

ХАРАКТЕРИСТИКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ДАЛЬНОМЕРОВ С ЛЧМ-ЗОНДИРУЮЩИМИ СИГНАЛАМИ, СИНТЕЗИРОВАННЫМИ ПО ЦИФРОВОЙ ТЕХНОЛОГИИ DDS

Ю.Т. Карманов, С.В. Поваляев

Исследованы характеристики (точность и разрешающая способность) радиолокационных дальномеров, использующих прямой цифровой синтез частоты (DDS) для генерации ЛЧМ-зондирующих СВЧ-сигналов. Показано, что при синтезе зондирующего ЛЧМ-сигнала по технологии DDS необходимо в радиолокационном дальномере использовать DDS-синтезаторы с временем переключения частот много меньшим периода колебаний сигнала «биений» с максимально возможной частотой. В этом случае реализуются характеристики частотного радиолокационного дальмера близкие к характеристикам дальмера с идеальным зондирующим ЛЧМ-сигналом. В частности точность измерения дальности и разрешающая способность дальмера определяются максимальным значением синтезируемой частоты. Максимальная дальность действия дальмера определяется значением приращения частоты от импульса к импульсу в синтезируемом ЛЧМ-сигнале. Минимальная дальность действия дальмера определяется отношением значения приращения частоты к времени переключения частот в синтезаторе DDS. Алгоритм измерения дальности при синтезировании зондирующего ЛЧМ-сигнала по цифровой технологии DDS при выборе времени переключения частот много меньшим периода максимальной частоты сигнала «биений» несущественно отличается от алгоритма измерения дальности при формировании зондирующего ЛЧМ-сигнала аналоговым способом.

Ключевые слова: прямой цифровой синтез (DDS), сигнал «биений», ЛЧМ-сигнал.

Введение

Радиолокационные дальмеры с линейно-частотно-модулированными (ЛЧМ) зондирующими СВЧ-сигналами широко применяются в авиационных высотомерах, в автомобильных автоматических системах парковки, в системах стыковки космических аппаратов, в радиолокационных уровнемерах, в радиовзрывателях ракет и снарядов [1, 2]. В современных условиях к их характеристикам предъявляются жесткие требования (точность не хуже 5–10 мм, разрешающая способность в несколько сантиметров).

Аналоговые способы формирования ЛЧМ-зондирующих сигналов в дальномерах не позволяют реализовать такие характеристики при заданных массе, габаритах и стоимости [2].

В настоящее время в качестве генераторов зондирующего ЛЧМ-сигнала используются устройства прямого цифрового синтеза частоты (DDS) [3–6].

Синтезаторы DDS генерируют последовательность примыкающих друг к другу радиоимпульсов малой длительности (несколько наносекунд), несущие частоты которых изменяются от импульса к импульсу на заданную стабильную величину [3].

В результате формируется СВЧ-сигнал, частота которого только приближенно изменяется по линейному закону [3].

Однако длительность отдельных радиоимпульсов, определяемая временем перестройки DDS на другую частоту, ограничена и при тактовой частоте в 1000 МГц составляет 4–10 нс. Это может ограничить точность и разрешающую способность радиолокационных дальномеров.

В такой ситуации для применения DDS-синтезаторов в радиолокационных дальномерах необходимо провести исследования зависимости их характеристик от параметров DDS-синтезатора.

В настоящей работе исследуются зависимости точности и разрешающей способности радиолокационных дальномеров от параметров DDS-синтезатора ЛЧМ-сигнала.

1. Постановка задачи

Будем полагать, что синтезатор DDS генерирует последовательность из N примыкающих радиоимпульсов длительностью τ_0 с изменяющейся от импульса к импульсу несущей частотой на величину ΔF . В результате формируется радиоимпульсный сигнал $u_3(t)$ длительностью $T_c = N \cdot \tau_0$, частота которого изменяется от f_n до $f_n + F_d$ по ступенчатому псевдолинейному закону $f_m(t)$, а фаза плавно изменяется без скачков и разрывов [3, 5]. F_d – девиация частоты ЛЧМ-сигнала, равная $N\Delta F$. График $f_m(t)$ приведен на рис. 1.

