

## СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ, УПРАВЛЕНИЕ И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ

УДК 621.37

### ОБОСНОВАНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К ЦИФРОВЫМ СИНТЕЗАТОРАМ СИГНАЛОВ ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ РЛС

**Викторов Д.С., Пластинина Е.В., Самоволина Е.В.**

Военная академия воздушно-космической обороны  
имени Маршала Советского Союза Г.К. Жукова, г. Тверь

---

*Поступила в редакцию 20.06.2020, после переработки 20.10.2020.*

---

В работе обосновываются требования к уровню искажений радиолокационных станций с импульсным и квазинепрерывным излучением, построенных на основе цифровых синтезаторов сигналов четырех типов: цифровых синтезаторах отсчетов напряжения и цифровых синтезаторах отсчетов фазы с равномерной дискретизацией, цифровых синтезаторах отсчетов напряжения и цифровых синтезаторах отсчетов фазы с неравномерной дискретизацией. При построении задающего устройства РЛС возникает вопрос о выборе типа цифрового синтезатора сигналов. Основными исходными критериями при этом являются максимальный рабочий диапазон цифрового синтезатора и уровень внутриполосных искажений. При выборе типа цифрового синтезатора сигналов необходимо учитывать большое количество факторов, основными из которых являются сложность исполнения формирователя цифровых отсчетов, возможность реализации формирователя цифровых отсчетов с требуемым быстродействием и количеством разрядов [1, 2]. При предъявлении требований к суммарному уровню искажений используется критерий допустимого снижения вероятности правильного обнаружения по сравнению с её потенциальным значением при фиксированной вероятности ложной тревоги. Исходя из данного критерия в импульсных РЛС максимальное относительное среднеквадратическое значение искажений взаимокорреляционной функции сигнала с угловой модуляцией, формируемого цифровым синтезатором, не должно превышать  $D_{\delta x} \leq -(51...67)$  дБ. В РЛС с квазинепрерывным излучением максимальное относительное среднеквадратическое значение искажений автокорреляционной функции сигнала с угловой модуляцией не должно превышать  $D_{\delta} \leq -(80...120)$  дБ. Количество разрядов квантования фазы, напряжения и компенсации временной задержки в цифровых синтезаторах сигналов зависит не только от максимального относительного среднеквадратического значения искажений взаимокорреляционной функции но и от количества отсчетов сигнала с угловой модуляцией. Поэтому первоначально необходимо выбрать эталонную частоту цифрового синтезатора сигналов, задаваясь видом модуляции и эффективной шириной спектра сигнала с угловой модуляцией исходя из ТТХ РЛС.

**Ключевые слова:** цифровые синтезаторы сигналов, квантование фазы и напряжения, частота дискретизации.

*Вестник ТвГУ. Серия: Прикладная математика. 2020. № 4. С. 43–55.*  
<https://doi.org/10.26456/vtprmk604>

## Введение

В [3 – 10] показано, что квантование фазы и напряжения, дискретизация и интерполяция сигналов в цифровых синтезаторах приводит к появлению модуляционных и внутриполосных искажений спектров формируемых сигналов с угловой модуляцией (УМ) и, следовательно, их корреляционных функций (уменьшения амплитуды, временного смещения и расширения основного лепестка, росту боковых лепестков сжатого импульса). В конечном счете, это приводит к снижению потенциальных тактико-технических характеристик (ТТХ) РЛС и является основным фактором, ограничивающим использование в них цифровых синтезаторов сигналов (ЦСС).

Поэтому разработка требований, предъявляемых к ЦСС, для различных типов РЛС является актуальной задачей.

## 1. Требования к уровню искажений в РЛС с импульсным и квазинепрерывным излучением

В РЛС с корреляционно-фильтровым методом обработки радиолокационных сигналов с УМ можно выделить четыре основных источника искажений ( $I = 4$ ): ЦСС сигналов с УМ, усилитель мощности передающего канала, усилительный тракт приемного канала и гетеродин [11, 12]. Указанные устройства имеют независимое конструктивное исполнение, поэтому обусловленные ими искажения в первом приближении можно считать некоррелированными, а их вклады в суммарные искажения сигналов на выходе схем обработки примерно одинаковыми. Тогда суммарная спектральная плотность мощности шумов, приведенных к входу приемного устройства, от  $I$  некоррелированных источников искажений равна

$$N = \sum_{i=1}^I N_i,$$

где  $N_i$  - спектральная плотность мощности  $i$ -го источника шума.

В этом случае допустимая спектральная плотность мощности искажений в ЦСС с УМ не должна превышать  $N_{\text{ЦСС}} < N/I$ .

