

УДК 621.396.96

М.П. Кандирін, О.М. Дзігора

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПЕРЕТВОРЮВАЧА КОДІВ ФАЗИ В КОДИ АМПЛІТУДИ ПРИ ЦИФРОВОМУ СИНТЕЗИ ПРОСТИХ І СКЛАДНИХ ЧМ СИГНАЛІВ

Наведені математичні моделі табличних і обчислювальних перетворювачів кодів фази в коди амплітуди як складових вузлів цифрових синтезаторів сигналів. Розглянуті варіанти їх технічної реалізації.

Постановка проблеми та аналіз літератури

На теперішній час у переважній більшості радіотехнічних пристроїв функції синтезу необхідного набору частот і сигналів покладені на цифрові синтезатори сигналів (ЦСС) [1 – 5], принцип роботи яких ґрунтується на формуванні у фіксовані дискретні моменти часу амплітудних вибірок синтезованих ЧМ сигналів. Однак помилки дискретизації та квантування, характерні для пристроїв цифрового синтезу, призводять до погіршення якості їх вихідного сигналу [6, 7]. Крім того, у перетворювачі кодів фази (ПКФ) ЦСС виникає додаткове джерело спотворень, обумовлене похибками перетворення кодів фази в коди амплітуди формованого сигналу. Аналіз цих спотворень доцільно проводити на основі математичної моделі ПКФ як складової і невід'ємної частини ЦСС.

Перехід від кодів фази $K_\varphi(r)$, сформованих в обчислювачі кодів фази (ОКФ) ЦСС, до кодів амплітуди $K_u(r)$ може виконуватися різними ПКФ: табличними з використанням записаної в ПЗП таблиці синусів; обчислювальними, коли синус обчислюється, наприклад, за допомогою ряду Тейлора; комбінованими, у яких звертання до ПЗП сполучається з обчислювальними операціями.

У більшості відомих ЦСС застосовуються табличні ОКФ. У них коди фази $K_\varphi(r)$ використовуються для адресації ПЗП, у якому записані відповідні значення синусоїдальних відліків [8]. Використання ПЗУ в ПКФ дозволяє домогтися високої точності перетворення кодів, але, як правило, при цьому знижується швидкодія всього пристрою.

Для розв'язання ряду практичних задач, особливо при створенні комбінованих цифро-аналогових пристроїв, де не ставляться тверді вимоги до рівня спотворень спектрів, а необхідно забезпечити максимальне значення смуги і несучої частоти формованих сигналів, це вимагає граничної швидкодії ЦСС і його складових елементів. У цьому випадку

для підвищення швидкодії ЦСС в ОКФ використовується арифметико-логічний пристрій, який здійснює кусково-лінійне перетворення кодів фази в коди миттєвих значень амплітуди формованого сигналу. При цьому функцію перетворення ОКФ можна представити у вигляді суми [9]

$$\Phi(\varphi) = F(\varphi) + \sum_{i=1}^s \gamma_i(\varphi) F_{ki}(\varphi), \quad (1)$$

де $F(\varphi)$ – лінійна апроксимуюча функція;

s – кількість підінтервалів апроксимації;

$F_{ki}(\varphi)$ – коригувальна функція;

$\gamma_i(\varphi)$ – перемикальна функція.

Таке представлення доцільне внаслідок того, що коригувальні функції $F_{ki}(\varphi)$ однакові для групи інтервалів і легко формуються операціями зсуву та підсумовування. При реалізації в ПКФ косинусної функції апроксимуюча функція дорівнює

$$F(\varphi) = \begin{cases} 1 - 2\varphi/\pi, & 0 \leq \varphi \leq \pi; \\ 2\varphi/\pi - 3, & \pi \leq \varphi \leq 2\pi. \end{cases} \quad (2)$$

Середнє значення відносної помилки такого перетворення дорівнює 21 %.

Додавання коригувальних функцій $F_{ki}(\varphi)$, отриманих шляхом лінійного перетворення апроксимуючої функції

$$\Phi(\varphi) = \begin{cases} F(\varphi) + \frac{1 - F(\varphi)}{2} = \frac{F(\varphi) + 1}{2} = \\ = 1 - \frac{\varphi}{\pi}, & 0 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{4}; \\ F(\varphi) + \frac{F(\varphi)}{2} = \frac{3F(\varphi)}{2} = \\ = 1,5 - \frac{3\varphi}{\pi}, & \frac{\pi}{4} < \varphi < \frac{3\pi}{4}; \\ F(\varphi) + \frac{F(\varphi) + 1}{2} = \\ = \frac{F(\varphi) - 1}{2} = -\frac{\varphi}{\pi}, & \frac{3\pi}{4} \leq \varphi \leq \pi, \end{cases} \quad (3)$$

знижує середнє значення помилки перетворення до

3,2 %. Подальше зниження помилок перетворення досягається використанням двох лінійних коригувальних функцій (до 1,7 %) або використанням набору нелінійних коригувальних функцій, записаних у ПЗП малого обсягу і високої швидкодії.