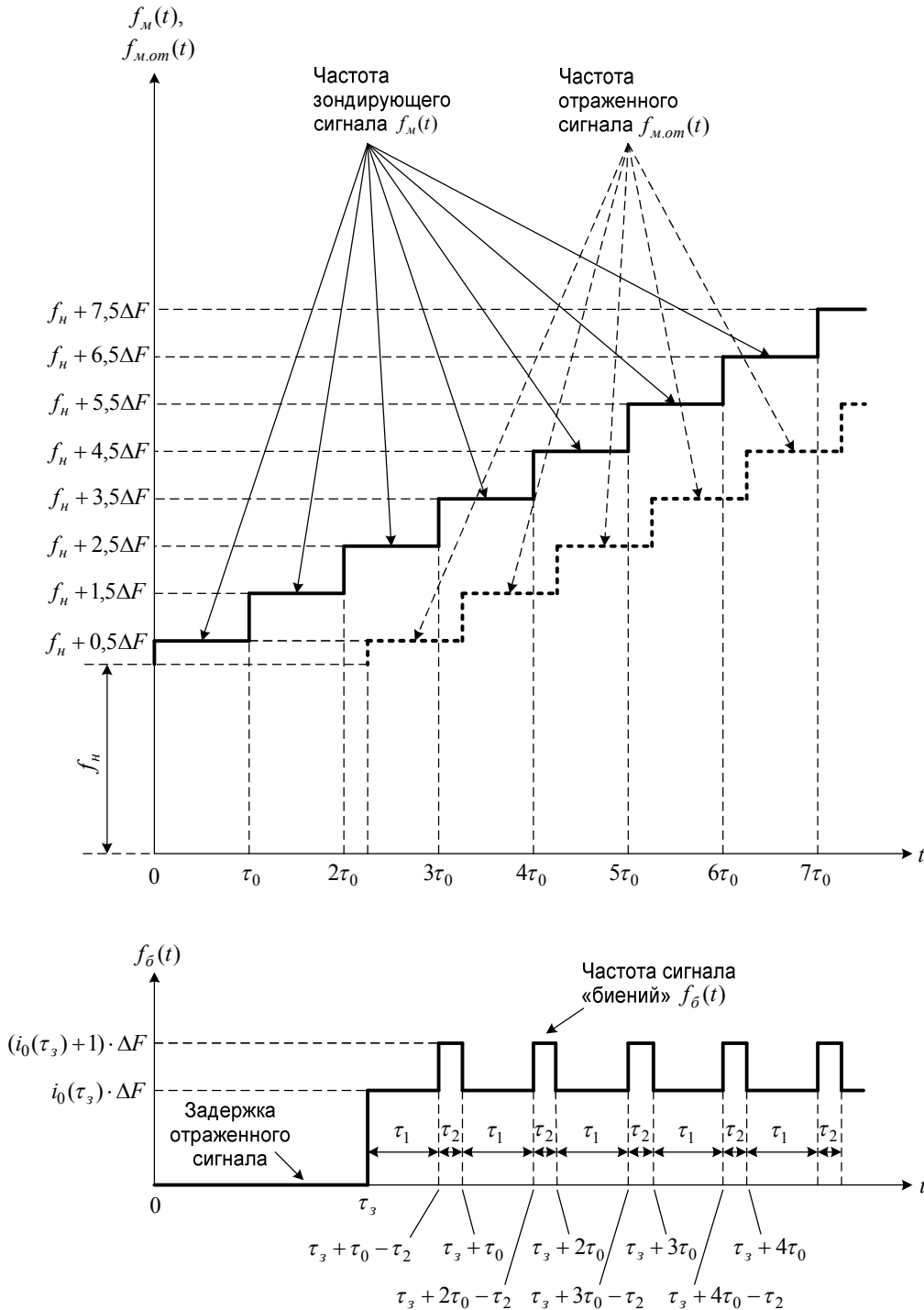


Рис. 1. Закон изменения частоты зондирующего сигнала, отраженного сигнала и сигнала «биений»

Сформированный зондирующий сигнал $S_3(t)$ излучается в направлении объекта. Отраженный от объекта радиосигнал поступает на приемную антенну дальномера с задержкой $\tau_3 = 2D/c$, где D – дальность до объекта, c – скорость света.

Будем полагать, что отраженный радиосигнал $u_{от}(t)$ является точной задержанной копией зондирующего сигнала с уменьшенной амплитудой. Искажениями отраженного радиосигнала при распространении до объекта и обратно, а также его искажениями в приемном тракте дальномера при дискретизации и квантовании в АЦП будем пренебрегать.

В таком случае $u_{от}(t) = A_{от} \cdot S_3(t - \tau_3)$.

Закон изменения частоты $f_{м.от}(t)$ отраженного сигнала равен $f_{м.от}(t) = f_m(t - \tau_3)$. График $f_{м.от}(t)$ приведен на рис. 1.

При проведении исследований учтем, что в частотных радиолокационных дальномерах смесь зондирующего и отраженного сигналов преобразуется в смесителе приемника дальномера в сигнал «биений» (разностный сигнал) $u_6(t)$ с частотой $f_6(t) = f_m(t) - f_{м.от}(t)$ и по его параметрам определяется задержка τ_3 и дальность до объекта [1, 2].

