

МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ КОМБИНИРОВАННЫХ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫХ СИНТЕЗАТОРОВ СИГНАЛОВ

Н.П. Кандырин¹, А.М. Дзигора², О.А. Шалепя³

(¹Объединенный научно-исследовательский институт Вооруженных Сил, Харьков,

²Харьковский университет Воздушных Сил, ³в/ч А-4608К)

Предложена методика проектирования комбинированных цифро-аналоговых синтезаторов сигналов (КЦАСС) на основе цифровых синтезаторов сигналов (ЦСС) и кольца фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) в зависимости от параметров и качества формируемых радиолокационных сигналов.

цифро-аналоговый синтезатор, фазовая автоподстройка частоты

Постановка проблемы. Проектирование и разработка синтезаторов сложных радиолокационных сигналов (частот) с малым шагом сетки частот в широком диапазоне при высокой стабильности частоты и фазы и предельно малым временем перестройки с одной частоты на другую является одной из актуальных задач современной радиотехники.

Анализ литературы. В настоящее время при разработке таких синтезаторов используют два основных метода формирования: прямого и косвенного синтеза [1, 2].

Метод прямого синтеза основан на выполнении ряда арифметических операций над частотой колебания опорного генератора с последующей фильтрацией требуемого колебания выходного сигнала [3]. При методе косвенного синтеза выходное колебание создается управляемым генератором с электронной перестройкой, стабилизируемым опорным сигналом с помощью кольца ФАПЧ. В сложных синтезаторах можно использовать комбинацию этих методов, а именно комбинированные цифро-аналоговые методы, что позволяет реализовать наилучшие электрические параметры, присущие различным схемам синтеза [1, 2].

Кроме того, комбинированные цифро-аналоговые синтезаторы сигналов (КЦАСС) эффективно используют для переноса синтезированного сигнала в диапазон СВЧ и расширения частотного диапазона. Система ФАПЧ здесь одновременно выполняет и функцию узкополосного перестраиваемого фильтра, обеспечивающего подавление фазовых шумов и побочных составляющих в спектре выходного сигнала.

Обобщенная структурная схема такого КЦАСС представлена на рис. 1. В ЦСС формируется стабильный опорный сигнал (частота) $f_{оп}$,

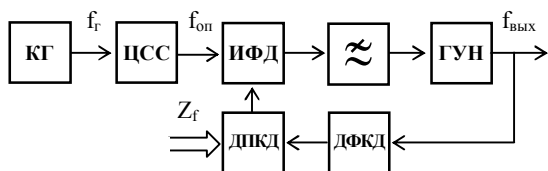


Рис. 1. Структурная схема КЦАСС

который затем поступает на импульсно-фазовый детектор (ИФД) для сравнения с частотой $f_{вых}$, поделенной сначала делителем с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД), а затем для уменьшения шага сетки частот и делителем с переменным коэффициентом деления (ДПКД). Обычно частоту сравнения в кольцах ФАПЧ и, соответственно, шаг сетки выбирают с учетом необходимого ослабления кольцом ФАПЧ ближних спектральных составляющих генераторов управляемых напряжением (ГУН).

Цель статьи – разработка методики проектирования комбинированных цифро-аналоговых синтезаторов простых и сложных радиолокационных сигналов в интересах модернизации существующих и разработки перспективных РЛС.

Основной раздел. Основные моменты, возникающие при проектировании такого синтезатора, рассмотрим на примере КЦАСС с преобразователем код-фазы ГУН (рис. 2).