Мета статті – розробка математичної моделі ОКФ як одного з невід’ємних елементів ЦСС для моделювання на ЕОМ процесів перетворення кодів фази в коди амплітуди і визначення його параметрів від величини заданої похибки.

Основний матеріал

Для простоти викладення матеріалу з описання математичної моделі ОКФ розглянемо особливості апаратної реалізації ОКФ табличного, а потім обчислювального типів. Як найбільш простий, табличний ОКФ являє собою ПЗП, у якому попередньо записуються відліки одного періоду синусоїди (косинусоїди). Як адресація ПЗП використовуються виходи адресного лічильника або коди фази $K_\varphi(r)$ з виходу ОКФ [7]. Обсяг ПЗП вибирається, виходячи з вимог, які забезпечують задану точність відтворення закону зміни фази синтезованого коливання. При цьому розрядність ПКФ по виходу вибирається в точності, яка дорівнює розрядності цифроаналогового перетворювача (ЦАП), застосовуваного в ЦСС.

З урахуванням вищевказаного, математична модель табличного ОКФ має такий вигляд:

$$K_u(r) = \text{ent} \left\{ \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{2^{n_{\text{ПЗП}}}} \text{ent} \left\{ \frac{K_\varphi(r)}{2^{n_{\text{ОКФ}} - n_{\text{ПЗП}}}} \right\} \right) \right] \times \left(2^{n_{\text{ЦАП}} - 1} - 0,5 \right) + 0,5 \right\}, \quad (4)$$

де $n_{\text{ОКФ}}$, $n_{\text{ПЗП}}$, $n_{\text{ЦАП}}$ – кількість розрядів ОКФ, ПЗП і ЦАП відповідно;

$K_\varphi(r)$ – код фази з виходу ОКФ.

Однак наявність ПЗП в ПКФ поряд із забезпеченням високої точності перетворення кодів фази в коди амплітуди обмежує його швидкість і тим самим – частотний діапазон формованих сигналів.

Для усунення цього недоліку використовується ПКФ обчислювального типу, що має найбільшу швидкість, у якому здійснюється кусково-лінійне перетворення кодів фази в коди амплітуди. Структурна схема ЦСС з обчислювальним ПКФ наведена на рис. 1.

У перетворювачі кодів, який містить два керуючі інвертори (КІ1 і КІ2) і комбінаційний суматор (SM), здійснюється кусково-лінійне перетворення кодів фази в коди амплітуди. Часові діаграми роботи такого ПКФ наведені на рис. 2.

Щоб зрозуміти, як утворюються апроксимуючі та коригувальні функції, розглянемо цей процес більш докладно за допомогою структурної схеми і часових діаграм.

Формування апроксимуючої функції $F(\varphi)$ здійснюється в КІ1, на вхід якого надходить послідовність кодів фази за модулем $N/2$:

$$K_1(r) = K_{\varphi_0} + rK_{\varphi_n} + \frac{r(r-1)}{2} K_\beta - \frac{N}{2} \text{ent} \left\{ \frac{2}{N} \left[K_{\varphi_0} + rK_{\varphi_n} + \frac{r(r-1)}{2} K_\beta \right] \right\}, \quad (5)$$

