

УДК 621.396.967

М.П. Кандирін

Харківський національний університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків

ПРИКЛАДИ ПРАКТИЧНОГО ПРОЕКТУВАННЯ ЦИФРОВИХ ОБЧИСЛЮВАЛЬНИХ СИНТЕЗАТОРІВ СИГНАЛІВ НА ІНТЕГРАЛЬНИХ МІКРОСХЕМАХ

Ціль даної статті – показати на практичних прикладах проектування цифрових обчислювальних синтезаторів (ЦОС) як на дискретних елементах, так і на інтегральних мікросхемах. Відповідно до вимог параметрів формованого сигналу приводяться розрахунки рівнів побічних спектральних складових і спектральної щільності потужності (СЩП) фазових шумів проєктованих синтезаторів при формуванні сигналів з різними частотно-тимчасовими параметрами. На основі аналізу отриманих результатів розрахунку дані практичні рекомендації з вибору інтегральних мікросхем DDS для формування таких сигналів.

Ключові слова: побічні складові, ЦОС, спектральна щільність потужності.

Вступ

Постановка проблеми і аналіз публікацій. У цей час функції синтезу простих і складних сигналів при модернізації існуючих і розробці перспективних зразків радіоелектронного озброєння покладені, в основному, на цифрові синтезатори сигналів.

Завдяки розвитку схемотехніки й технології, сучасні синтезатори DDS, являють собою дуже компактні й замало споживаючи мікросхеми. Сьогодні DDS синтезатори можуть формувати сигнали із частотою від 1 Гц до 1,5 ГГц (при тактовій частоті 3,5 ГГц), а дозвіл по частоті відповідає розрядності до $n = 48$ біт ($\Delta f = f/2^n$).

Унікальні технічні характеристики таких синтезаторів сигналів, заснованих на цифровому нагромадженні фази, це – дрібний крок сітки частот, малий час перебудови, відносно гарна спектральна чистота вихідного сигналу, можливість формування складних сигналів і ін. – викликають до них підвищений інтерес розроблювачів у порівнянні з набагато менш гнучкими схемами на дискретних елементах [1–3].

Однак вимоги до параметрів ЦОС, особливо з формуванням складних сигналів настільки суперечливі, що, на жаль, створити універсальний синтезатор, що задовольняє всім вимогам, практично неможливо, хоча спроби в цьому напрямку були, у тому числі й в автора.

Основними параметрами синтезаторів сигналів, що визначають технічні характеристики РЛС, є:

- стабільність частоти вихідного сигналу,
- діапазон вихідних частот,
- крок перебудови частоти (Δf), фази ($\Delta \varphi$) і швидкості частотної модуляції ($\Delta \beta$),
- рівень амплітудних шумів (динамічний діапазон SFDR) синтезатора,
- рівень фазових шумів синтезатора,

– час перемикання при переході з однієї частоти на іншу,

- габаритно-масові розміри,
- енергоємність (потужність споживання).

Діапазон вихідних частот РЛС визначається діапазоном робочих частот приємопередаючого пристрою. Часто замість діапазону вихідних частот, використовують поняття коефіцієнт перекриття діапазону вихідних частот, дорівнює відношенню найбільшої частоти діапазону вихідних частот до найменшої частоти цього ж діапазону.

Крок перебудови частоти (дозвіл по частоті) визначається в основному призначенням синтезатора в кожному конкретному випадку. Наприклад, у зв'язку при відстеженні стрибків частоти передавача, крок сітки частот синтезатора гетеродина, що використовує в якості, становить від сотень герців до десятків кілогерців. А от для компенсації доплерівського зрушення частоти в складі фазових систем, що стежать, необхідний дуже маленький крок, до сотих і тисячних часток Герца. При цьому неприпустимим є перегони фази, що перевищують певну величину, як правило, не більше часток або одиниць градусів.

Що стосується динамічного діапазону SDFR, те в передавачі РЛС, де ЦОС використовується як збудник, припустимий рівень побічних дискретних складових вихідного сигналу становить -50...-60 дБ, а от гетеродина, що використовує в якості, у приймачі -60...-80 дБ.

Рівні фазових шумів ЦОС задаються або спектральною щільністю потужності цих шумів, або їхньою інтегральною потужністю. Основним джерелом фазових шумів для ЦОС є ГОЧ. Синтезатор сигналів по своїй суті є дільником частоти для ГОЧ і повинен зменшувати його рівень фазових шумів. Однак для одержання високої тактової частоти ЦОС часто використовують убудований в ІС помножувач

частоти ГОЧ на кільці ФАПЧ, тому спектральна щільність шумів ГОЧ зростає пропорційно коефіцієнту множення. Це у свою чергу накладає певні вимоги на шуми опорного генератора.

Припустимий час перемикання з однієї синтезованої частоти на іншу у ЦОС коливається в широких межах у залежності знов-таки, від призначення синтезатора. Багато в чому цей час залежить від застосовуваного інтерфейсу для запису параметрів формованих сигналів. У паралельних інтерфейсах для цього досить одного періоду тактової частоти, а в послідовних цей час набагато збільшується й визначається кількістю передачі інформації. Сьогодні фірми виробники випускають синтезатори з різними видами інтерфейсів, розроблювачеві залишається тільки грамотно вибрати йому необхідний тип.

