

МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЦИФРОВЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ПО ВЕЛИЧИНЕ ИСКАЖЕНИЙ СЖАТЫХ ЛЧМ СИГНАЛОВ В РЛС РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

к.т.н. Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора
(представил д.т.н., проф. В.А. Лошаков)

В работе предложена методика определения разрядности вычислителя кодов фазы (ВКФ) цифровых синтезаторов сигналов (ЦСС) для РЛС с фильтровой обработкой в зависимости от допустимых искажений сжатого импульса.

1. Общие сведения о ЦСС. Постановка задачи. В настоящее время функции синтеза требуемых частот и сложных сигналов возложены на цифровые синтезаторы сигналов [1].

В общем виде ЦСС содержат: устройство управления и синхронизации (УУС), вычислитель кодов фазы (ВКФ), преобразователь кодов (ПК), цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) и полосовой фильтр (рис. 1).

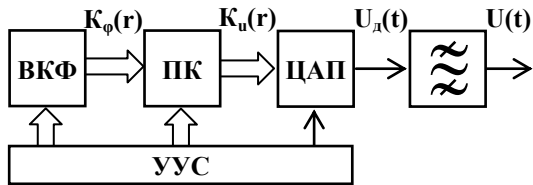


Рис. 1. Структурная схема ЦСС

С точки зрения гибкости управления параметрами формируемых сигналов с частотной модуляцией (ЧМ)

наибольшими возможностями обладают ЦСС на основе ВКФ.

При формировании ЛЧМ сигналов минимальный по аппаратным затратам ВКФ содержит два накапливающих сумматора (НС) (рис. 2). В НС1 предварительно записывается код начальной частоты (K_{fn}), в НС2 – код начальной фазы (K_{ϕ_0}). На вход НС1 подается код скорости ЧМ (K_{β}). Начальные коды одновременно связаны с параметрами формируемого ЛЧМ сигнала, фаза которого изменяется по закону полинома второй степени

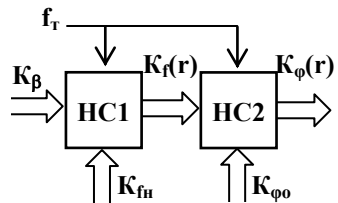


Рис. 2. Структурная схема

$$\varphi(t) = 2\pi f_n t + \pi \Delta f t^2 / \tau_n + \varphi_0 = 2\pi f_n t + \pi \beta t^2 + \varphi_0 \quad \text{при } 0 \leq t \leq \tau_n, \quad (1)$$

где f_n – начальная частота; ΔF – девиация частоты; τ_n – длительность; φ_0 – начальная фаза ЛЧМ сигнала; $\beta = \Delta F / \tau_n$ – скорость ЧМ.

Применительно к ЛЧМ сигналу (1), согласно [2] получаем:

$$K_{\varphi_0} = 2^n \frac{\varphi_0}{2\pi}; \quad K_{f_n} = N \left(\frac{f_n}{f_T} + \frac{\beta}{2f_T^2} \right); \quad K_{\beta} = \frac{\beta N}{f_T^2}, \quad (2)$$

где $N = 2^n$ – емкость ВКФ разрядности n ; $f_T = 1/T$ – тактовая частота ЦСС; T – период дискретизации.

Соотношения для определения мгновенных значений параметров ЛЧМ сигналов в зависимости от содержимого НС имеют вид:

$$\varphi(r) = \frac{K_{\varphi}(r)2\pi}{N}; \quad f(r) = f_T \frac{K_f(r)}{N}; \quad \beta = f_T^2 \frac{K_{\beta}}{N}, \quad (3)$$

где $K_{\varphi}(r)$ и $K_f(r)$ – мгновенные значения кодов фазы и частоты формируемого сигнала; $r=1, 2, 3, \dots$

Изменяя соответствующие коды на единицу из (3) получаем шаг перестройки параметров ЛЧМ сигналов:

$$\Delta\varphi_0 = \frac{2\pi}{N} = \frac{\pi}{2^{n-1}}; \quad \Delta f_n = \frac{f_T}{N} = \frac{f_T}{2^n}; \quad \Delta\beta = \frac{f_T^2}{N} = \frac{f_T^2}{2^n}. \quad (4)$$

Приведённые соотношения (2) позволяют по параметрам ЛЧМ сигналов определить начальные коды, а соотношения (4) – оценить потенциальную точность установки параметров ЛЧМ сигналов при фиксированных f_T и ёмкости накопителей N .

Исходя из этого, требования к точности установки заданного закона ЧМ на выходе ЦСС и определения разрядности накопителей целесообразно сформулировать на основании допустимых искажений параметров сжатого ЛЧМ сигнала для различного класса РЛС.