Искажения, возникающие при формировании сигналов с УМ в цифровых синтезаторах, в свою очередь, можно разделить на регулярные и случайные. Регулярные искажения возникают при квантовании и дискретизации формируемого в цифровом синтезаторе сигнала. Эти искажения для каждого вида формируемого сигнала с УМ повторяются от импульса к импульсу. Случайные искажения обусловлены мультипликативным (модуляционным) и аддитивным воздействием шумов и нестабильностей источников эталонов, источников питания, электронных

приборов и т.д. [13, 14]. В первом приближении можно считать, что спектральная плотность мощности регулярных  $N_P$  и случайных  $N_C$  искажений имеют равномерный уровень в полосе рабочего диапазона ЦСС и равны между собой. Тогда,

$$N_{\text{ЦС}} \leq N_P + N_C = 2N_P.$$

С учетом сказанного выше, допустимая спектральная плотность мощности регулярных искажений в ЦСС с УМ не должна превышать

$$N_P \leq N/(2I). \quad (1)$$

На практике при предъявлении требований к суммарному уровню указанных искажений исходят из допустимого ухудшения основных ТТХ РЛС. Для большинства классов РЛС одним из важнейших исходных критериев является допустимое снижение вероятности правильного обнаружения по сравнению с её потенциальным значением  $\Delta P_D = P_D - P_D'$  при фиксированной вероятности ложной тревоги  $P_F$  [15].

Для обоснования требований к допустимому уровню искажений сигналов с УМ, формируемых ЦСС, применительно к импульсным РЛС рассмотрим случай обнаружения сигнала  $X_1(t)$ , отраженного от малоразмерной цели 1, на фоне шумов  $n(t)$  и искажений  $\delta X_2(t)$  сигнала  $X_2(t)$ , отраженного от близко расположенной к цели 1 крупноразмерной цели 2 (рис. 1). При отсутствии цели 2 (рис. 1, а) параметр обнаружения цели 1 определяется значением

$$q_1 = \sqrt{\frac{2E_1}{N_0}},$$

где:  $E_1$  - энергия сигнала, отраженного от цели 1;  $N_0$  - спектральная плотность мощности шума  $n(t)$ .

При наличии цели 2 (рис. 1, б) параметр обнаружения цели 1 на фоне шумов  $n(t)$  и искажений  $\delta X_2(t)$  определяется значением

$$q_2 = \sqrt{\frac{2E_1}{N_0 + N}},$$

где  $N$  - спектральная плотность мощности суммарных искажений в  $X_2(t)$  сигнала  $X_2(t)$ . Тогда, спектральную плотность мощности можно определить в виде

$$N = 2 \frac{q_1^2 - q_2^2}{q_1^2 q_1^1} E_1. \quad (2)$$

Разделив левую и правую части равенства (2) на значение  $E_2$  и учитывая, что отношение  $E_1/E_2$  пропорционально отношению эффективных площадей рассеяния этих целей  $S_1/S_2$ , получим

$$\frac{N}{E_2} = 2 \frac{q_1^2 - q_2^2}{q_1^2 q_1^1} \frac{S_1}{S_2}$$

или, с учетом (1)

$$\frac{NN_P}{E_2} \leq \frac{1}{I} \frac{q_1^2 - q_2^2}{q_1^2 q_1^1} \frac{S_1}{S_2}. \quad (3)$$

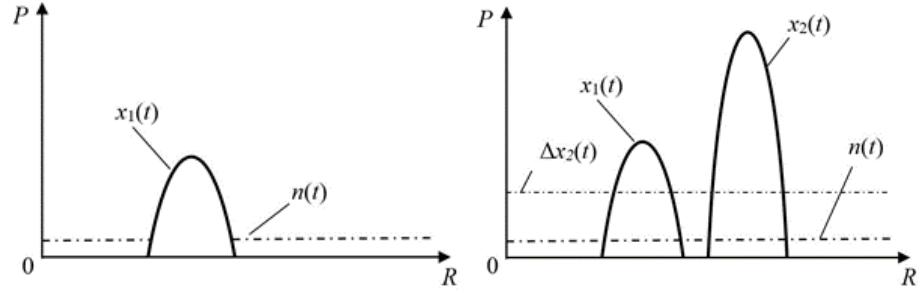


Рис. 1: Обнаружение сигнала: слева - при отсутствии цели 2, справа - при наличии цели 2

В свою очередь, отношение  $N_P/E_2$  пропорционально максимальному отношению среднеквадратическому значению искажений взаимокорреляционной функции (ВКФ)  $\sigma_{\Delta\chi}^2$  сигналов с УМ, формируемых в ЦСС. Поэтому, используя (3), требование к допустимому значению  $\sigma_{\Delta\chi}^2$  можно определить в виде:

$$\sigma_{\Delta\chi}^2 \leq \frac{1}{I} \frac{q_1^2 - q_2^2}{q_1^2 q_1^1} \frac{S_1}{S_2}. \quad (4)$$

Задавая допустимым уменьшением  $\Delta P_d = 0.05 \dots 0.1$  при  $P_d = 0.8 \dots 0.9$ ,  $P_F = 10^{-8}$ ,  $S_1/S_2 = 0.002$  и  $I = 4$ , получим  $\sigma_{\Delta\chi}^2 \leq (0.4 \dots 16) \times 10^{-6}$  или  $D_\sigma \leq -(48 \dots 64)$ дБ (рис. 2).