Зокрема, при використанні ЦОС у зв'язному приймачі на різних частотах час перемикання може бути порядку секунди, і навіть повне короткочасне провалля сигнал. У випадку використання ЦОС у кільці ФАПЧ при формуванні квазі безперервного зондувального ЛЧМ сигналу для РЛС, бажано взагалі повна відсутність перехідних процесів.

На сьогоднішній момент часу існує безліч інтерактивних помічників для розроблювача, які дозволяють розраховувати коди частоти й фази вихідного сигналу по заданих вимогах до сигналу. Однак всі ці програми орієнтовані в основному на підготовленого фахівця в області формування сигналів і досвід, що має, проектування подібних пристроїв.

У свій час у роботі [4] була запропонована проста методика визначення параметрів ЦОС залежно від переключувань стислих ЛЧМ сигналів для різних типів РЛС на проміжній частоті (до 50 МГц). З появою високочастотних ЦОС в інтегральному виконанні, з'явилася й можливість формувати сигнали в більше високому діапазоні частот і, проте, проблема чистоти спектра залишається до кінця ще не вирішеною.

Тому завдання розрахунку й перевірки шумових характеристик ЦОС ще на етапі проектування з метою перевірки умовам вимог до сигналу й вибору конкретного типу синтезатора є актуальною.

Ціль даної статті – показати на практичних прикладах етапи проектування ЦОС, як одних з найбільш уніфікованих синтезаторів простих і складних сигналів випускаючих промисловістю й використовуваних розроблювачами на етапі модернізації існуючих і розробці перспективних радіоелектронних систем.

Основний матеріал

З погляду швидкодії, оперативності зміни й керування параметрами формованих сигналів володіють ЦОС із обчислювачами кодів фази (ОКФ).

У таких синтезаторах необхідний сигнал з дискретно або безупинно мінливими амплітудно-частотно-тимчасовими параметрами формується в результаті виконання послідовності обчислювальних операцій над вхідними кодами.

На виході ЦОС формується сигнал із заданою частотою шляхом періодичного обчислення в тактові моменти часу коду фази, потім перетворення його в код амплітуди синусоїдального (або будь-якого іншого) коливання, потім цифроаналогового перетворення й низькочастотної фільтрації.

У загальному виді структурна схема ЦОС (за винятком усіляких схем корекцій) наведена на рис. 1, що містить: пристрій керування й синхронізації (ПКС), обчислювач кодів фази (акумулятор фази), перетворювач кодів (ПК) (обчислювальний, на основі ПЗП або комбінований), цифроаналоговий перетворювач (ЦАП) і смуговий фільтр (СФ).

При формуванні сигналу із ЛЧМ, ОКФ складається із двох нагромаджуючих суматорів (НС_f, НС_φ).

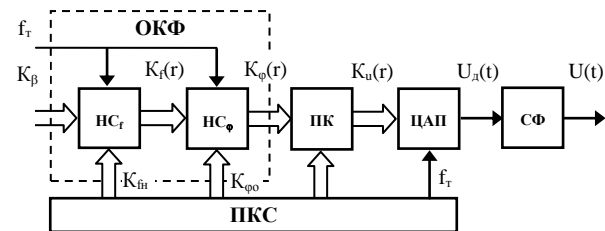


Рис. 1. Структурна схема ЦОС

У цьому випадку фаза змінюється за законом полінома другого ступеня

$$\phi(t) = 2\pi f_n t + \pi \Delta F t^2 / \tau_n + \phi_0 = 2\pi f_n t + \pi \beta t^2 + \phi_0, \quad (1)$$

при $0 \leq t \leq \tau_n$,

де f_n – початкова частота;

ΔF – девіація частоти;

τ_n – тривалість ЛЧМ імпульсу;

ϕ_0 – початкова фаза ЛЧМ сигналу;

$\beta = \Delta F / \tau_n$ – швидкість ЧМ.

У випадку формування гармонійного сигналу швидкість частотної модуляції приймається рівної нулю.

Нагромаджуючий суматор ОКФ являє собою регістр, що у кожному такті роботи пристрою перезавантажується величиною, рівної старому вмісту, плюс деяка постійна добавка. Ємність ОКФ прямо залежить від необхідної точності установки початкових параметрів, їхнього кроку перебудови і якості формованих сигналів [4–5].

У нагромаджуючий суматор частоти (НС_f) попередньо записується код початкової частоти (K_{fn}), а в нагромаджуючий суматор фази (НС_φ) – код початкової фази ($K_{φ0}$) формованого коливання. На другий вхід НС_f подається код швидкості ЧМ ($K_β$). Початкові коди одночасно пов'язані з параметрами фор-

мованого ЛЧМ сигналу, що впливають співвідношеннями

$$K_{\text{н}} = N \left(\frac{f_{\text{н}}}{f_{\text{т}}} + \frac{\beta}{2f_{\text{т}}^2} \right); K_{\phi_0} = N \left(\frac{\phi_0}{2\pi} \right); K_{\beta} = N \left(\frac{\beta}{f_{\text{т}}^2} \right), \quad (2)$$

де $N=2^n$ – ємність ОКФ розрядністю n ; N_{ϕ_0}
 $f_{\text{т}}=1/T$ – тактова частота ЦОС;
 T – період дискретизації.