2. Специализированные РЛС. Проведённые в [3] расчёты огибающих сжатых сигналов для случая регулярных расстроек параметров ЛЧМ сигналов (ΔF , τ_n , f_0) и импульсной характеристики фильтра сжатия (ΔF_{ϕ} , τ_{ϕ} , f_{ϕ}), характеризуемых обобщёнными параметрами $v = |f_{\phi} - f_0| / \Delta F_{\phi}$; $\delta B_{c1} = |\Delta F_{\phi} - \Delta F| / \tau_{\phi}$; $\delta B_{c2} = |\tau_{\phi} - \tau_n| \Delta F_{\phi}$, показали, что величины искажений соответствующих параметров сжатого сигнала при базе $B = \Delta F \tau_n \geq 30 \dots 50$ в первом приближении не зависят от её величины и определяются величинами δB_{c1} , δB_{c2} , v . Поэтому воспользуемся соотношениями [3], связывающими искажения сжатого сигнала с обобщёнными параметрами отклонений для РЛС со сжатием при отсутствии схем компенсации боковых лепестков, т.к. при применении указанных схем требования к точности формируемых ЛЧМ сигналов в 1,2...20 раз ниже:

$$\Delta\gamma_a(\delta B) \approx 1 - \exp\{-0,029(\delta B)^2\} \quad \text{при } 0 \leq \delta B \leq 3; \quad v=0; \quad (5)$$

$$\Delta\gamma_6(\delta B) \approx (0,188B)^2 \quad \text{при } 0 \leq \delta B \leq 3; \nu=0; \quad (6)$$

$$\Delta\gamma_{\tau_{0,5}}(\delta B) \approx 1 - \exp\{-0,032(\delta B)^2\} \quad \text{при } 0 \leq \delta B \leq 2; \nu=0; \quad (7)$$

$$\Delta\gamma_a(\nu) = \nu \quad \text{при } 0 \leq \nu \leq 0,2; \delta B=0; \quad (8)$$

$$\Delta\gamma_6(\nu) = 0,217 \left(\frac{\nu}{1-\nu} \right) = 0,217\nu \quad \text{при } 0 \leq \nu \leq 0,1; \delta B = 0, \quad (9)$$

где $\Delta\gamma_a$, $\Delta\gamma_6$, $\Delta\gamma_{\tau_{0,5}}$ – соответственно относительные изменения уровня сжатого импульса, уровня наибольшего бокового лепестка, относительное расширение сжатого импульса.

Исходя из заданной точности формирования ЛЧМ сигналов определяются требуемые значения параметров ВКФ: тактовая частота f_T , ёмкость N или разрядность n используемых НС. Значение частоты f_T определяется условием селекции одной составляющей спектра дискретного ЛЧМ сигнала:

$$f_T \geq (3 \dots 4) \Delta F_{\max}; \quad f_T \geq f_0 / (2i + 1), \quad (10)$$

где ΔF_{\max} – максимальное значение девиации частоты; f_0 – центральная частота ЛЧМ сигнала; $i=0, 1, 2, \dots$ – номер выделяемой составляющей.

В большинстве случаев нет возможности произвольно выбирать значение f_T , а необходимо использовать одно из значений сетки опорных частот РЛС. Поэтому точность частотных параметров ЛЧМ сигналов обеспечивается выбором ёмкости или разрядности ВКФ, а длительность ЛЧМ сигнала считается в точности равной заданной, так как шаг перестройки по длительности мал и равен периоду тактовой частоты.

Абсолютная погрешность начальной частоты δf_n , входящая в параметр $\nu = \delta f_n / \Delta F$, определяется шагом перестройки начальной частоты Δf_n (4) и при соответствующем выборе K_{fn} не превышает $\delta f_n \leq f_T / 2^{n+1}$. С учётом этого параметр ν определяется выражением

$$\nu \leq \frac{\delta f_n}{\Delta F} = \frac{f_T}{2N\Delta F} = \frac{Q}{2N} = \frac{R}{2NB} = \frac{R}{2^{n+1}B}, \quad (11)$$

где R – число отсчетов; B – база ЛЧМ сигнала; $Q = f_T / \Delta F$ – отношение быстродействия ЦСС к девиации частоты ЛЧМ сигнала.

После подстановки (11) в (8) и (9) окончательно имеем

$$\Delta\gamma_a(n) \approx \frac{Q}{2^{n+1}}; \quad \Delta\gamma_6(n) \approx \frac{0,217Q}{2^{n+1}} \quad \text{при } \delta B = 0. \quad (12)$$

Как видно из (12) и приведенных на рис. 3 графиков, искажения сжатых импульсов уменьшаются с ростом разрядности ВКФ и пропорциональны параметру Q . Приемлемая точность установки начальной частоты ($\Delta\gamma_{a,6} \leq (0,01 \dots 1)\%$) достигается при (8...16) разрядах ВКФ.

