения корректирующих поправок.

Таким образом, экспериментальное исследование характеристик микросхемы 1508ПЛ8Т с целью оценки возможности ее применения в прецизионном формирователе ЛЧМ-сигнала показало, что обоснованный подход к выбору интегрального синтезатора, а также полное использование заложенных в него возможностей позволяют получить высокую точность формирования сигнала одновременно с малой массой, размерами и энергопотреблением устройства.

Список литературы

1. Матюшин О.Т. Цифроаналоговое формирование радиосигналов // Радиотехника. 1983. №6. С. 9–15.
2. Муравьев В.В., Корневский С.А., Костюкевич К.А., Стануль А.А. Синтезатор широкополосных сигналов, сформированных методом прямого цифрового синтеза // Приборы и методы измерений. 2013. № 2 (7).
3. Кандырин Н.П. Формирование широкополосных ЛЧМ-сигналов методом прямого цифрового синтеза и перенос их в диапазон СВЧ // Системы обработки информации. 2016. № 7 (144).
4. Булыгин М.Л., Муллов К.Д. Формирователь зондирующего сигнала для радиолокатора с синтезированной апертурой // Труды МАИ. 2015. Вып. № 80.
5. Кочемасов В., Голубков В., Новиков Л., Черкашин А. Синтезатор ЛЧМ-сигналов с оперативным изменением параметров модуляции // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2004. № 7.
6. Баскаков А.И. Прецизионный океанографический радиовысотомер космического базирования. М.: Издательский дом МЭИ (ТУ), 1994. 75 с.
7. Лошаков В.А., Красношапка И.В., Костянец А.В. Анализ возможностей цифровых синтезаторов сигналов по формированию сложных сигналов с изменяемыми параметрами // Системы обработки информации. 2006. № 4 (53).
8. Формирователи сверхширокополосных ЛЧМ-сигналов. <http://www.radiocomp.ru/joom/images/storage/products/fshs/article.pdf>
9. Binilroy T.S., Rohit T. Kurian, Giriya J. DDS Based Low Phase Noise LFM Generator for Multi Object Tracking Radar. 2017 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference. 2017.
10. Qinghong Li, Dong Yang, Xiao Hua Mu, Qing Lin Huo. Design of the L-band wideband LFM signal generator based on DDS and frequency multiplication // International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology. 2012.