При цьому миттєві значення параметрів ЛЧМ сигналу залежно від умісту НС визначаються як

$$f(r) = f_{\text{т}} \frac{K_f(r)}{N}; \phi(r) = \frac{K_{\phi}(r) \cdot 2\pi}{N}; \beta = f_{\text{т}}^2 \frac{K_{\beta}}{N}, \quad (3)$$

де $K_f(r)$; $K_{\phi}(r)$; K_{β} – миттєві значення кодів частоти, фази й швидкості частотної модуляції формованого сигналу в моменти часу $r=1, 2, 3, \dots$

Змінюючи в (3) відповідні параметри на одиницю одержимо крок перебудови параметрів ЛЧМ сигналу

$$\Delta f_{\text{н}} = \frac{f_{\text{т}}}{N}; \quad \Delta \phi_0 = \frac{2\pi}{N}; \quad \Delta \beta = \frac{f_{\text{т}}^2}{N}. \quad (4)$$

Таким чином, по заданих параметрах ЛЧМ сигналу за допомогою виражень (2–4) можна розрахувати як початкові коди формованого сигналу, так і розрядність ОКФ або ємність акумулятора фази N .

У даній роботі на прикладі заданих вимог до сигналу для оглядової РЛС «П-18» спочатку розрахуємо початкові коди формованого сигналу, а потім і параметри проектного ЦОС.

Відомо, що діапазон несучих коливань у РЛС «П-18» лежить у діапазоні 160...200 МГц. До недавнього моменту формувати зондувальний і обробляти прийнятий сигнали доводилося на проміжній частоті 25 МГц.

Сьогодні сучасна елементна база дозволяє нам формувати сигнал безпосередньо на несучій частоті, чим ми й скористаємося.

Насамперед, скористаємося вимогами до формованого сигналу для РЛС «П-18», які були раніше пред'явлені під час її модернізації. У тому випадку був спроектований синтезатор табличного типу з формуванням сигналу на проміжній частоті. Зараз ми спроектуємо ЦОС із формуванням сигналу прямо на несучій частоті без усяких перетворень. Отже, всі вимоги до сигналу зведені в табл. 1.

Виходячи з вимог до сигналу (табл. 1) і аналізу виражень (2...4) можна однозначно зробити вивід, що всі параметри формованого сигналу визначаються значенням тактової частоти ($f_{\text{т}}$) і ємністю ОКФ (N).

У виборі тактової частоти ми будемо обмежені діючою сіткою частот, які є на РЛС (5 МГц та 20 МГц). Одержати високу тактову частоту можливо як мінімум двома шляхами – за допомогою транзисторних помножувачей частоти й помножувачей частоти за допомогою системи ФАПЧ.

Таблиця 1

Основні вимоги до формованого сигналу

№ п.п	Основні параметри	Значення параметра
1	2	3
2	Діапазон частот, МГц	100...250
3	Центральна частота (f_0), МГц	160...200±005
4	Тривалість ЛЧМ радіоімпульсу з позитивним законом зміни частоти усередині імпульсу (τ_i), мкс	124±0,1
5	Девіація частоти ЛЧМ сигналу (ΔF), кГц	440±5
6	Мінімальний крок по частоті, Гц	0,5
7	Рівень амплітудних шумів, не більше, дБ	мінус 60
8	Рівень паразитних спектральних складових у паузі між імпульсами запуску не більше, дБ	мінус 60
9	Рівень фазових шумів не більше, дБн/Гц	мінус 120
10	Нерівномірність вершини прямокутної що обгинає ЛЧМ сигналу, дБ	1,5
11	Номінальна вихідна напруга ЛЧМ сигналу на навантаженні 50 Ом не менш, В	0,5±0,1

Для вибору конкретного значення тактової частоти, використовуючи вимоги до формованого сигналу (табл. 1) проведемо частотне планування ЦОС. Приклад частотного планування в заданій смузі частот наведений на рис. 2.

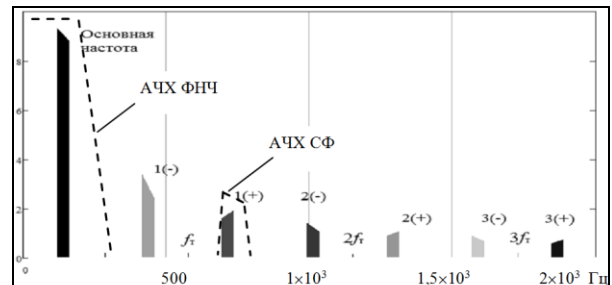


Рис. 2. Частотний план ЦОС

Вихідний сигнал ЦОС являє собою сукупність основної частоти і її побічних складових. Основна складова має частоту f_c , а побічні частоти розраховуються по формулі

$$f_{\text{цос}} = n \times f_{\text{т}} \pm f_c, \quad (5)$$

де $n=1, 2, 3, \dots$ – номер бічної складової.