Основной особенностью РЛС с квазинепрерывным излучением является невозможность получения полной пространственной развязки между приемным и передающим трактами. На их входах приемных устройств таких РЛС постоянно присутствуют сигнал помехи от передатчика. При этом спектр шумов мешающего сигнала передатчика после его преобразования создает помеху во всем рабочем диапазоне спектроанализатора приемного устройства.

Рассмотрим случай обнаружения малоразмерной цели, находящейся на максимальной дальности, на фоне помех, вносимых шумами сигнала передатчика. Допустимый уровень данной помехи также определим из условия допустимого снижения вероятности правильного обнаружения.

Используя уравнение радиолокации, запишем

$$N \leq 2 \frac{q_1^2 - q_2^2}{q_1^2 q_1^1} \frac{E_{II} G(\beta, \varepsilon) A(\beta, \varepsilon) S}{(4\pi R_{II}^2)^2} \quad (5)$$

где:  $E_{II}$  - энергия сигнала за один период зондирования;  $G(\beta, \varepsilon)$  - коэффициент усиления передающей антенны;  $A(\beta, \varepsilon)$  - эффективная площадь приемной антенны;  $\beta, \varepsilon$  - координаты цели по углу места и азимуту;  $S$  - эффективная площадь рассеивания цели;  $R_{II}$  - расстояние до цели.

На вход приемного устройства попадает лишь часть энергии шумов зондирующего сигнала  $E_{II} = E_{II} K_R$ , где  $K_R$  - коэффициент развязки между передающим и приемным трактами РЛС. Разделив обе части неравенства (5) на  $E_{II}$  получим отношение  $N_P/E_{II}$ , определяющее допустимый уровень искажений в ЦСС с УМ.

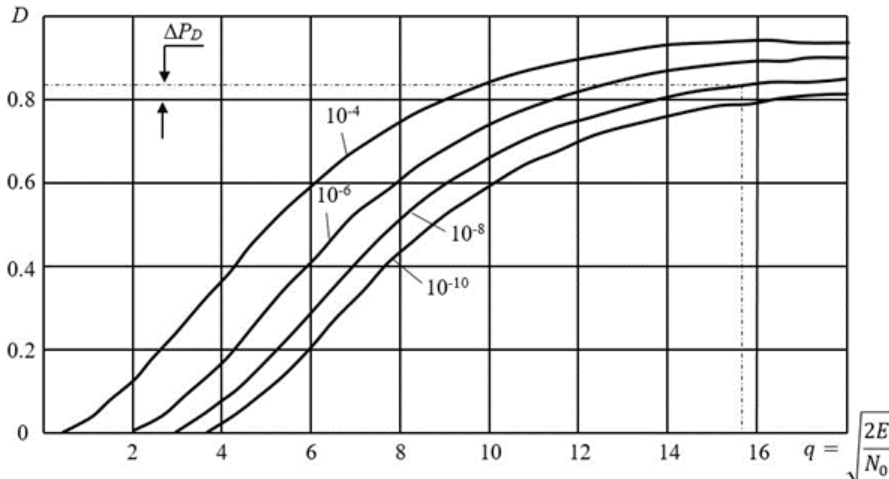


Рис. 2:  $\sigma_{\Delta x}^2 \leq (0.4...16) \times 10^{-6}$  или  $D_{\sigma} \leq -(48...64) \text{ дБ}$

Так как в РЛС с квазинепрерывным излучением используется корреляционный метод обработки сигналов с УМ, то отношение  $N_{\text{Р}}/E_{\text{П}}$  пропорционально максимальному относительному среднеквадратическому значению искажений ВКФ сигнала с УМ

$$\sigma_{\Delta x}^2 \leq \frac{1}{I} \frac{q_1^2 - q_2^2}{q_1^2 q_1^1} \frac{G(\beta, \varepsilon) A(\beta, \varepsilon) S}{K_p (4\pi R_{\text{Ц}}^2)^2} \quad (6)$$

Задаваясь значениями  $\Delta P_D = 0.05...0.1$ ,  $P_D = 0.8...0.9$ ,  $P_F = 10^{-8}$ ,  $I = 4$ ,  $G(\beta, \varepsilon) = (3...5) \times 10^4$ ,  $A(\beta, \varepsilon) = (2...4) \times 10^4 \text{ м}^2$ ,  $S = (0.8...2) \text{ м}^2$ ,  $K_p = -(80...120) \text{ дБ}$ ,  $R_{\text{Ц}} = (250...400) \text{ км}$ , используя (6), получим  $\sigma_{\Delta x}^2 = 10^{-12}...10^{-8}$  или  $D_{\sigma} \leq -(80...120) \text{ дБ}$  (рис. 2).

Таким образом, в импульсных РЛС максимальное относительное среднеквадратическое значение искажений ВКФ сигнала с УМ, формируемого ЦС, не должно превышать  $D_{\sigma} \leq -(51...67) \text{ дБ}$  (рис. 2). В РЛС с квазинепрерывным излучением максимальное относительное среднеквадратическое значение искажений автокорреляционной функции (АКФ) сигнала с УМ, формируемого ЦСС, не должно превышать  $D_{\sigma} \leq -(80...120) \text{ дБ}$  (рис. 2).