2. Точность и разрешающая способность частотного радиодальномера с зондирующим ЛЧМ-сигналом, синтезированным по технологии DDS

Сигнал «биений» в общем случае можно представить в виде

$$u_6(t) = A_6 \cdot \cos[2\pi \cdot f_6(t) \cdot t + \varphi_6(t)], \quad (1)$$

где $f_6(t) = f_m(t) - f_m(t - \tau_3)$; $\varphi_6(t)$ – дополнительная фазовая модуляция сигнала «биений», обусловленная технологией DDS-синтезирования зондирующего ЛЧМ-сигнала. На рис. 1 приведен график зависимости $f_6(t)$.

Из рис. 1 следует, что частота сигнала «биений» $f_6(t)$ является суммой двух периодических последовательностей прямоугольных импульсов, которые чередуются и примыкают друг к другу.

Первая последовательность состоит из $N_1 = N - i_0(\tau_3)$ импульсов ($N = E(T_c/\tau_0)$, $i_0(\tau_3) = E(\tau_3/\tau_0)$) с амплитудой $i_0(\tau_3) \cdot \Delta F$, длительностью $\tau_1 = \tau_0 - \tau$ ($\tau = \tau_3 - E(\tau_3/\tau_0) \cdot \tau_0$) и с периодом повторения $T_1 = \tau_0$. $E(x) \leq x$ – целая часть x . Вторая последовательность состоит также из N_1 прямоугольных импульсов с амплитудой $(i_0(\tau_3) + 1) \cdot \Delta F$, длительностью $\tau_2 = \tau$ и периодом повторения $T_2 = T_1 = \tau_0$.

При синтезе ЛЧМ-сигнала по технологии DDS начальная фаза каждого последующего радиоимпульса равна фазе предыдущего радиоимпульса в момент его окончания [3, 4]. С учетом этого факта начальные фазы $\Delta\psi_1(k)$ и $\Delta\psi_2(k)$, $k = \overline{1, N_1}$ k -х радиоимпульсов первой и второй последовательностей равны:

$$\begin{cases} \Delta\psi_1(k) = 2\pi k \cdot \Delta F \cdot \tau + \varphi_1; \\ \varphi_1 = 2\pi \left(f_H - \frac{\Delta F}{2} \right) \cdot \tau_3 - 2\pi \frac{i_0(\tau_3) \cdot (i_0(\tau_3) - 1)}{2} \Delta F \cdot \tau_0; \\ \Delta\psi_2(k) = -2\pi k \cdot \Delta F \cdot (\tau_0 - \tau) + \varphi_2; \\ \varphi_2 = 2\pi \left(f_H - \frac{\Delta F}{2} \right) \cdot \tau_3 - 2\pi \frac{i_0(\tau_3) \cdot (i_0(\tau_3) + 1)}{2} \Delta F \cdot \tau_0. \end{cases} \quad (2)$$

В связи с этим сигнал биений $u_6(t)$ можно представить в виде суммы двух последовательностей из N_1 радиоимпульсов. Первая последовательность с несущей частотой $f_1 = i_0(\tau_3) \cdot \Delta F$, длительностью $\tau_1 = \tau_0 - \tau$, периодом повторения $T_1 = \tau_0$, начальными фазами радиоимпульсов $\Delta\psi_1(k)$ и вторая последовательность с несущей частотой $f_2 = (i_0(\tau_3) + 1) \cdot \Delta F$, длительностью $\tau_2 = \tau = \tau_3 - E(\tau_3/\tau_0) \cdot \tau_0$, периодом повторения $T_2 = T_1 = \tau_0$, начальными фазами радиоимпульсов $\Delta\psi_2(k)$. Поэтому можно записать:

$$\begin{cases} u_6(t) = u_{61}(t) + u_{62}(t), \quad \tau_3 \leq t \leq T_c; \\ u_{61}(t) = A_6 \sum_{k=1}^{N_1} [u_1[t - (k-1)\tau_0] \cdot \cos[2\pi \cdot f_1 t + \Delta\psi_1(k)]]; \\ u_{62}(t) = A_6 \sum_{k=1}^{N_1} [u_2[t - (k-1)\tau_0] \cdot \cos[2\pi \cdot f_2 t + \Delta\psi_2(k)]]; \end{cases} \quad (3)$$