При виділенні основного складового спектра сигналу всі інші високочастотні побічні складові придушуються за допомогою ФНЧ із частотою різку $f_{\text{т}}/2$. У режимі одержання більше високочастотного вихідного сигналу ЦОС за допомогою смугового фільтра виділяється не основна, а одна з бічних складових (рис. 2).

Найбільш сприятливою умовою, для того щоб можна легко отфільтровать синтезований сигнал від

інших побічних спектральних складових є випадок коли $f_c \approx 0,3 \cdot f_T$.

Дотримуючись цієї умови, у нашій випадку при максимальній несучій частоті в 200...210 МГц тактова частота буде становити приблизно $f_T = f_c / 0,3 \approx 670 \dots 700$ МГц.

Для обчислення ємності ОКФ, або розрядності НС, скористаємося заданими параметрами сигналу з табл. 1.

Зі значень девіації частоти ΔF і тривалості імпульсу τ_i по відомій формулі знайдемо швидкість частотної модуляції

$$\beta = \Delta F / \tau_i \quad (6)$$

Підставляючи значення β і прийняту умовно f_T у вираження (4) для кроку перебудови швидкості ЧМ одержимо вираження для розрахунку ємності ОКФ N

$$N = f_T^2 / \beta \quad (7)$$

Розрахунки по вираженню (7) показують, що мінімальна ємність ОКФ буде становити $N = 138,091 \times 10^6$, тобто 27,04 двійкових розрядів. Округляючи значення розрядів у більшу сторону, одержимо $N = 2^n = 2^{28} = 268,4 \times 10^6$, тобто розрядність НС повинна становити не менш 28 двійкових розрядів.

Перевіримо тепер, чи задовольняє ця розрядність ОКФ кроку перебудови по частоті. Із цієї метою підставимо розраховане значення ємності НС N у вираження (4) для кроку перебудови по частоті одержимо

$$\Delta f_n = \frac{f_T}{N} = \frac{700 \times 10^6}{2^{28}} = 2,608 \text{ ГГц}.$$

Як бачимо з розрахунку, крок перебудови по частоті в 5 разів перевищує необхідні. Тому для його зменшення необхідно збільшити розрядність НС до наступного значення – 32 двійкових розрядів.

Провівши повторні розрахунки для ємності $N = 2^{32}$, одержали цілком задовільні результати

$$\Delta f_n = \frac{f_T}{N} = \frac{700 \times 10^6}{2^{32}} = 0,163 \text{ ГГц}.$$

Таким чином, аналізуючи результати попередніх розрахунків можна зробити висновок, що для формування сигналу із заданими параметрами (табл. 1) цілком достатньо синтезатора з ємністю ОКФ в 32 розряду й тактовою частотою рівної 700 МГц.

Оскільки реалізувати такий ЦОС на дискретній елементній базі не представляється можливим, то скористаємося рядом синтезаторів випуску фірмою Analog Devices по параметрах близьких до проєктованого.

У табл. 2 наведені основні параметри 4 типів ЦОС фірми Analog Devices. Перші два ЦОС по параметрах близько схожі на проєктований, а два ін-

ших більше високочастотних, наведені для порівняння їхніх шумових характеристик з першими.

Таблиця 2

Основні параметри ЦОС фірми Analog Devices

Параметри	AD9858	AD9910	AD9914	AD9915
Тактова частота, МГц	1000	1000	3500	2500
Розрядність ОКФ, дв.р.	32	32	32	32
Розрядність ЦАП, дв.р.	10	14	12	12
Динамічний діапазон, дБ	-84	>-80	<-50	<-57
Фазові шуми, дБн/Гц (1кГц)	-140 (100 МГц)	-125 (400 МГц)	-128 (1,4 ГГц)	-128 (978 МГц)
Споживана потужність, мВт	2000	900	3000	2700

Всі ЦОС, наведені в табл. 2 мають можливість формувати не тільки гармонійні, але й складні сигнали, у тому числі й сигнали із ЛЧМ, НЧМ та інші.

Для перевірки динамічного діапазону проєктованого й наведених у табл. 2 ЦОС скористаємося вираженнями з [6] для їхнього розрахунку.

Вираження для розрахунку перекручувань сигналів від помилок квантування й дискретизації виглядає в такий спосіб

$$U(n) = \frac{U}{2^L - 1} \cdot \text{ent} \left\{ (2^L - 1) \cdot \sin \left[\frac{2\pi}{2^M} \cdot \text{ent} \left[2^M \cdot T \cdot n \times \left(f_n + f_m \cdot \text{ent} \cdot \frac{n}{m} + \frac{f_m}{2} \right) \right] \right] \right\}, \quad (8)$$

де $n=0, 1, 2 \dots R$ – поточне значення номера тимчасового відліку;

f_n – початкова частота формованого сигналу;

M – розрядність обчислювача коду фази;

L – розрядність цифроаналогового перетворювача;

f_m – крок збільшення частоти;

$T = 1/f_T$ – інтервал дискретизації;

m – кількість відліків тактової частоти за час тривалості одні сходи T_m .