## 2. Рекомендации по выбору количества разрядов квантования фазы, напряжения и частоты дискретизации в ЦСС

В зависимости от вида ЦСС количество источников детерминированных искажений  $K_{\text{ии}}$  различно. При формировании сигнала с УМ в цифровых синтезаторах отсчетов фазы (ЦСОФ) и цифровых синтезаторах отсчетов напряжения (ЦСОН) с (неравномерной дискретизацией) НД осуществляется квантование фазы и его дискретизация. В ЦСОН с равномерной дискретизацией (РД) табличного типа осуществляется квантование амплитуды и дискретизация формируемого сигнала с УМ. Поэтому количество источников детерминированных искажений в этих

синтезаторах равно  $K_{\text{ии}} = 2$ . В ЦСОН с РД комбинированного типа при формировании сигнала с УМ осуществляется квантование фазы и амплитуды, а также его дискретизация, поэтому  $K_{\text{ии}} = 3$ . При разработке ЦСС целесообразно, чтобы среднеквадратическая величина каждого источника детерминированных искажений  $\sigma_i^2$ , где  $i = 1, 2, \dots, K_{\text{ии}}$ , была бы одинаковой. С учетом сказанного выше, и используя выражение, определяющее максимальное относительное значение среднеквадратических искажений ВКФ сигналов с УМ, формируемых ЦСС с РД  $\sigma_{\Delta\chi_{\varphi u}}^2 \leq \delta_{\varphi, u}^2 / R$  ( $R$  – количество отсчетов формируемого сигнала с УМ), для  $i$ -го источника детерминированных искажений можно записать

$$\sigma_i^2 \leq \frac{\sigma_{\Delta\chi}^2}{K_{\text{ии}}}. \quad (7)$$

В ЦСС ширину рабочего диапазона частот, как правило, выбирают равным четверти тактовой частоты. С учетом выше сказанного и (7) относительный среднеквадратический уровень искажений вносимых каждым источником для импульсных РЛС составляет  $\sigma_i^2 = 4 \cdot 10^{-7} \dots 1, 6 \cdot 10^{-5}$  при  $K_{\text{ии}} = 2$ , и  $\sigma_i^2 = 2,6 \cdot 10^{-7} \dots 1 \cdot 10^{-5}$  при  $K_{\text{ии}} = 3$ . Для РЛС с квазинепрерывным излучением  $\sigma_i^2 = 2 \cdot 10^{-12} \dots 2 \cdot 10^{-8}$  при  $K_{\text{ии}} = 2$ , и  $\sigma_i^2 = 1,6 \cdot 10^{-12} \dots 1,6 \cdot 10^{-8}$  при  $K_{\text{ии}} = 3$ .

Количество разрядов квантования фазы для ЦСС с РД можно определить из выражения, где  $m$  – количество двоичных разрядов квантования фазы

$$m \geq \lg \left[ \frac{\pi^2}{3R\sigma_i^2} \right] / (2\lg 2). \quad (8)$$

Количество разрядов квантования напряжения для ЦСС с РД можно получить из выражения, где  $\ell$  – количество двоичных разрядов квантования напряжения

$$m \geq \lg \left[ \frac{2}{3R\sigma_i^2} \right] / (2\lg 2). \quad (9)$$

Количество разрядов компенсации временной задержки  $q$  и квантования фазы  $m$  в многоуровневых ЦСС с НД можно определить из выражения, определяющего максимальное среднеквадратическое значение искажений ВКФ  $\sigma_{\Delta\chi^2}^2 = \frac{2P/R}{(MQ)^2 R}$  для многоуровневых ЦСС с НД, подставляя в него выражение  $MQ = 2^{m+q}$ ,

$$m + q \geq \lg \left[ \frac{4P}{R^2\sigma_i^2} \right] / (2\lg 2). \quad (10a)$$

В двухуровневых ЦСС с НД количество разрядов компенсации временной задержки  $q$  определяется из выражения определяющего максимальное среднеквадратическое значение искажений  $\sigma_{\Delta\chi^2}^2 = \frac{2P/R}{4Q^2 R}$  в виде

$$q \geq \lg \left[ \frac{P}{R^2\sigma_i^2} \right] / (2\lg 2). \quad (10б)$$

Выбор тактовой частоты ЦСС с РД в общем случае, зависит как от ширины спектра сигнала с УМ, так и от его компактности. Численное значение тактовой частоты  $\omega_T$  ЦСС с РД можно получить из выражения, характеризующего максимальное