а керування здійснюється знаковим (n-м) розрядом коду $K_\varphi(r)$

$$U_n(r) = \text{ent} \left\{ \frac{2}{N} K_\varphi(r) \right\}. \quad (6)$$

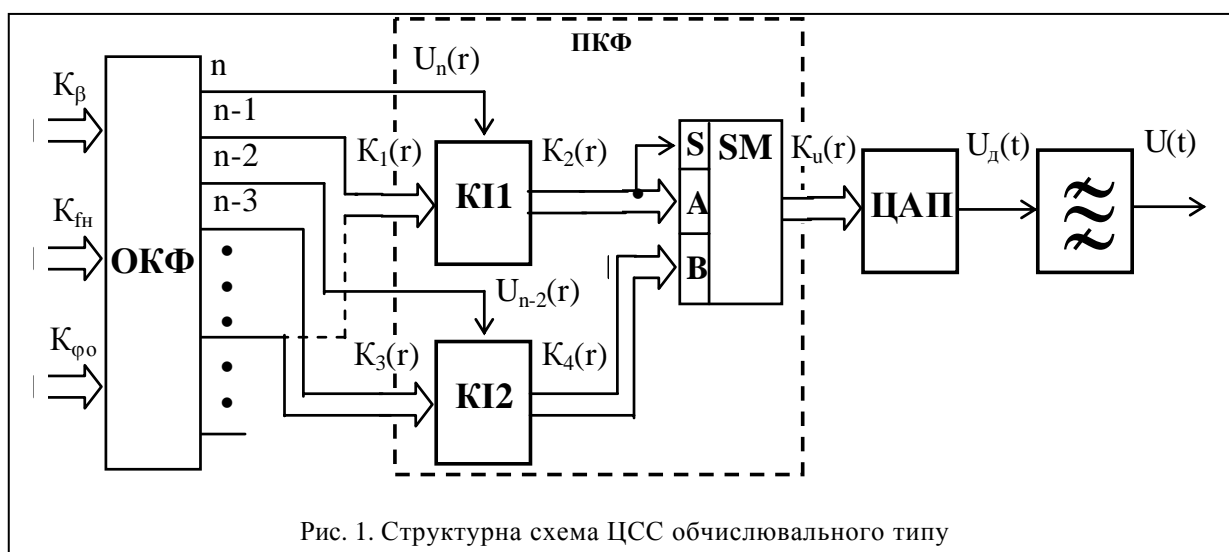


Рис. 1. Структурна схема ЦСС обчислювального типу

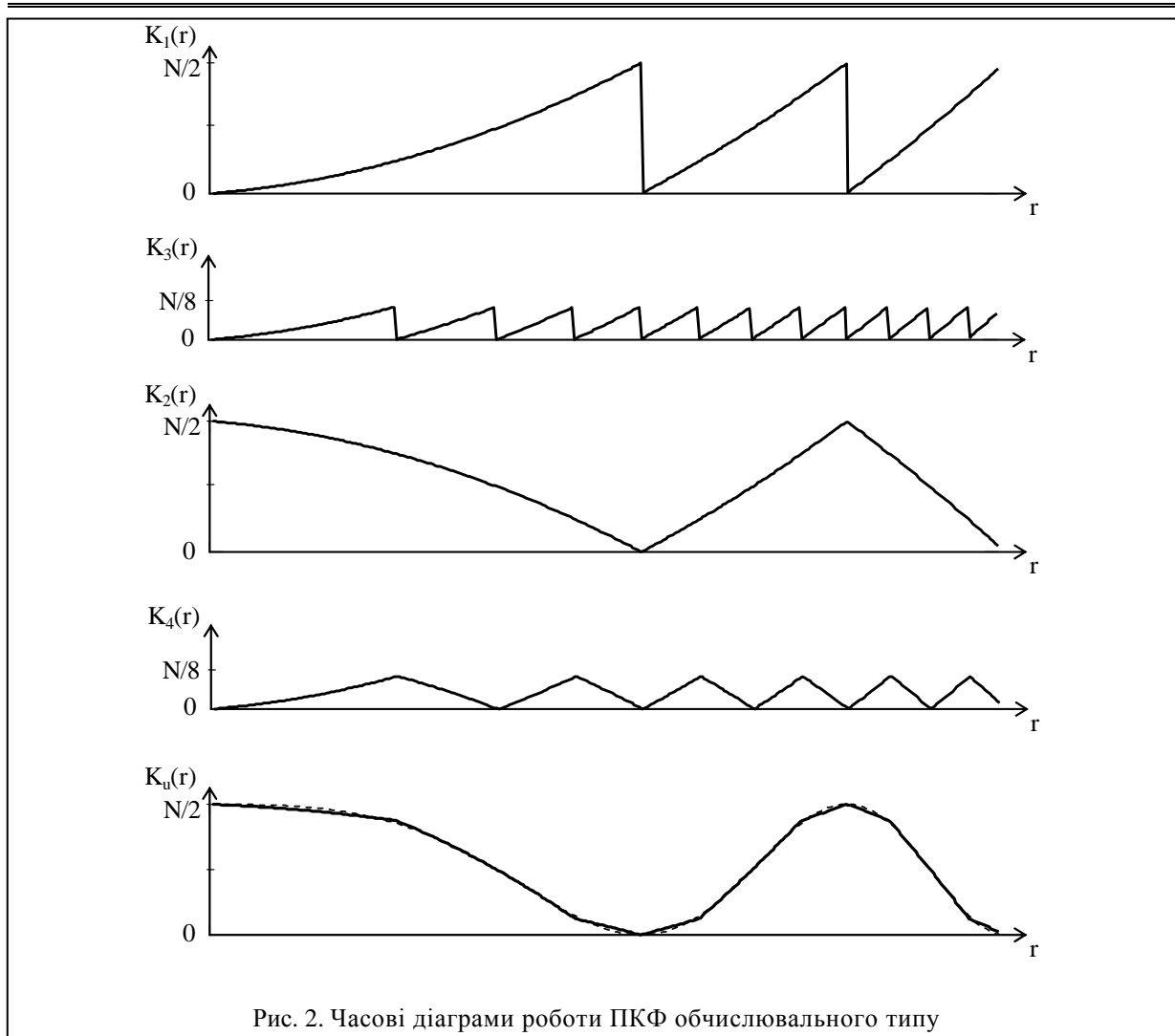


Рис. 2. Часові діаграми роботи ПКФ обчислювального типу

Значення кодів $K_2(r)$ визначаються виразом

$$K_2(r) = N - N 2^{U_n(r)-1} + K_1(r)(-1)^{U_n(r)+1}. \quad (7)$$

Формування лінійних коригувальних функцій $F_{Ki}(\varphi)$ здійснюється в другому керованому інверторі, на вхід якого надходить послідовність кодів фази за модулем $N/8$:

$$K_3(r) = K_{\varphi 0} + rK_{\varphi n} + \frac{r(r-1)}{2} K_{\beta} - \frac{N}{8} \text{ent} \left\{ \frac{8}{N} \left[K_{\varphi 0} + rK_{\varphi n} + \frac{r(r-1)}{2} K_{\beta} \right] \right\}, \quad (8)$$

а керування здійснюється сигналом квадрантного $(n-2)$ -го розряду коду $K_{\varphi}(r)$