Абсолютная погрешность базы ЛЧМ сигналов определяется шагом

перестройки скорости ЧМ и при соответствующем K_β равна

$$\delta B = \Delta F' \tau_n = \frac{\Delta \beta}{2} \tau_n^2 = \frac{R^2}{2^{n+1}}, \text{ при } \Delta \tau = 0. \quad (13)$$

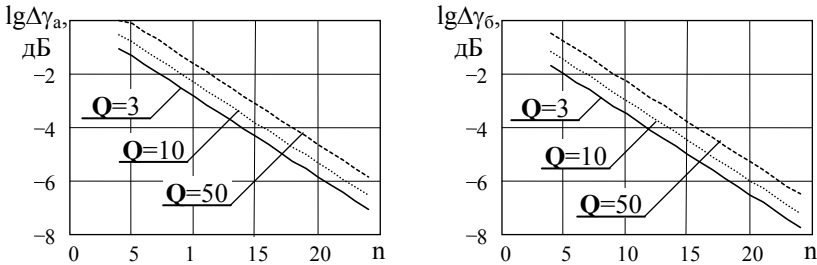


Рис. 3. Зависимость искажений сжатых импульсов от разрядности ВКФ

После подстановки (13) в (5) – (7) получаем (при $\nu = 0$):

$$\Delta \gamma_a(n) = \frac{0,029Q^4 B^4}{2^{2n+2}}; \quad \Delta \gamma_b(n) = \frac{0,0324Q^4 B^4}{2^{2n+2}}; \quad \Delta \gamma_{\tau_{0,5}}(n) = \frac{0,032Q^4 B^4}{2^{2n+2}}. \quad (14)$$

Из (14) и приведенных на рис. 4 графиков видно, что искажения в значительной мере зависят от длительности ЛЧМ сигналов (от числа R формируемых отсчетов) и минимальны для коротких сигналов. Искажения сжатых импульсов уменьшаются с ростом разрядности ВКФ, а приемлемая точность установки скорости ЧМ ($\Delta \gamma_a = (0,01...1)\%$)

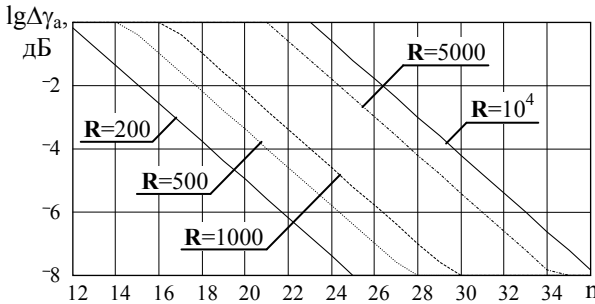


Рис. 4. Зависимость искажений сжатых импульсов от разрядности ВКФ

достигается при (16...26) разрядах вычислителя кодов фазы.

3. Многофункциональные РЛС. Применительно к многофункциональным РЛС со сжатием, разрядность ВКФ определяется заданной точностью установки скорости ЧМ формируемых ЛЧМ сигналов. При решении практических задач все возможные значения скорости ЧМ для набора ЛЧМ сигналов кратны определенной величине $\beta_i = K_\beta \Delta \beta$, где β_i – скорость ЧМ i -го ЛЧМ сигнала; K_β – коэффициент пропорциональности. В этом случае разрядность ВКФ существенно сокращается и определяется следующим образом. По максимальному значению девиации

частоты ΔF_{\max} из (10) определяется $f_{r,\min}$. Затем из (4) по величине $\Delta\beta$ и $f_{r,\min}$ находится значение N' ёмкости ВКФ, по которому из условия $2^n \geq N'$ определяется разрядность ВКФ. Подставляя значение полученной разрядности n в (4), для шага перестройки $\Delta\beta$ определяется значение $f_r \geq f_{r,\min}$. Приведённая методика целесообразна при свободном выборе величины f_r .

4. Обзорные РЛС. Рассмотрим допустимые регулярные расстройки параметров квазинепрерывных ЛЧМ сигналов в РЛС, использующих одновременно частотное сканирование луча по углу, например, по азимуту. Для оценки допустимых расстроек используем основные критерии – ухудшение характеристик обнаружения и точности измерения координат целей по сравнению с потенциальными значениями. В данных РЛС дальность до цели определяется соотношением

$$r_{ц} = \frac{C}{2\beta} (F_6 \pm F_d), \quad (15)$$

где C – скорость света; F_6 – частота биений; F_d – частота Доплера. Так как гетеродинный и зондирующий ЛЧМ сигналы синфазны, ошибка измерения дальности не зависит от f_0 и определяется расстройкой $\Delta\beta$ по скорости ЧМ. В соответствии с (15) при $f_0 = \text{const}$, $\Delta\beta \neq 0$ и $\Delta\beta/\beta \ll 1$, измеренное значение дальности равно

$$r'_{ц} = \frac{C(F_6 \pm F_d)}{2\beta(1 \pm \Delta\beta/\beta)} = r_{ц} \mp \Delta r_{ц}(\Delta\beta), \quad (16)$$

где $\Delta r_{ц}(\Delta\beta)$ – ошибка измерения дальности за счет $\Delta\beta$.