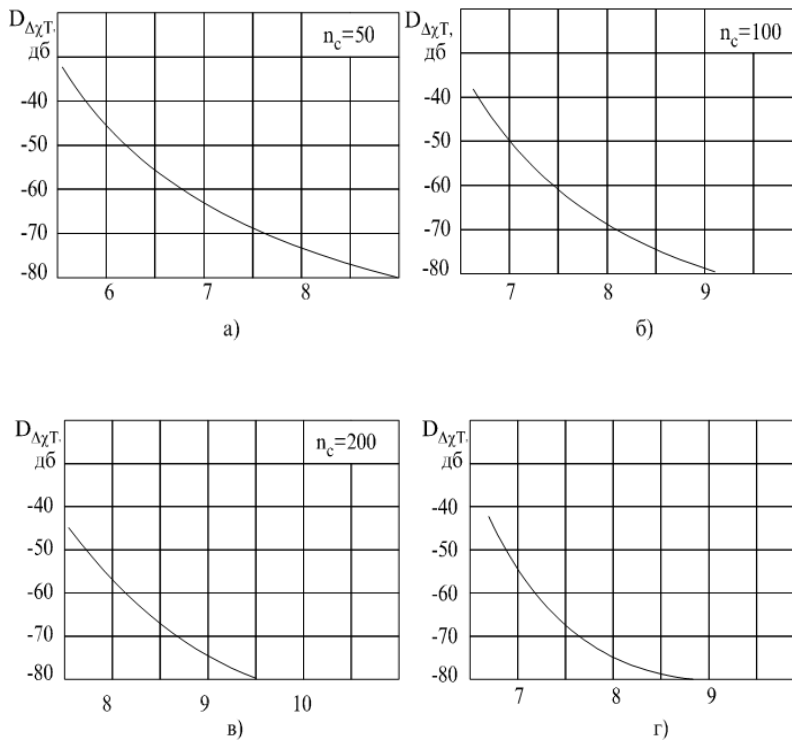
относительное среднеквадратическое значение искажений ВКФ, обусловленных дискретизацией, а также квантованием фазы и напряжения сигналов с УМ в ЦС с РД

$$\sigma_{\Delta\chi_T}^2 \leq \left[ \delta_{\varphi,u}^2 + \delta_T^2(\omega_\varepsilon) \frac{\omega_\varepsilon}{\Delta\omega_\varepsilon\Phi} \frac{(\Delta\omega_\varepsilon\Phi/\omega_\varepsilon + 1)^{\gamma+1} - 1}{2^{\gamma+1} - 1} \right].$$

Значение тактовой частоты для линейно-частотно модулированных (ЛЧМ) сигналов, формируемых ЦСОН с РД можно определить из графика на рис. 3.

Как следует из формул (8) – (10, б), количество разрядов квантования фазы, напряжения и компенсации временной задержки в ЦСС зависит не только от максимального относительного среднеквадратического значения искажений ВКФ  $\sigma_i^2$ , но и от количества  $R$  отсчетов сигнала с УМ. Поэтому непосредственный выбор их можно производить, задаваясь конкретным видом и параметрами сигнала с УМ.

В табл. 1 приведены расчетные данные количества разрядов квантования фазы  $m$ , напряжения  $\ell$  и компенсации временной задержки  $q$  при использовании в импульсных РЛС и РЛС с квазинепрерывным излучением ЛЧМ сигнала с девиацией  $\Delta f = 5\text{МГц}$ . Расчеты производились из условия, что эталонная частота ЦСС равна  $f_\varepsilon = 20\text{МГц}$ , длительность ЛЧМ сигнала для импульсной РЛС  $T_{\text{И}} = 20\text{мкс}$ , а полоса пропускания спектроанализатора в РЛС с квазинепрерывным излучением  $\Delta f_{\text{СП}} = 200\text{ Гц}$ .



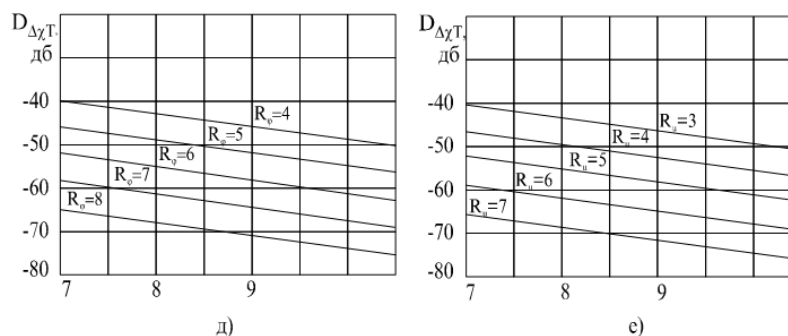


Рис. 3: Значение тактовой частоты для линейно-частотно модулированных (ЛЧМ) сигналов, формируемых ЦСОН с РД

Таблица 1: Расчетные данные количества разрядов квантования фазы  $m$ , напряжения  $l$  и компенсации временной задержки  $q$  при использовании в импульсных РЛС и РЛС с квазинепрерывным излучением ЛЧМ сигнала с девиацией  $\Delta f = 5 \text{ МГц}$