Розрахунки зараз і далі, будемо проводити для гармонійного й ЛЧМ сигналів з параметрами: $f_n = 200$ МГц, $\Delta F = 0,44$ МГц, $\tau_i = 124 \times 10^{-6}$ мкс, $\beta = 3,548 \times 10^9$ МГц/мкс.

Результати розрахунків, перекручування спектрів по вираженню (8), проєктованого й ЦОС табл.2 наведені на рис. 3–7. Рівні паразитних побічних складових у проєктованому синтезаторі лежать нижче мінус 70 дБ, що цілком задовольняє вимогам до формованого сигналу. Судячи з рис. 3 якість формованого сигналу цілком задовільне.

Аналогічним образом були зроблені розрахунки й для ЦОС табл. 2. Незважаючи на великий масштаб зображення малюнків все-таки видно, що

якість сигналу в них набагато краще за рахунок більшої тактової частоти й розрядності ЦАП.

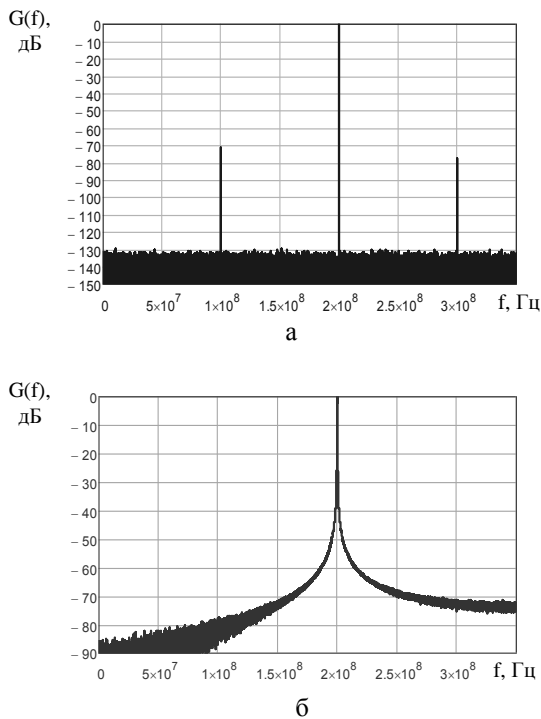


Рис. 3. Спектри сигналів проектного синтезатора: а – гармонічного; б – ЛЧМ

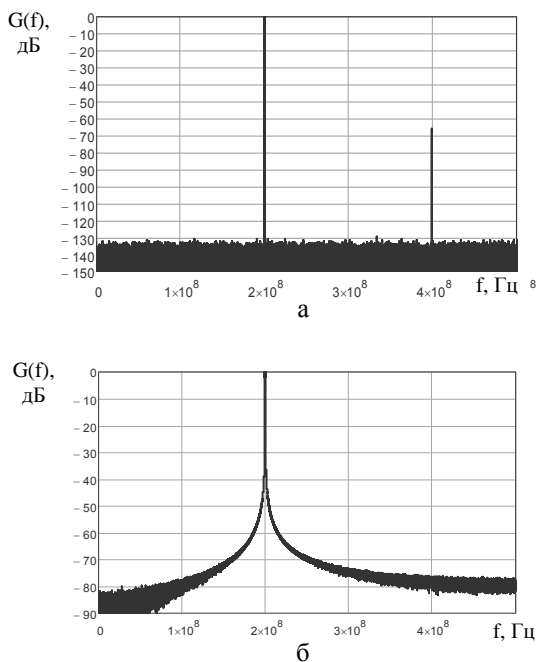


Рис. 4. Спектри сигналів синтезатора AD9858: а – гармонічного; б – ЛЧМ

По своїй структурі спектри цих сигналів, дуже схожі між собою, різниця полягає лише в кількості й рівні паразитних спектральних складових. У ЦОС із високою тактовою частотою кількість побічних і комбінаційних складових набагато більше чим у низькочастотні.

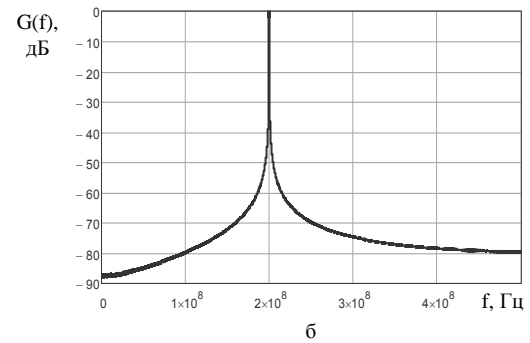
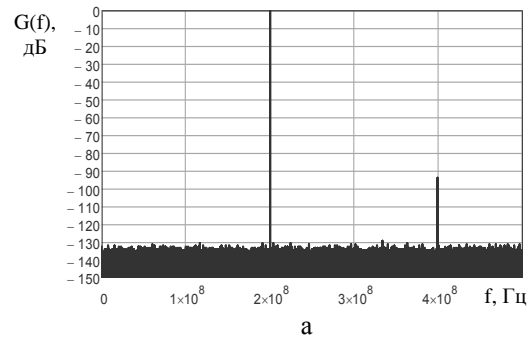


Рис. 5. Спектри сигналів синтезатора AD9910: а – гармонічного; б – ЛЧМ

Наявність паразитних спектральних складових у смузі Найквіста утрудняє виділення сформованого сигналу за допомогою ФНЧ, для цього знадобляться смугові фільтри більше високого порядку [7].