$$U_{n-2}(r) = \text{ent} \left\{ \frac{8}{N} \left[K_{\varphi 0} + rK_{\varphi n} + \frac{r(r-1)}{2} K_{\beta} - \frac{N}{4} \text{ent} \left\{ \frac{4}{N} \left[K_{\varphi 0} + rK_{\varphi n} + \frac{r(r-1)}{2} K_{\beta} \right] \right\} \right] \right\}. \quad (9)$$

При цьому на виході КІ2 формується послідовність кодів

$$K_4(r) = \frac{N}{8} U_{n-2}(r) + K_3(r)(-1)^{U_{n-2}(r)}. \quad (10)$$

Підсумовування апроксимуючої і коригувальної функцій здійснюється в цифровій формі, при цьому вихідні коди КІ1 подаються на вхід «А», а коди з КІ2 подаються на входи «В» комбінаційного суматора SM зі зсувом на один розряд у бік молодших розрядів, що еквівалентно зменшенню їх числового значення в два рази. Керування роботою суматора SM здійснюється сигналом старшого розряду коду $K_2(r)$

$$U_{\Sigma}(r) = \text{ent} \left\{ \frac{2}{N} K_2(r) + 0,5 \right\}. \quad (11)$$

У результаті роботи ПКФ на його виході (вихід SM) формується послідовність кодів амплітуди $K_u(r)$

$$K_u(r) = K_2(r) + \text{ent} \left\{ \frac{K_4(r)}{2} \right\} (-1)^{U_{\Sigma}(r)-1}. \quad (12)$$

Тому, з урахуванням виразів (5) – (12), математична модель ПКФ обчислювального типу буде мати вигляд:

$$\begin{aligned}
 K_u(r) = & N - N 2^{\text{ent}\left\{\frac{2}{N}K_\varphi(r)\right\}-1} + \left\{K_\varphi(r)\right\}_{\text{mod}\frac{N}{2}} \times \\
 & \times (-1)^{\text{ent}\left\{\frac{2}{N}K_\varphi(r)\right\}+1} + \text{ent}\left\{\frac{N}{16}\text{ent}\left\{\frac{8}{N}\left\{K_\varphi(r)\right\}_{\text{mod}\frac{N}{4}}\right\}\right\} + \\
 & + \frac{1}{2}\left\{K_\varphi(r)\right\}_{\text{mod}\frac{N}{8}}(-1)^{\text{ent}\left\{\frac{8}{N}\left\{K_\varphi(r)\right\}_{\text{mod}\frac{N}{4}}\right\}} \times \\
 & \times (-1)^{\text{ent}\left\{\frac{2}{N}\left[N - N 2^{\text{ent}\left\{\frac{2}{N}K_\varphi(r)\right\}-1} + \right. \right. \\
 & \left. \left. + \left\{K_\varphi(r)\right\}_{\text{mod}\frac{N}{2}}(-1)^{\text{ent}\left\{\frac{2}{N}K_\varphi(r)\right\}+1}\right] + 0,5\right\}}, \quad (13)
 \end{aligned}$$

де $N = 2n$ – ємність ОКФ розрядності n ;

$K_\varphi(r)$ – код фази на виході ОКФ;

$\text{ent}\{x\}$ – операція виділення цілої частини числа x ;

$$\left\{x\right\}_{\text{mod}y} = x - \text{ent}\left\{\frac{x}{y}\right\} \cdot y.$$

Таким чином, з погляду на технічну реалізацію і точність перетворення кодів, табличний ПКФ є найкращим, оскільки відрізняється малими апаратними витратами і великою точністю перетворення. Однак основний його недолік полягає в низькій швидкодії, що призводить до обмеження частотного діапазону формованих сигналів ЦСС.

Усунути такий недолік дозволяють ПКФ обчислювального типу з лінійними коригувальними функціями, як ті, що мають найбільшу швидкодію. У той же час кусково-лінійне перетворення кодів призводить до значного ускладнення технічної реалізації ПКФ і збільшення похибки перетворення, що в остаточному підсумку призводить до зниження якості вихідного сигналу.

Об'єднати достоїнства табличного й обчислювального ПКФ вдається в комбінованому таблично-обчислювальному перетворювачі.

Висновок

Розроблені математичні моделі перетворювачів кодів фази дозволяють на стадії розробки і проекту-

вання цифрових збуджувачів зондувальних та гетеродинних сигналів із простими і складними законами ЧМ проаналізувати й оцінити якість формування вихідного сигналу від величини помилок перетворення, не створюючи при цьому дорогої фізичної моделі. Результатом такого аналізу, як правило, є вибір типу ПКФ: табличного, обчислювального або комбінованого (таблично-обчислювального).

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Кочемасов В.Н., Белов Л.А., Оконешиников В.С. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. – М.: Радио и связь, 1983. – 192 с.
2. Кочемасов В.Н., Голубков В.А., Новиков Л.М., Черкашин А.Н. Синтезатор ЛЧМ сигналов с оперативным изменением параметров модуляции. – М.: Электроника: Наука, Технология, Бизнес, 2004. – Вып. 7. – С. 32 – 34.
3. А.С. 1552345 (СССР). Цифровой синтезатор частотно-модулированных сигналов / В.И. Гомозов, Н.П. Кандырин, Ю.М. Романов, Н.А. Михайлов – Оpubл. Б.И. – 1990. – № 11.
4. Кандирин М.П., Дзигора О.М. Сучасний стан техніки цифрового синтезу складних частотно-модульованих сигналів // Збірник наукових праць ХУ ПС. – Х.: ХУ ПС, 2005. – Вип. 6(6). – С. 20 – 25.
5. Кандырин Н.П., Дзигора А.М., Шалепя О.А. Применение цифровых синтезаторов сигналов при модернизации обзорных РЛС различного назначения // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. – Х.: ХНУРЕ, 2005. – Вип. 2. – С. 45 – 52.
6. Кандырин Н.П., Дзигора А.М. Методика определения параметров цифровых синтезаторов по величине искажений сжатых ЛЧМ сигналов в РЛС различного назначения // Системи обробки інформації: Зб. наук. праць. – Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 2002. – Вип. 4(20). – С. 219 – 224.
7. Кандырин Н.П., Дзигора А.М. Методика проектирования и особенности управления параметрами частотно-модулированных сигналов в табличных цифровых синтезаторах // Системи обробки інформації: Зб. наук. праць. – Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 2002. – Вип. 3(19). – С. 124 – 128.
8. Смолов В.Б. Функциональные преобразователи информации. – Ленинград: Энергоатомиздат, 1981. – 248 с.

Надійшла 13.02.2006

Рецензент: д-р техн. наук, професор В.А. Лощаков, Харківський університет Повітряних Сил ім. Івана Кожедуба.