Вид РЛС		ЦСОН		ЦСОФ	
		с РД	с НД	с РД	с НД
Импульсные РЛС ( $\Delta_{\Delta x} = -(51 - 67) \text{ дБ}$ ); $T_n = 20 \text{ мкс}$ ; $\Delta f = 5 \text{ МГц}$ ; $f_{\Sigma} = 20 \text{ МГц}$ ; $P/R = 0.5$ )	$m$	6 – 9	6 – 8	6 – 8	6 – 8
	$l$	5 – 8	–	–	–
	$q$	–	4 – 7	–	4 – 7
РЛС с квазинепрерывным излучением ( $\Delta_{\Delta p} = -(80 - 120) \text{ дБ}$ ); $\Delta f_{\text{СП}} = 200 \text{ МГц}$ ; $F_{\Sigma} = 20 \text{ МГц}$ ; $P/R = 0.5$ )	$m$	7 – 14	7 – 14	7 – 14	7 – 14
	$l$	5 – 12	–	–	–
	$q$	–	5 – 12	–	5 – 12

Таким образом, при предъявлении требований к суммарному уровню искажений целесообразно использовать критерий допустимого снижения вероятности правильного обнаружения по сравнению с её потенциальным значением при фиксированной вероятности ложной тревоги. Исходя из данного критерия в импульсных РЛС максимальное относительное среднеквадратическое значение искажений ВКФ сигнала с УМ, формируемого ЦСС, не должно превышать  $D_{\delta x} \leq -(51 \dots 67) \text{ дБ}$ . В РЛС с квазинепрерывным излучением максимальное относительное среднеквадратическое значение искажений АКФ сигнала с УМ, формируемого ЦСС, не должно превышать  $D_{\delta} \leq -(80 \dots 120) \text{ дБ}$ .

Количество разрядов квантования фазы, напряжения и компенсации временной задержки в ЦСС зависит не только от максимального относительного среднеквадратического значения искажений ВКФ но и от количества отсчетов сигнала с УМ. Поэтому первоначально необходимо выбрать эталонную частоту ЦСС, задаваясь видом модуляции и эффективной шириной спектра сигнала с УМ исходя из ТТХ РЛС.



## Список литературы

- [1] Кочемасов В., Скок Д., Черкашин А. Цифровые вычислительные синтезаторы - современные решения // Электроника: НТБ. 2014. № 2. С. 150–160.
- [2] Кочемасов В., Скок Д., Черкашин А. Цифровые вычислительные синтезаторы - современные решения // Электроника: НТБ. 2014. № 4. Часть 2. С. 152–156.
- [3] Викторов Д.С., Пластинина Е.В., Гарин Е.Н., Лютиков И.В. Метод компенсации искажений сигналов с угловой модуляцией в цифровых синтезаторах сигналов // Успехи современной радиоэлектроники. 2017. № 12. С. 86–89.
- [4] Викторов Д.С., Пластинина Е.В. Коррекция нелинейных искажений в цифровых формирователях сигналов // Журнал Сибирского Федерального Университета. Техника и технология. 2018. Т. 11, № 3. С. 336–346.
- [5] Викторов Д.С., Пластинина Е.В. Методы уменьшения неравномерности передаточной характеристики формирователя аналоговых отсчетов цифровых синтезаторов сигналов с равномерной дискретизацией // Журнал Сибирского Федерального Университета. Техника и технология. 2019. Т. 12, № 6. С. 630–640.
- [6] Викторов Д.С., Пластинина Е.В. Методы уменьшения модуляционных искажений в трактах формирования и приемно-передающих трактах РЛС // Журнал Сибирского Федерального Университета. Техника и технология. 2018. Т. 11, № 7. С. 451–461.
- [7] Викторов Д.С., Пластинина Е.В. Методика определения относительной среднеквадратической оценки искажения спектра сигнала с угловой модуляцией в цифровых синтезаторах с равномерной дискретизацией // Журнал Сибирского Федерального Университета. Техника и технология. 2020. Т. 13, № 3. С. 259–271.
- [8] Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014. 632 с.
- [9] Курилов И.А., Рудаков А.М., Харчук С.М., Романов Д.Н. Математическое моделирование автокомпенсации фазовых помех на выходе ЦАП прямого цифрового синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013. Т. 2, № 10. С. 19–25.
- [10] Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Моделирование нелинейного автокомпенсатора фазовых помех ЦАП прямого цифрового синтезатора частот // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2014. № 2. С. 30–38.
- [11] Гомозов В.И. Требования к параметрам одиночных и составных ЛЧМ сигналов и построение их унифицированных возбуждателей для РЛС с когерентными последовательностями импульсов // Военная радиоэлектроника. 1979. № 4. С. 3–18.
- [12] Гомозов В.И. Формирование сложных радиолокационных СВЧ сигналов с высокой скоростью угловой модуляции: Дисс. д.т.н.. ВИРТА, 1982. 485 с.

- [13] Макарычев Е.М. Оценка влияния нелинейных искажений цифрового и аналогового тракта DDS на спектры гетеродинных сигналов в области доплеровских отстроек // Радиотехника. 2015. № 4. С. 105–111.
- [14] Васильев Г.С., Суржик Д.И., Курилов И.А., Харчук С.М., Романов Д.Н. Автоматический компенсатор фазовых помех на выходе цифро-аналогового преобразователя синтезатора частот. Патент на полезную модель № 2015130455 от 22.07.2015.
- [15] Зайцев А.Л. Цифровые синтезаторы сигналов с частотной модуляцией и их использование при радиофизических исследованиях планет: Дисс. к.т.н.. М.: ИРЭ, 1982. 352 с.