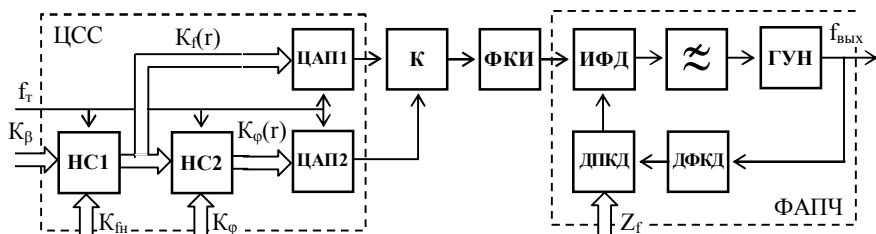


Рис. 2. Структурная схема КЦАСС с преобразователем код-фазы

Здесь в качестве вычислителя отсчетов фазы используем ЦСС вычислительного или таблично-вычислительного типа на основе двух накапливающих сумматоров (НС1, НС2) емкостью M . Текущее значение фазы в НС2 представляет собой код циклической фазы $K_\phi(r)$, определенной на интервале 2π . Циклическая фаза $\varphi_{ц}$ равна нециклической фазе $\Phi = \int \omega dt$, взятой по модулю 2π : $\varphi_{ц} = \Phi(\text{mod } 2\pi)$ [4]. При изменении фазы Φ на 2π происходит переполнение НС2 и в нем остается остаток от переполнения. Частота переполнения

НС2 равна $f_t|K_f|/M$. Значения $K_f > 0$ представлены в прямом двоичном коде, а значения $K_f < 0$ – в дополнительном, причем желательно выполнение условия $|K_f| < M/4$. При $K_f > 0$ код фазы K_ϕ увеличивается до очередного переполнения, а при $K_f < 0$ – уменьшается.

Преобразователь код-фаза ГУН состоит из ЦАП1 и ЦАП2, компаратора (К), формирователя коротких импульсов (ФКИ) и системы ФАПЧ [2]. Линейно изменяющееся напряжение с ЦАП1 с периодом $1/f_t$, сравнивается на компараторе с напряжением от ЦАП2. В момент равенства напряжения ЦАП1 на прямом ходе и напряжения ЦАП2 ФКИ вырабатывает импульс выборки для ИФД. При отсутствии изменения кода фазы K_ϕ (т.е. при $K_{\text{фн}} = 0$, $K_\beta = 0$) напряжение на выходе ЦАП2 постоянно и временная задержка импульса на выходе ФКИ не меняется относительно f_t . При изменении K_ϕ (т.е. при $K_{\text{фн}} \neq 0$, $K_\beta \neq 0$) напряжение на выходе ЦАП2 линейно-ступенчатое, временная задержка импульса ФКИ, пропорциональная коду K_ϕ также меняется. При каждом изменении задержки импульса ФКИ, определяющего момент взятия выборки, на выходе ИФД появится сигнал ошибки, который компенсируется изменением фазы ГУН. При формировании гармонического сигнала выходная частота ГУН определяется выражением

$$f_{\text{вых}} = Kf_t + f_t K_{\text{фн}}/M,$$

где K – коэффициент, определяемый начальной расстройкой ГУН.

Для наглядности методику проектирования рассмотрим на примере расчета КЦАСС для модернизации обзорной РЛС «П-18». Для этого к нему предъявим следующие требования: диапазон перестройки частоты 159,8 ... 160,2 МГц; дискрет перестройки частоты не более 0,2 Гц; максимальная скорость плавной перестройки частоты 2,56 МГц/с; время отработки скачка частоты (время начальной синхронизации кольца ФАПЧ) не более 0,01 с; уровень паразитных составляющих в спектре выходного сигнала КЦАСС не хуже – 45 дБ. Прежде всего при проектировании необходимо определить: значение тактовой частоты (f_t) для ЦСС; разрядность НС ЦСС; разрядность ЦАП; диапазон перестройки ГУН; полосу пропускания кольца ФАПЧ и элементную базу.