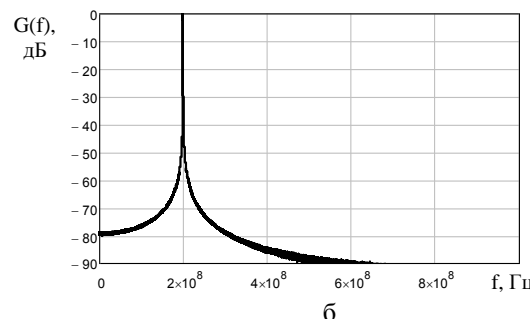
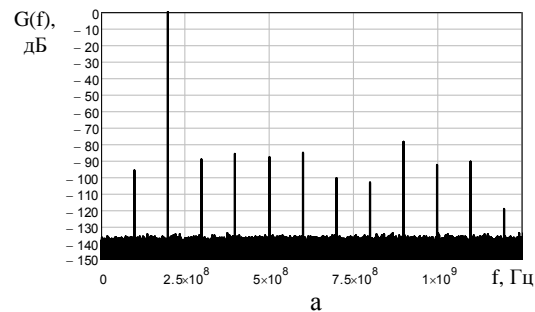


Рис. 6. Спектри сигналів синтезатора AD9915: а – гармонічного; б – ЛЧМ

Аналіз результатів перекручувань спектрів показав, що всі синтезатори за рівнем динамічного діапазону задовольняють заданій вимозі, однак бі-

льше близькими по параметрах до проєктованого є ЦОС AD9858 і AD9910.

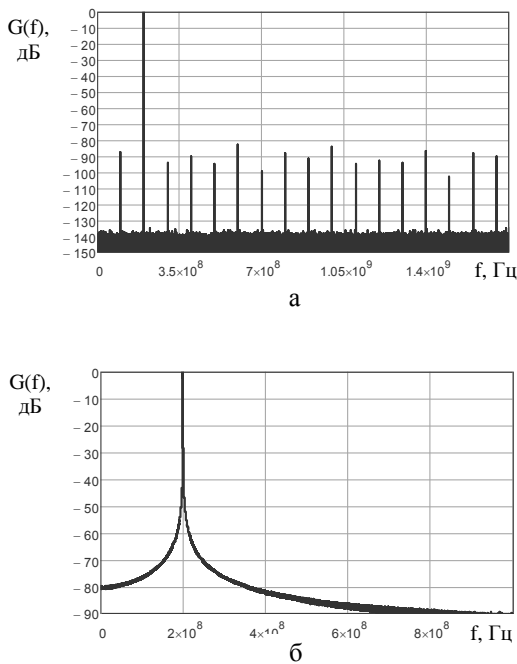


Рис. 7. Спектри сигналів синтезатора AD9914: а – гармонічного; б – ЛЧМ

Крім перекручувань спектра ще однієї з важливих характеристик ЦОС є рівень фазових шумів. Фазовий шум прийнятий описувати значенням спектральної щільності потужності (СЩП) фазових шумів в одній бічній смузі частот на обраній частоті відбудування (аналізу) F від несучої [8]. Основний внесок у рівень фазового шуму вихідного сигналу НВЧ передавача дають фазові флуктуації опорного (задаючого) генератора збудника передавача.

У нашій випадку як генератор збудника РЛС виступає сам ЦОС, без яких або підсілювально-множних кілець.

Тому для початку проаналізуємо власні шуми кожного синтезатора без обліку множення тактової частоти. Для цього використовуємо модель СЩП фазових шумів ЦОС із [8] яка має такий вигляд

$$S_{\text{ЦОС}}(F) = \left(\frac{f_{\text{вих}}}{f_T}\right)^2 \left(\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4}\right) + 10^{k_3} + S_{\text{кв}}, \quad (9)$$

де f_T – тактова частота ЦОС;

$f_{\text{вих}}$ – вихідна частота сигналу; коефіцієнти апроксимації k_1, k_2, k_3, k_4 визначають рівень СЩП $1/F^2$ шуму, $1/F$ шуму, природних шумових складових вхідних ланцюгів ЦАП і опору навантаження, відповідно;

$S_{\text{кв}}(F) = 2^{-2N-0,59} \cdot (f_{\text{вих}}/f_T^2)$ – СЩП фазового шуму квантування ЦАП;

F – частота відбудування;

N – число розрядів ЦАП ЦОС.