здесь

$$f_1 = i_0(\tau_3) \cdot \Delta F; \quad f_2 = f_1 + \Delta F = (i_0(\tau_3) + 1) \cdot \Delta F;$$

$$u_1(t) = \begin{cases} 1, & \tau_3 \leq t \leq \tau_3 + (\tau_0 - \tau); \\ 0, & \text{в противном случае;} \end{cases}$$

$$u_2(t) = \begin{cases} 1, & \tau_3 + (\tau_0 - \tau) \leq t \leq \tau_3 + \tau_0; \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

Соответственно спектр $\dot{S}_6(f)$ сигнала «биений» будет равен сумме спектров двух последовательностей радиоимпульсов на частотах $f_1 = i_0(\tau_3) \cdot \Delta F$ и $f_2 = (i_0(\tau_3) + 1) \cdot \Delta F$. Поэтому можно записать:

$$\begin{aligned} \dot{S}_6(f) &= \frac{A_6}{2} N_1 \left\{ \sum_{n=0}^1 \text{sinc}[\pi \cdot N_1 \tau_0 (f + (-1)^n f_6)] \cdot [\text{sinc}[\pi \cdot \tau_0 (f + (-1)^n f_6)]]^{-1} \right\} \cdot e^{j\Phi_0} \times \\ &\times \left\{ (\tau_0 - \tau) e^{j\Phi_1} \cdot \text{sinc}[\pi (f + (-1)^n \cdot i_0(\tau_3) \cdot \Delta F) \cdot (\tau_0 - \tau)] + \right. \\ &\left. + \tau \cdot e^{j\Phi_2} \cdot \text{sinc}[\pi (f + (-1)^n \cdot (i_0(\tau_3) + 1) \cdot \Delta F) \cdot \tau] \right\}, \end{aligned} \quad (4)$$

здесь

$$f_6 = \frac{\Delta F}{\tau_0} \tau_3 = \frac{F_d}{T_c} \tau_3;$$

$$\begin{cases} \Phi_0 = \left\{ 2\pi \cdot f \left(\tau_3 - \frac{\tau}{2} \right) + (-1)^n \cdot 2\pi \left[\left(f_n - \frac{\Delta F}{2} \right) \tau_3 + i_0(\tau_3) \cdot \Delta F \left(\tau_3 - \frac{\tau}{2} \right) + \frac{(i_0(\tau_3))^2}{2} \Delta F \tau_0 \right] \right\}; \\ \Phi_1 = -\pi \cdot f \cdot \tau_0; \\ \Phi_2 = (-1)^n \pi \Delta F \left(\tau_0 + 2 \left(\tau_3 - \frac{\tau}{2} \right) \right); \end{cases}$$

$$\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}.$$

Если в DDS-синтезаторе зондирующего ЛЧМ-сигнала выбрать время переключения частот τ_0 много меньше, чем период максимально возможной частоты сигнала «биений»

$$\tau_0 \ll [f_{6 \max} = (\Delta F / \tau_0) \cdot \tau_{3 \max} = (F_d / T_c) \cdot D_{\max} \cdot (c / 2)]^{-1},$$

то справедливы соотношения:

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_0 \ll (f_{\delta \max})^{-1} \Rightarrow f_{\delta \max} \cdot \tau_0 \approx 0; \\ \tau_0 \cdot f_{\delta \max} \approx 0; f \leq f_{\delta \max} \Rightarrow f \cdot \tau_0 \approx 0; (f + (-1)^n f_{\delta})\tau_0 \approx 0; \\ f_{\delta \max} = (\Delta F / \tau_0) \cdot \tau_{3 \max} \Rightarrow \Delta F = (f_{\delta \max} \cdot \tau_0) / \tau_{3 \max} \Rightarrow \\ \Rightarrow \Delta F \cdot \tau_3 = (f_{\delta \max} \cdot \tau_0) \cdot (\tau_3 / \tau_{3 \max}) \approx 0; \\ \tau_3 / \tau_{3 \max} \leq 1, \tau \leq \tau_0 \Rightarrow \Delta F \cdot \tau_0 = (f_{\delta \max} \cdot \tau_0) \cdot (\tau_0 / \tau_{3 \max}) \approx 0, \Delta F \cdot \tau \approx 0; \\ \Delta F \cdot \tau_3 \approx 0, f \cdot \tau_0 \approx 0, f \cdot \tau \approx 0, i_0(\tau_3) = (\tau_3 - \tau) / \tau_0 \Rightarrow \\ \Rightarrow \pi(f + (-1)^n \cdot i_0(\tau_3) \Delta F) \cdot (\tau_0 - \tau) \approx 0, \pi(f + (-1)^n \cdot (i_0(\tau_3) + 1) \Delta F) \cdot \tau \approx 0. \end{array} \right. \quad (5)$$