Тактовая частота выбирается как компромисс между различными требованиями к ней: она должна быть выше четырехкратной отстройки частоты КЦАСС от номинального значения или равна ей ($\pm 0,2$ МГц); целнократное значение f_t должно равняться номинальному значению частоты КЦАСС в отсутствие расстройки (когда на входах НС ЦСС коды $K_{\text{фн}} = K_\beta = 0$); для исключения ложных захватов в схеме ФАПЧ КЦАСС

диапазон перестройки ГУН должен быть менее половины (лучше четверти) тактовой частоты; переходные процессы в ЦСС должны закончиться за время меньшее периода тактовой частоты; тактовая частота должна достаточно просто формироваться из частоты единого эталонного генератора РЛС (например, 5 МГц).

Поскольку в нашем случае средняя частота диапазона перестройки равна 160 МГц, то целнократному значению этой частоты удовлетворяют тактовые частоты 5 и 2,5 МГц. Расстройка равна $\pm 0,2$ МГц, поэтому f_r ЦСС должна быть выше 0,8 МГц. Этому требованию с запасом удовлетворяет частота 2,5 МГц. Принимая нестабильность частоты ГУН равной 10^{-3} от номинального значения, т.е. 160 кГц, рабочий диапазон перестройки ГУН должен быть более ± 360 кГц. С некоторым запасом примем диапазон перестройки ГУН ± 400 кГц, что составляет шестую часть от тактовой частоты, поэтому требованию отсутствия ложных захватов $f_r = 2,5$ МГц удовлетворяет.

На следующем этапе проектирования перейдем к определению разрядности НС ЦСС и ЦАП. Исходя из того, что при двоичном построении НС число дискретов частоты не должно превышать четверти объема НС, найдем объем и разрядность НС как отношение учетверенного модуля отстройки частоты КЦАСС к дискрету перестройки частоты КЦАСС [5, 6]. Поскольку в качестве учетверенного модуля отстройки частоты КЦАСС мы выбрали 2,5 МГц, то $2500000/0,2 = 12500000$. Этому значению большее ближайшее двоичное число 2^n равно $2^{24} = 16777216$. Таким образом, НС имеют по 24 двоичных разряда, а дискрет перестройки КЦАСС Δf , при тактовой частоте 2,5 МГц, составляет $\Delta f = f_r/2^n = 0,14901116$ ГГц, что удовлетворяет исходным условиям ($0,14901116$ ГГц $< 0,2$ ГГц) на проектирование.

При определении уровня паразитных составляющих, вызванных, соответственно, амплитудными ($D_{ша}$) и фазовыми ($D_{шф}$) шумами, последние принимаются независимыми [5]:

$$D_{ша} = 20 \lg \left[(N_a - 1) \sqrt{6} \right]^{-1}; \quad D_{шф} = 20 \lg (\pi / 4 \sqrt{3} N_\phi), \quad (1)$$

где $N_a = 2^{n_a}$, $N_\phi = 2^{n_\phi}$ – соответственно, число дискретов квантования амплитуды и число дискретов квантования фазы на интервале 2π .

Анализ графиков (рис. 3), построенных согласно выражений (1), показывает, что для обеспечения уровня паразитных составляющих – 45 дБ необходимо семь двоичных разрядов или не менее ста дискретов фазы на периоде выходного сигнала КЦАСС.

Для обеспечения небольшого запаса в 6 дБ применим ЦАП на 8 разрядов типа 1118ПА2А,Б с временем установления выходного напряжения 30 нс.

Таким образом, из 24 двоичных разрядов кода фазы на выходе НС ЦСС с ЦАП будут связаны только 8 старших разрядов. При этом уменьшение числа дискретов фазы на периоде произойдет в том случае, когда за время $1/f_T$ в 8-ми старших разрядах НС произойдет приращение кодов больше, чем на единицу, т.е. когда K_f станет больше 2^{16} или тоже самое при отстройке частоты на выходе КЦАСС больше 9,83 кГц. В этом случае ближайшие к основному колебанию паразитные составляющие будут отстоять от него на $9,83 \cdot 2^8$ кГц. Уровни этих составляющих в $n = 2^8$ раз (на -50 дБ) меньше основного колебания и должны отфильтроваться схемой ФАПЧ КЦАСС. С увеличением отстройки паразитные составляющие начнут увеличиваться за счет уменьшения числа дискретов на периоде выходного сигнала, но они будут отстоять по частоте еще дальше от основного колебания и тоже, будут отфильтровываться схемой ФАПЧ КЦАСС.