Результати розрахунків СЩП власних фазових шумів ЦОС по вираженню (9) без множення тактової частоти, наведені на рис. 8.

Аналіз результатів розрахунку (рис. 8) показав, що фазові шуми ЦОС прямо залежать від величини тактової частоти й розрядності ЦАП.

Так, фазові шуми проєктованого ЦОС і AD9858 відрізняються незначно, усього на 2...3 дБн/Гц, через більшу тактову частоту останнього.

У синтезаторі AD9910 збільшення кількості розрядів ЦАП до 14, не привів до зменшення шумів у низькочастотній області в порівнянні з вищенаведеними, але вже після 10 кГц його рівень став стрімко зменшуватися й у межі досяг -158 дБн/Гц.

СЩП фазових шумів ЦОС AD9914 і AD9915 у низькочастотній області практично теж не відрізняються від шумів інших синтезаторів, але вже при відбудуванні більше 1 кГц їхні рівні стали значно зменшуватися, особливо в AD9914 за рахунок більшої тактової частоти.

Всі отримані розрахунки СЩП власних фазових шумів ЦОС не враховували внеску фазових шумів ГОЧ, одержуваних при множенні його частоти для одержання необхідної тактової частоти. У більшості синтезаторів випускаючих в інтегральному виконанні, особливо з високою тактовою частотою, для цих цілей усередині мікросхеми є убудований помножувач частоти на кільці ФАПЧ. Коефіцієнт множення такої системи визначається коефіцієнтом розподілу дільника в ланцюзі зворотного зв'язка петлі ФАПЧ.

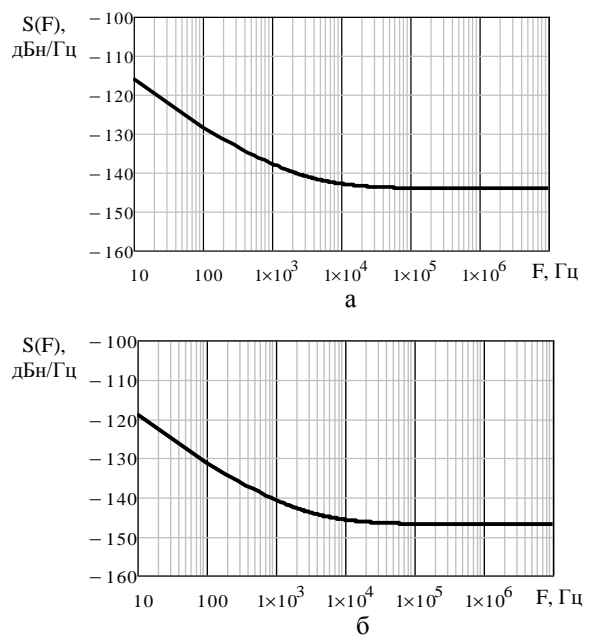


Рис. 8 (початок). СЩП фазових шумів ЦОС без множення тактової частоти: а – проєктуємого; б – AD9858

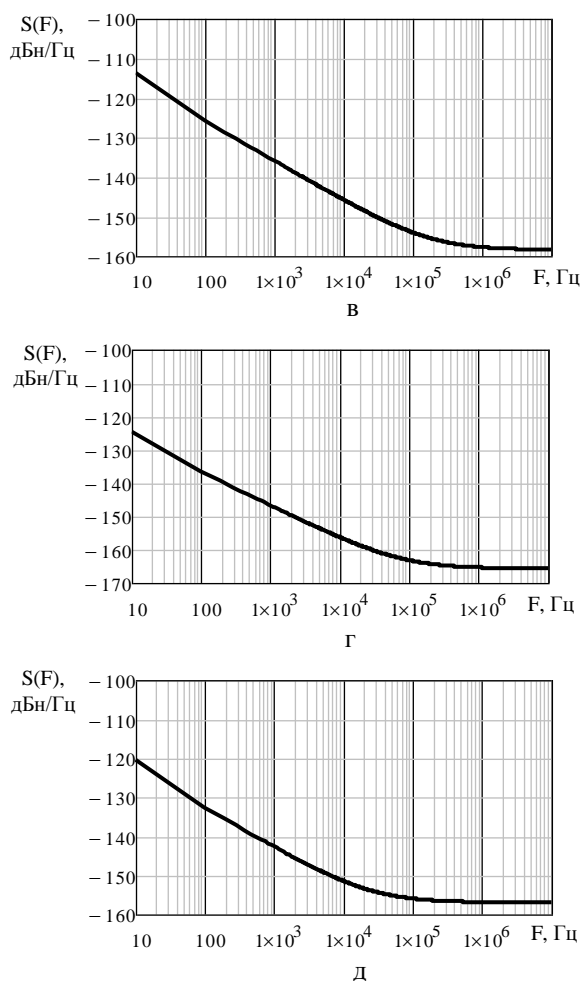


Рис. 8 (закінчення). СЦП фазових шумів ЦОС без множення тактової частоти: в – AD9910; г – AD9914; д – AD9915

У табл. 3 наведені значення тактових частот при відключеному помножувачу й коефіцієнти множення убудованих помножувачей частоти на ФАПЧ.