Если дополнительно учесть, что $\tau_0 = T_c / N$, $N_1 = N - i_0(\tau_3)$, $i_0(\tau_3) = (\tau_3 - \tau) / \tau_0$, то выражение (4) примет вид:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\delta}(f) = A_{\delta} \cdot T_c \left(1 - \frac{\tau_3 - \tau}{T_c} \right) \cdot \frac{1}{2} \left\{ \operatorname{sinc} \left[\pi \cdot T_c \cdot \left(1 - \frac{\tau_3 - \tau}{T_c} \right) \cdot (f - f_{\delta}) \right] + \right. \\ \left. + \operatorname{sinc} \left[\pi \cdot T_c \cdot \left(1 - \frac{\tau_3 - \tau}{T_c} \right) \cdot (f + f_{\delta}) \right] \right\}, f_{\delta \max} \geq f \geq 0. \end{aligned} \quad (6)$$

Из полученных выражений (4) и (6) следует, что спектр частот сигнала «биений» $u_{\delta}(t)$ в радиолокационном дальномере с синтезированием зондирующего ЛЧМ-сигнала по технологии DDS в общем случае отличается от спектра сигнала «биений» идеального аналогового ЛЧМ-сигнала. Однако, если выбрать время переключения частот τ_0 в синтезаторе DDS много меньше, чем период колебаний сигнала «биений» при максимально возможной частоте «биений» $f_{\delta \max}$, то спектр зондирующего ЛЧМ-сигнала, синтезированного по технологии DDS и спектр идеального аналогового ЛЧМ-сигнала практически совпадают.

Поэтому при $\tau_0 \ll (f_{\delta \max})^{-1}$, алгоритм обработки сигнала «биений», алгоритм оценки дальности D , точность и разрешающая способность радиолокационного дальномера с синтезированием зондирующего ЛЧМ-сигнала по технологии DDS практически не отличаются от алгоритмов и характеристик дальномера с идеальным аналоговым зондирующим ЛЧМ-сигналом при одинаковых значениях девиации частоты и длительности ЛЧМ-сигнала.

В частности ошибка ΔD определения дальности до одного отражателя радиолокационным дальномером в обоих случаях определяется ошибкой Δf_{δ} оценки частоты f_{δ} сигнала «биений», девиацией частоты F_d и длительностью T_c ЛЧМ-сигнала:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta D = \left(\frac{F_d}{T_c} \right)^{-1} \cdot \Delta f_{\delta} \cdot \frac{c}{2}, \text{ для аналогового формирования ЛЧМ-сигнала;} \\ \Delta D = \left(\frac{F_d}{T_c} \right)^{-1} \cdot \Delta f_{\delta} \cdot \frac{c}{2} = \left(\frac{\Delta F}{\tau_0} \right)^{-1} \cdot \Delta f_{\delta} \cdot \frac{c}{2}, \text{ для формирования ЛЧМ-сигнала} \\ \text{по технологии DDS.} \end{array} \right. \quad (7)$$

В свою очередь ошибка Δf_{δ} определения f_{δ} пропорциональна ширине спектра сигнала «биений», равного $1 / (T_c - \tau_3)$. Поэтому:

$$\Delta D = \frac{\alpha_{\Delta f_{\delta}} \cdot 0,5c}{F_d \left(1 - \frac{\tau_3}{T_c} \right)} = \frac{\alpha_{\Delta f_{\delta}} \cdot 0,5c}{F_d \left(1 - \frac{D}{0,5c \cdot T_c} \right)}. \quad (8)$$

Ошибка определения дальности увеличивается с ростом дальности D до отражателя.

Коэффициент $\alpha_{\Delta f_{\delta}} < 1$ определяется алгоритмом оценки частоты «биений» f_{δ} и обычно составляет $\alpha_{\Delta f_{\delta}} = 0,01 - 0,1$ [2].

Ширину спектра сигнала «биений» при определении дальности до одного отражателя можно уменьшить путем многократного излучения ЛЧМ-сигнала длительностью T_c с последующим применением технологии «сшивания» фазы [7]. В совокупности эти меры позволяют уменьшить ошибку ΔD определения дальности до величины $10^{-3} \cdot (0,5c/F_d)$ [7].

Разрешающая способность дальномера, характеризующая способность дальномера обнаруживать и измерять дальности одновременно до двух и более отражателей, определяется как минимальное расстояние ΔD_{pc} между двумя отражателями, при котором осуществляется достоверное их обнаружение и измерение дальностей до них с заданной точностью. Разрешающая способность дальномера с ЛЧМ-сигналом зависит от ширины и уровня боковых лепестков спектра сигнала «биений» и отношения мощностей сигналов «биений» от отражателей. В первом приближении при одинаковых значениях мощностей сигналов «биений» разрешающая способность дальномера с ЛЧМ-сигналом равна [1, 2]:

$$\Delta D_{pc} \approx \frac{D}{F_d \left(1 - \frac{D}{0,5c \cdot T_c} \right)}. \quad (9)$$

Разрешающая способность радиолокационного дальномера ухудшается с увеличением D .