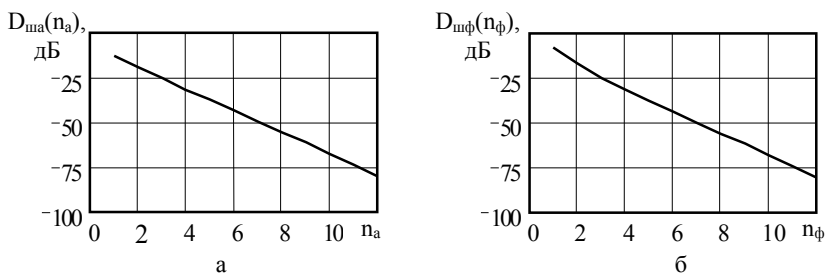


Рис. 3. Зависимость уровня амплитудных (а) и фазовых (б) шумов от количества разрядов квантования.

Исходя из этого, полосу пропускания схемы ФАПЧ КЦАСС выбирают из следующих требований: полоса пропускания должна быть достаточно широкой для подавления собственных флуктуаций ГУН; полоса должна быть не уже той, при которой обеспечиваются динамические характеристики КЦАСС – скорость перестройки частоты и время отработки скачка частоты; полоса должна быть не шире той, при которой обеспечивается во всем диапазоне расстроек необходимая степень подавления паразитных составляющих выходного сигнала.

Особенностью схемы, приведенной на рис. 2, является реализация умножителя с кратностью n (коэффициент деления ДПКД,ДФКД) на кольце ФАПЧ, что позволяет улучшить фильтрацию помех, поступающих на его вход. Использование делителя частоты уменьшает коэффициент передачи с выхода фазового детектора ко входу ГУН. Последнее приводит к усилению влияния собственных шумов ФД на флуктуации фазы выходного колебания. Кроме того, получение малого шага сетки частот и уменьшение частоты

сравнения на ФД обуславливает более жесткие требования к элементам фильтрации в цепи обратной связи. Поэтому, попытка получить меньший шаг сетки при сохранении требований к подавлению побочных составляющих может привести к значительным фазовым сдвигам в элементах фильтрации и вызвать потерю устойчивости кольца ФАПЧ. В силу критерия Найквиста система ФАПЧ является устойчивой, если на частоте, при которой коэффициент передачи равен единице, фазовый сдвиг в ней по абсолютному значению меньше π . Для уверенной работы системы ФАПЧ необходимо не только удовлетворять этому критерию, но и иметь определенные запасы по фазе и амплитуде (по усилению). При расчетах системы ФАПЧ запас по фазе выбирают обычно $30 \dots 60^\circ$, а по усилению – 10 дБ. В нашем случае, при принятии соответствующих конструктивных мер к уменьшению шумов ГУН на частотах $100 \dots 200$ МГц с точки зрения компенсации этих шумов полоса ФАПЧ КЦАСС должна быть более 10 кГц [2, 6].

Для обеспечения начального синхронизма в петле ФАПЧ наиболее простым способом является линейное изменение частоты ГУН в пределах возможной зоны неопределенности частоты до момента захвата в системе ФАПЧ. При перестройке частоты в пределах 1,2 МГц за время 0,01 с при допустимой динамической ошибке 45° шумовая полоса должна быть около 16 кГц [6]. В данном случае значение шумовой полосы удовлетворяет всем остальным предъявленным выше требованиям ($10\text{кГц} < 16\text{кГц}$).