#### Образец цитирования

Викторов Д.С., Пластинина Е.В., Самоволина Е.В. Обоснование требований к цифровым синтезаторам сигналов для различных типов РЛС // Вестник ТвГУ. Серия: Прикладная математика. 2020. № 4. С. 43–55. <https://doi.org/10.26456/vtprm604>

#### Сведения об авторах

**1. Виктор Д.С.**

профессор кафедры основ построения радиоэлектронных средств и систем военной академии воздушно-космической обороны имени Маршала Советского Союза Г.К. Жукова.

*Россия, 170100, г. Тверь, ул. Жигарева, д. 50, ВА ВКО им. Г.К. Жукова.*

*E-mail: viktorov.dmitry@yandex.ru*

**2. Пластинина Е.В.**

доцент кафедры основ построения радиоэлектронных средств и систем военной академии воздушно-космической обороны имени Маршала Советского Союза Г.К. Жукова.

*Россия, 170100, г. Тверь, ул. Жигарева, д. 50, ВА ВКО им. Г.К. Жукова.*

*E-mail: plastinina77@yandex.ru*

**3. Самоволина Е.В.**

преподаватель кафедры основ построения радиоэлектронных средств и систем военной академии воздушно-космической обороны имени Маршала Советского Союза Г.К. Жукова.

*Россия, 170100, г. Тверь, ул. Жигарева, д. 50, ВА ВКО им. Г.К. Жукова.*

*E-mail: elena\_samovolina@mail.ru*

## JUSTIFICATION OF REQUIREMENTS FOR DIGITAL SIGNAL SYNTHESIZERS FOR VARIOUS TYPES OF RADAR

### **Viktorov Dmitry Sergeevich**

Professor of the Department of Fundamentals of Building radio-electronic Means and Systems, Military Aerospace Defense Academy named after Marshal of the Soviet Union G.K. Zhukov  
*Russia, 170100, Tver, 50 Zhigareva str., MADA.*  
*E-mail: viktorov.dmitry@yandex.ru*

### **Plastinina Ekaterina Vladimirovna**

Associate Professor of the Department of Fundamentals of Building radio-electronic Means and Systems, Military Aerospace Defense Academy named after Marshal of the Soviet Union G.K. Zhukov  
*Russia, 170100, Tver, 50 Zhigareva str., MADA.*  
*E-mail: plastinina77@yandex.ru*

### **Samovolina Elena Valerievna**

Teacher of the Department of Fundamentals of Building radio-electronic Means and Systems, Military Aerospace Defense Academy named after Marshal of the Soviet Union G.K. Zhukov  
*Russia, 170100, Tver, 50 Zhigareva str., MADA.*  
*E-mail: elena\_samovolina@mail.ru*

---

*Received 20.06.2020, revised 20.10.2020.*

---

The paper substantiates the requirements for the level of distortion of radar stations with pulsed and quasi-continuous radiation, built on the basis of digital signal synthesizers of four types: digital synthesizers of voltage counts and digital synthesizers of phase counts with uniform sampling, digital synthesizers of voltage counts and digital synthesizers of phase counts with uneven sampling. When building a radar master device, the question arises about choosing the type of digital signal synthesizer. The main initial criteria are the maximum operating range of the digital synthesizer and the level of in-band distortion. When choosing the type of digital signal synthesizer, you must take into account a large number of factors, the main of which are the complexity of the execution of the digital readout shaper, the possibility of implementing a digital readout shaper with the required speed and number of digits [1, 2]. When making requirements for the total level of distortion, the criterion of acceptable reduction of the probability of correct detection in comparison with its potential value for a fixed probability of false alarm is used. Based on this criterion, in pulse radars, the maximum relative RMS value of the distortion of the intercorrelation function of a signal with angular modulation generated by a digital synthesizer should not exceed  $D_{\delta x} \leq -(51...67)$  dB. In a radar with quasi-continuous radiation, the maximum relative mean-square value of the distortion of the autocorrelation function of the signal with angular modulation should not exceed  $D_{\delta} \leq -(80...120)$  dB. The number of bits of phase quantization, voltage and

time delay compensation in digital signal synthesizers depends not only on the maximum relative RMS value of the distortion of the intercorrelation function, but also on the number of samples of the signal with angular modulation. Therefore, initially you need to select the reference frequency of the digital signal synthesizer, setting the type of modulation and the effective spectrum width of the signal with angular modulation based on the tactical and technical characteristics radar.