Хотя точность определения дальности и разрешающая способность радиолокационного дальномера при $\tau_0 \ll (f_{\text{б max}})^{-1}$ не зависят от параметров τ_0 и ΔF синтезатора DDS, другие характеристики дальномера зависят от них.

Действительно, из условия $\tau_0 \ll (f_{\text{б max}})^{-1}$ следует $\tau_0 = \alpha_{\tau_0} \cdot (f_{\text{б max}})^{-1}$, $\alpha_{\tau_0} \leq (10^{-2} - 10^{-3})$. Тогда максимальная дальность действия D_{max} дальномера ограничена величиной $D_{\text{max}} \leq (\alpha_{\tau_0} / \Delta F) \cdot (c/2)$.

С другой стороны согласно выражению (8) с увеличением дальности D до отражателя увеличивается ошибка определения дальности дальномером. Максимальная дальность действия D_{max} дальномера ограничена допустимой ошибкой определения дальности $\Delta D_{\text{доп}}$. Поэтому можно записать:

$$D_{\text{max}} \leq 0,5c \cdot T_c \cdot \left[1 - \frac{\alpha_{\Delta f_6} \cdot 0,5c}{F_d \cdot \Delta D_{\text{доп}}} \right].$$

Учитывая, что $T_c = N \cdot \tau_0$, $F_d = N \cdot \Delta F$ представим T_c в виде $T_c = F_d \cdot (\tau_0 / \Delta F)$. Тогда максимальная дальность действия дальномера равна:

$$D_{\text{max}} = \text{Min} \left\{ \frac{\alpha_{\tau_0} \cdot 0,5c}{\Delta F}; 0,5c \left(F_d \frac{\tau_0}{\Delta F} \right) \cdot \left[1 - \frac{\alpha_{\Delta f_6} \cdot 0,5c}{F_d \cdot \Delta D_{\text{доп}}} \right] \right\}. \quad (10)$$

Частота сигнала «биений» f_6 должна быть достаточно большой для минимизации влияния шумов приемника дальномера [2]. Шумы приемника падают с ростом частоты и, как правило, достаточно малы уже на частотах в 1...2 кГц [2]. Поэтому необходимо выполнять условие $f_6 \geq (1...2) \cdot 10^3$ Гц. Это условие ограничивает минимальную дальность действия дальномера величиной:

$$D_{\text{min}} \geq 10^3 \cdot \frac{\tau_0}{\Delta F} \cdot \frac{c}{2}. \quad (11)$$

Таким образом, параметры DDS-синтезатора зондирующего ЛЧМ-сигнала определяют рабочий диапазон дальностей радиолокационного дальномера.

Кроме того, согласно выражению (4) крутизна характеристики дальномера, описывающая связь между частотой f_6 сигнала «биений» и задержкой τ_3 отраженного сигнала, также определяется параметрами DDS-синтезатора и равна $\Delta F / \tau_0$.

На рис. 2 в качестве примера приведены зависимости D_{max} и D_{min} дальномера от частоты ΔF DDS-синтезатора на базе БИС AD9910 при значениях $\alpha_{\Delta f_6} = 0,1$, $\alpha_{\tau_0} = 10^{-2}$, $\Delta D_{\text{доп}} = 0,1$ м.

БИС AD9910 позволяет создать DDS-синтезатор ЛЧМ-сигнала с параметрами: $F_d = 4 \cdot 10^8$ Гц, $\tau_0 = 4 \cdot 10^{-9}$ с [8].