Ошибка измерения зависит от F_6 , которая максимальна при $r_{ц} = r_{\max}$. Полагая для простоты $F_d = 0$ и с учетом $F_{6,\max} = 2\beta r_{\max}/C$, получаем

$$|\Delta r_{ц}(\Delta\beta)| \leq |\Delta r_{ц}(\Delta\beta)|_{F_{6,\max}} = \frac{C}{2\beta} F_{6,\max} \frac{\Delta\beta}{\beta} = r_{\max} \frac{\Delta\beta}{\beta}. \quad (17)$$

С учётом (4) это соотношение преобразуется к виду

$$2^n = N = \frac{r_{\max}}{\Delta r} QR; \quad n = \log_2 N = \log_2 \left(\frac{r_{\max}}{\Delta r} QR \right) \quad (18)$$

и позволяет по допустимому ухудшению точности измерения дальности цели определить требуемую ёмкость и разрядность ВКФ. Как видно из (18) и приведенных на рис. 5 графиков, ошибка измерения дальности максимальна для наиболее продолжительных сигналов и уменьшается с ростом разрядности ВКФ. Приемлемая точность установки скорости ЧМ формируемых сигналов ($\Delta r_{\max}/\Delta r = 5 \cdot 10^4$) достигается при 28...30 разрядах ВКФ. В [3] показано, что при ухудшении ошибки измерения азимута в два раза по

сравнению с потенциальной, требования к точности закона ЧМ на порядок ниже по сравнению с аналогичными требованиями при ухудшении точности измерения дальности. Поэтому при использовании ЦСС в РЛС с квазинепрерывными ЛЧМ сигналами разрядность ВКФ определяется из допустимого ухудшения точности измерения дальности.

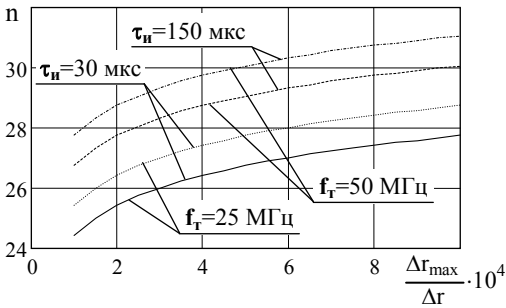


Рис. 5. Зависимость разрядности ВКФ от точности измерения дальности цели

Рис. 5. Зависимость разрядности ВКФ от точности измерения дальности цели

Расчет разрядности ВКФ может осуществляться не только по основным и частным критериям, но и непосредственно исходя из требуемого шага перестройки параметров формируемых ЛЧМ сигналов по (4).

Выводы. 1. Наиболее широкими возможностями по изменению параметров

ЛЧМ сигналов обладают ЦСС с ВКФ, в которых параметры выходных сигналов однозначно связаны с начальными кодами и могут управляться от ЭВМ или других цифровых автоматов.

2. Разрядность ВКФ определяется скоростью ЧМ, длительностью ЛЧМ сигналов и требуемой точностью воспроизведения закона ЧМ. При этом для РЛС с фильтровой обработкой требуется не менее (16...26) двоичных разрядов ВКФ, а для РЛС с квазинепрерывными ЛЧМ сигналами – не менее (28...30) разрядов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Теория и техника генерирования, излучения и приёма радиолокационных сигналов / Под ред. Седышева Ю.Н. – Х.: ВИРТА, 1986. – 650 с.
2. Смолос В.Б. Функциональные преобразователи информации. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 248 с.
3. Гомозов В.И. Формирование сложных радиолокационных СВЧ сигналов с высокой скоростью угловой модуляции. – Х.: ВИРТА, 1988. – 509 с.

Поступила 15.08.2002

КАНДЫРИН Николай Павлович, канд. техн. наук, старший научный сотрудник научного центра при ХВУ. В 1982 году окончил Харьковский политехнический институт. Область научных интересов – радиолокация, цифровое формирование радиолокационных сигналов.

ДЗИГОРА Александр Михайлович, начальник отделения учебной лаборатории кафедры ХВУ. В 1994 году окончил Житомирское ВУРЭ ПВО. Область научных интересов – радиолокация, цифровое формирование радиолокационных сигналов.