**Keywords:** digital signal synthesizers, phase and voltage quantization, sample rate.

### Citation

Viktorov D.S., Platinina E.V., Samovolina E.V., “Justification of requirements for digital signal synthesizers for various types of radar”, *Vestnik TverGU. Seriya: Prikladnaya Matematika [Herald of Tver State University. Series: Applied Mathematics]*, 2020, № 4, 43–55 (in Russian). <https://doi.org/10.26456/vtpmk604>

### References

- [1] Kochemasov V., Skok D., Cherkashin A., “Tsifrovye vychislitelnye sintezatory - sovremennye resheniya”, *Elektronika: NTB*, 2014, № 2, 150–160 (in Russian).
- [2] Kochemasov V., Skok D., Cherkashin A., “Tsifrovye vychislitelnye sintezatory - sovremennye resheniya”, *Elektronika: NTB*, 2014, № 4, Chast 2., 152–156 (in Russian).
- [3] Viktorov D.S., Platinina E.V., Garin E.N., Lyutikov I.V., “Metod kompensatsii iskazhenij signalov s uglovoj modulyatsiej v tsifrovjkh sintezatorakh signalov”, *Uspekhi sovremennoj radioelektroniki*, 2017, № 12, 86–89 (in Russian).
- [4] Viktorov D.S., Platinina E.V., “Korreksiya nelinejnykh iskazhenij v tsifrovjkh formirovateljach signalov”, *Zhurnal Sibirskogo Federalnogo Universiteta. Tekhnika i tekhnologiya*, **11:3** (2018), 336–346 (in Russian).
- [5] Viktorov D.S., Platinina E.V., “Metody umensheniya neravnomernosti peredačnoj kharakteristiki formirovatelja analogovykh otschetov tsifrovjkh sintezatorov signalov s ravnomernoj diskretizatsiej”, *Zhurnal Sibirskogo Federalnogo Universiteta. Tekhnika i tekhnologiya*, **12:6** (2019), 630–640 (in Russian).
- [6] Viktorov D.S., Platinina E.V., “Metody umensheniya modulyatsionnykh iskazhenij v traktakh formirovaniya i priemno-peredayushchikh traktakh RLS”, *Zhurnal Sibirskogo Federalnogo Universiteta. Tekhnika i tekhnologiya*, **11:7** (2018), 451–461 (in Russian).
- [7] Viktorov D.S., Platinina E.V., “Metodika opredeleniya otnositelnoj srednekvadrateskoj otsenki iskazheniya spektra signala s uglovoj modulyatsiej v tsifrovjkh sintezatorakh s ravnomernoj diskretizatsiej”, *Zhurnal Sibirskogo Federalnogo Universiteta. Tekhnika i tekhnologiya*, **13:3** (2020), 259–271 (in Russian).

- [8] Sosulin Yu.G., Kostrov V.V., Parshin Yu.N., *Otsenchno-korrelyatsionnaya obrabotka signalov i kompensatsiya pomekh*, Radiotekhnika Publ., Moscow, 2014 (in Russian), 632 pp.
- [9] Kurilov I.A., Rudakov A.M., Kharchuk S.M., Romanov D.N., “Matematicheskoe modelirovanie avtokompensatsii fazovykh pomekh na vykhode TsAP pryamogo tsifrovogo sintezatora chastot”, *Radiotekhnicheskie i telekommunikatsionnye sistemy*, **2:10** (2013), 19–25 (in Russian).
- [10] Vasilev G.S., Kurilov I.A., Kharchuk S.M., “Modelirovanie nelinejnogo avtokompensatora fazovykh pomekh TsAP pryamogo tsifrovogo sintezatora chastot”, *Radiotekhnicheskie i telekommunikatsionnye sistemy*, 2014, № 2, 30–38 (in Russian).
- [11] Gomozov V.I., “Trebovaniya k parametram odinochnykh i sostavnykh LChM signalov i postroenie ikh unifitsirovannykh vozbuditelej dlya RLS s kogerentnymi posledovatel'nostyami impulsov”, *Voennaya radioelektronika*, 1979, № 4, 3–18 (in Russian).
- [12] Gomozov V.I., *Formirovanie slozhnykh radiolokatsionnykh SVCh signalov s vysokoy skorostyu uglovoj modulyatsii*, Diss. d.t.n., VIRTA, 1982 (in Russian), 485 pp.
- [13] Makarychev E.M., “Otsenka vliyaniya nelinejnykh iskazhenij tsifrovogo i analogovogo trakta DDS na spektry geterodinnykh signalov v oblasti doplerovskikh otstroek”, *Radiotekhnika*, 2015, № 4, 105–111 (in Russian).
- [14] Vasilev G.S., Surzhik D.I., Kurilov I.A., Kharchuk S.M., Romanov D.N., *Avtomaticeskij kompensator fazovykh pomekh na vykhode tsifro-analogovogo preobrazovatelya sintezatora chastot*, Patent na poleznuyu model N 2015130455 ot 22.07.2015 (in Russian).
- [15] Zajtsev A.L., *Tsifrovye sintezatory signalov s chastotnoj modulyatsiej i ikh ispolzovanie pri radiofizicheskikh issledovaniyakh planet*, Diss. k.t.n., IRE, Moscow, 1982 (in Russian), 352 pp.