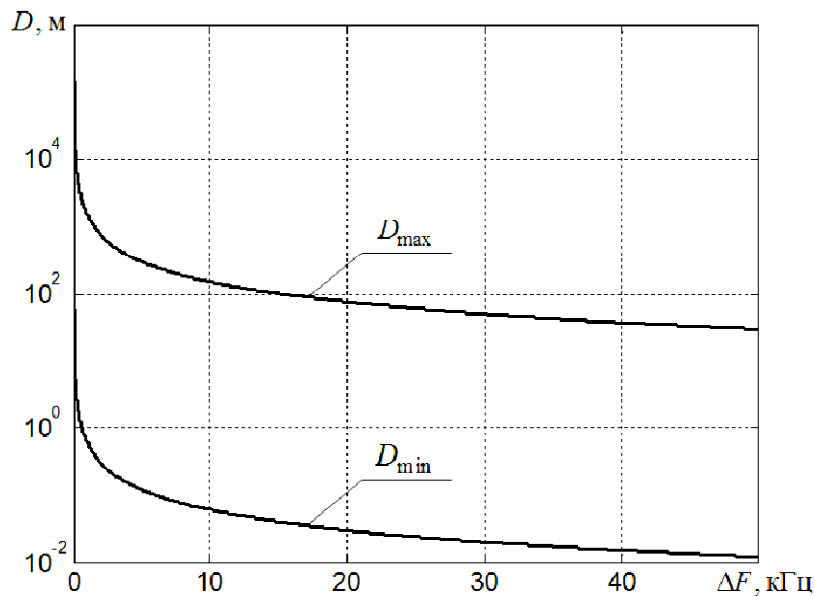


Рис. 2. Зависимости дальности D_{\max} и D_{\min} дальномера от частоты ΔF DDS-синтезатора

Из рис. 2 следует, что для реализации требуемого рабочего диапазона дальностей дальномера необходимо выбирать значение ΔF по графикам зависимостей D_{\max} и D_{\min} от ΔF из диапазона:

$$\frac{1,5 \cdot 10^6 \text{ м/с}}{D_{\max}} \geq \Delta F, \text{ Гц} \geq \frac{600 \text{ м/с}}{D_{\min}}.$$

При этом не все значения D_{\max} и D_{\min} можно реализовать на рассматриваемом DDS-синтезаторе. Реализуемы D_{\max} и D_{\min} для которых $\frac{D_{\max}}{D_{\min}} \leq 2,5 \cdot 10^3$.

В заключение отметим, что при времени τ_0 переключения частот в DDS-синтезаторе близком к периоду сигнала «биений» спектр сигнала «биений» деформируется. В нем появляется несколько пиков, что затрудняет определение дальностей до отражателей и ухудшает точность и разрешающую способность радиолокационного дальномера.

Выводы

1. Технология прямого цифрового синтеза (DDS) зондирующих ЛЧМ-сигналов позволяет создать радиолокационные частотные дальномеры, в которых отсутствуют ошибки определения дальности, обусловленные нелинейностью и нестабильностью законов изменения частоты, характерных для аналогового синтеза ЛЧМ-сигналов и которые по точности и разрешающей способности приближаются к теоретическим значениям, присущим радиолокационным дальномерам с идеальными ЛЧМ-сигналами.

2. При использовании в радиолокационных дальномерам цифровой DDS-технологии синтеза зондирующих ЛЧМ-сигналов необходимо выбирать DDS-синтезаторы, у которых время переключения частот τ_0 много меньше периода сигнала «биений» с максимальной частотой $f_{\text{б max}}$.

В этом случае временные и спектральные характеристики сигнала «биений» практически совпадают с характеристиками, присущими идеальным ЛЧМ-сигналам, а алгоритмы обработки сигнала «биений» и алгоритмы оценки дальностей до отражателей совпадают с классическими.

3. Точность и разрешающая способность радиолокационного дальномера с DDS-синтезатором зондирующего ЛЧМ-сигнала определяется максимальным значением синтезируемой час-

тоты F_d (девиация ЛЧМ-сигнала), а минимальные и максимальные рабочие дальности дальномеров определяются приращением частоты ΔF при переключении частот в DDS-синтезаторе.

4. Крутизна характеристики преобразования задержки отраженного сигнала в частоту сигнала «биений» определяется отношением $\Delta F/\tau_0$.

Литература

1. Бакулев, П.А. Радиолокационные системы / П.А. Бакулев. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.
2. Комаров, И.В. Основы теории радиолокационных систем с непрерывным излучением частотно-модулированных колебаний / И.В. Комаров, С.М. Смольский. – М.: Горячая линия – Телеком, 2010. – 392 с.
3. Ридико, Л.И. DDS: прямой цифровой синтез / Л.И. Ридико // Компоненты и технологии. – 2001. – № 7. – С. 50–54.
4. Мерфи, Е. Все о синтезаторах DDS / Е. Мерфи, К. Слэттери // Компоненты и технологии. – 2005. – № 1. – С. 28–32.
5. Plata, S. FMCW Radar Transmitter Based on DDS Synthesis / S. Plata // International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications. – 2006. – P. 1179–1183.
6. Ayhan, S. FPGA Controlled DDS Based Frequency Sweep Generation of High Linearity for FMCW Radar Systems / S. Ayhan, V. Vu-Duy, P. Pahl et al. // The 7th German Microwave Conference (GeMiC). – 2012. – P. 1–4.
7. Атаянц, Б.А. Прецизионные промышленные системы ЧМ-радиолокации ближнего действия. Методическая погрешность измерения и ее минимизация / Б.А. Атаянц, В.В. Езерский, С.М. Смольский, Б.И. Шахтарин // Успехи современной радиоэлектроники. Зарубежная радиоэлектроника. – 2008. – № 2. – С. 1–24.
8. Информация о цифровом синтезаторе сигналов AD9910. – <http://www.analog.com/ru/rfif-components/direct-digital-synthesis-dds/ad9910/products/product.html>