При более жестких требованиях к времени начальной синхронизации ($t_{\text{уст}}$), особенно при формировании сложных сигналов (ЛЧМ, НЧМ), когда $t_{\text{уст}}$ составляет $10 \dots 20$ мкс, целесообразно применить другой метод обеспечения начального синхронизма в петле ФАПЧ КЦАСС (рис. 4).

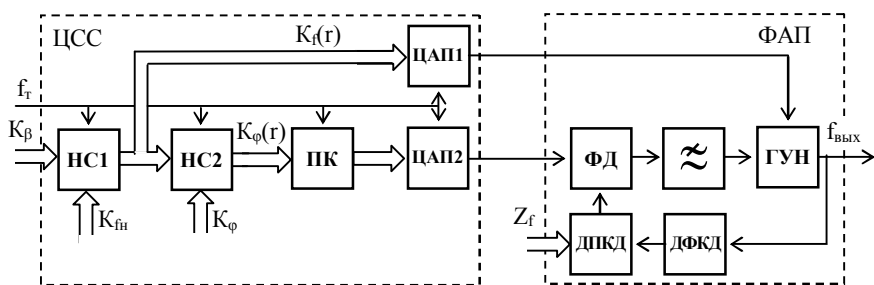


Рис. 4. Структурная схема КЦАСС с ускоренным способом синхронизма

В этой схеме код управления частотой с помощью ЦАП1 преобразуется в аналоговое напряжение пропорциональное начальной частоте ГУН и подается на один из управляющих входов генератора. В свою очередь

на выходе ГУН появляется выходная частота, которая затем делится и сравнивается на ФД с опорной частотой ЦАП2. Появившийся на выходе ФД сигнал ошибки, от сравнения частот, затем суммируется с сигналом ЦАП1 в ГУН петли ФАПЧ КЦАСС. При обеспечении даже не совсем точного соответствия кода отстройки и реальной отстройки схема ФАПЧ будет иметь постоянную помощь, как в режиме слежения, так и в режиме поиска и системе ФАПЧ остается выбрать только нестабильность ГУН и нелинейность управления. Время установления выходного сигнала при таком построении КЦАСС составит 5 ... 7 мкс.

Выводы. 1. Предложенная методика проектирования КЦАСС позволяет при разработке соединить достоинства цифровых и аналоговых методов формирования простых и сложных сигналов, что особенно важно при переносе их в область СВЧ и расширении частотного диапазона.

2. Предложенная методика может применяться при проектировании КЦАСС с простейшей схемой ФАПЧ, особенно однокольцевой с ДПКД в цепи обратной связи, которые широко используются при формировании зондирующих и гетеродинных сигналов метрового и более низких диапазонов частот. В этих диапазонах удастся получить хорошие спектральные характеристики ГУН, а за счет больших коэффициентов деления обеспечиваются необходимые устойчивость и фильтрующие свойства системы.

3. Достоинством однокольцевых КЦАСС является также функциональная простота, достижение любого шага сетки частот, широкое использование стандартных элементов и элементов цифровой техники.

ЛИТЕРАТУРА

1. Манасевич В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование: Пер. с англ. / Под ред. А.С. Галина. – М.: Связь, 1979. – 384 с.
2. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с., ил.
3. А.С. 1578799 (СССР). Цифровой синтезатор частот / Н.П. Кандырин, Ю.М. Романов, С.А. Соколов. – Оpubл. в Б.И., 1990, № 26.
4. А.С. 1243090 (СССР). Синтезатор частот / В.И. Архипкин, В.И. Березин, Е.П. Овсянников. – Оpubл. в Б.И., 1986, № 25.
5. Шатино Д.Н., Паин А.А. Основы теории синтеза частот. – М.: Радио и связь, 1981. – 264 с.
6. Тузов Г.И. Выделение и обработка информации в доплеровских системах. – М.: Сов. радио, 1967. – 256 с.

Поступила 26.01.2005

Рецензент: доктор технических наук, профессор В.А. Лошаков,
Харьковский университет Воздушных Сил.