Карманов Юрий Трофимович, д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой цифровых радиотехнических систем, директор НИИ цифровых систем обработки и защиты информации, Южно-Уральский государственный университет (г. Челябинск); ea@drts.susu.ac.ru.

Поваляев Сергей Валентинович, аспирант кафедры инфокоммуникационных технологий, Южно-Уральский государственный университет (г. Челябинск); svp.drts@gmail.com.

Bulletin of the South Ural State University
Series “Computer Technologies, Automatic Control, Radio Electronics”
2014, vol. 14, no. 1, pp. 14–22

CHARACTERISTICS OF RADAR RANGE FINDERS WITH THE PROBING CHIRP SIGNALS SYNTHESIZED ON THE DIGITAL DDS TECHNOLOGY

Yu. T. Karmanov, South Ural State University, Chelyabinsk, Russian Federation, ea@drts.susu.ac.ru,

S. V. Povalyaev, South Ural State University, Chelyabinsk, Russian Federation, svp.drts@gmail.com

The characteristics (accuracy and resolution) radar range finders that use direct digital frequency synthesis (DDS) to generate a chirped probe microwave signals are investigated. It is shown that in this case the accuracy and resolution of the radar range finder is limited switching time of the frequency in a DDS synthesizer. At the time of switching frequencies in the DDS synthesizer is much smaller than the inverse of the frequency deviation of the chirp signal characteristics radar range finder with the probe chirp signal

synthesized by digital technology DDS, does not differ from the characteristics of the radar range finder with analog chirp signal. Found that the algorithm ranging in synthesizing probing chirped on digital technology DDS is significantly different from the algorithm ranging in the formation of the probe chirp signal analog way. Propose an algorithm estimates the range on the spectrogram of the beat signal during the synthesis of the probe chirp signal technology DDS.

Keywords: direct digital synthesis (DDS), beat signal, chirp signal.

References

1. Bakulev P.A. *Radiolokacionnye sistemy* [Radar systems], Moscow, Communications Technology, 2004, 320 p.
2. Komarov I.V., Smol'skiy S.M. *Osnovy teorii radiolokatsionnykh sistem s nepreryvnym izlucheniem chastotno-modulirovannykh kolebaniy* [Fundamentals of the Theory of Radar Systems with Continuous Pulse Frequency-Modulated Oscillations], Moscow, Hotline – Telecom, 2010, 392 p.
3. Ridiko L.I. DDS: Direct Digital Synthesis [DDS: prjamoj cifrovoj sintez]. *Komponenty i tehnologii* [Components and Technologies], 2001, no. 7, pp. 50–54.
4. Murphy E., Slattery K. All of Synthesizers DDS [Vse o sintezatorah DDS]. *Komponenty i tehnologii* [Components and Technologies], 2005, no. 1, pp. 28–32.
5. Plata S. FMCW Radar Transmitter Based on DDS Synthesis, *International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications*, 2006, pp. 1179–1183.
6. Ayhan S., Vu-Duy V., Pahl P., Scherr S., Hubner M., Becker J., Zwick T. FPGA Controlled DDS Based Frequency Sweep Generation of High Linearity for FMCW Radar Systems, *Proc. of the 7th German Microwave Conference (GeMiC)*, 2012, pp. 1–4.
7. Atayants B.A., Ezerskiy V.V., Smolskiy S.M., Shakhtarin B.I. Precision Industrial Short-Range FMCW Radar Systems. Truncation Measurement Error and Its Minimization [Precizionnyye promyshlennyye sistemy ChM-radiolokacii blizhnego dejstviya. Metodicheskaja pogreshnost' izmereniya i ee minimizacija]. *Uspеhi sovremennoj radiojelektroniki. Zarubezhnaja radiojelektronika* [Successes of Modern Electronics. Foreign Electronics], 2008, no. 2, pp. 1–24.
8. *Informacija o cifrovom sintezatore signalov AD9910* [Information on Digital Synthesis AD9910], available at: <http://www.analog.com/ru/rfif-components/direct-digital-synthesis-dds/ad9910/products/product.html>.

Поступила в редакцию 7 сентября 2013 г.