Таблиця 3

Параметри інтегральних ЦОС із убудованими помножувачами тактової частоти на ФАПЧ

Мікросхема	AD9858	AD9910	AD9914	AD9915
Параметр	мін.-макс			
Тактова частота при відключеному множителі, МГц	60–1000	60–1000	500–3500	500–2500
Тактова частота при підключеному множителі, МГц	3,2–60	3,2–60	9, 5–300	9,5–300
Коефіцієнт множення ФАПЧ, (N ₂)	12–127	12–127	8–255	8–255

Результати табл. 3 показують, що максимальний коефіцієнт множення системи ФАПЧ внутрішнього помножувача, може досягати значення максимум 255.

З огляду на коефіцієнти множення внутрішніх помножувачей системи ФАПЧ при одержанні високої тактової частоти із частоти ГОЧ для ЦОС, остаточно розрахуємо СЦП фазових шумів представлених синтезаторів

Модель для розрахунку СЦП фазових шумів ЦОС із убудованим помножувачем тактової частоти буде виглядати в такий спосіб [9]

$$S_{\text{ЦОС}}(F) = K_{\text{ЦОС}}^2 \cdot S_{\text{ФАПЧ}}(F) + S_{\text{ЦОС}}(F), \quad (10)$$

де $S_{\text{ФАПЧ}}(F) = [S_{\text{ГОЧ}}(F) + (S_{\text{ДПКД}}(F) + S_{\text{ФД}}(F))] \cdot N_2^2 \cdot |H_{31}(F)|^2 + S_{\text{ГКН}}(F) \cdot |H_{32}(F)|^2$ – спектральна щільність фазових шумів сигналу на виході системи ФАПЧ;

$K_{\text{ЦОС}} = (f_{\text{вих}}/f_T)^2$ – коефіцієнт розподілу ЦОС;

f_T – тактова частота ЦОС;

$f_{\text{вих}}$ – вихідна частота сигналу;

$S_{\text{ЦОС}}(F)$ – власні шуми ЦОС;

N_2 – коефіцієнт розподілу частоти в дільнику зі змінним коефіцієнтом розподілу;

$H_{31}(p) = H(p)/(1+H(p))$ – передатна функція петлі ФАПЧ по зовнішніх шумах;

$H_{32}(p) = 1/(1+H(p))$ – передатна функція петлі ФАПЧ по внутрішніх шумах;

$H(p) = K_{\text{ФНЧ}}(p) \cdot N_2 \cdot S_{\text{ГКН}}/p$ – передатна функція розімкнутої петлі ФАПЧ;

$K_{\text{ФНЧ}}(p)$ – передатна функція ФНЧ;

$S_{\text{ГКН}}$ – крутість характеристики ГКН;

p – оператор d/dt .

Результати розрахунків шумових характеристик ЦОС із табл. 3 по вираженню (10) з різними коефіцієнтами множення тактової частоти убудованими помножувачами наведені на рис. 9.

Як і слід було сподіватися, з ростом коефіцієнта множення частоти ГОЧ у стільки ж раз множаться і його фазові шуми.

Аналіз результатів розрахунку (рис. 9) показав, що в середньому при частоті ГОЧ 20 МГц і різних коефіцієнтах множення його частоти рівень фазових шумів зріс на мінус 12–5 дБн/Гц, при частоті відбудування в 10 кГц, при малих коефіцієнтах множення й на 20–0 дБн/Гц при більших коефіцієнтах множення.

Однак навіть при таких коефіцієнтах множення рівні СЦП фазових шумів всіх синтезаторів задовольняють вимогам на формування сигналу. Основний внесок у сумарну СЦП фазових шумів ЦОС вносять ГОЧ і фазочастотний детектор системи ФАПЧ множителя тактової частоти.

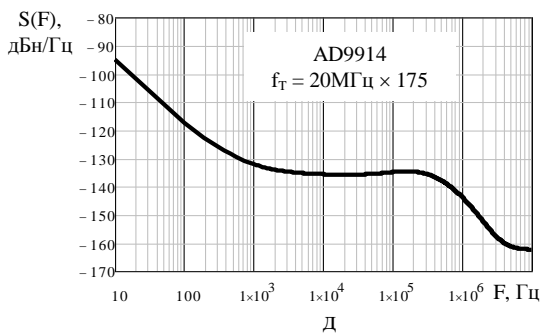
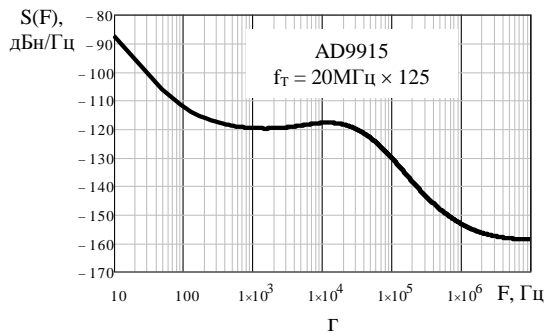
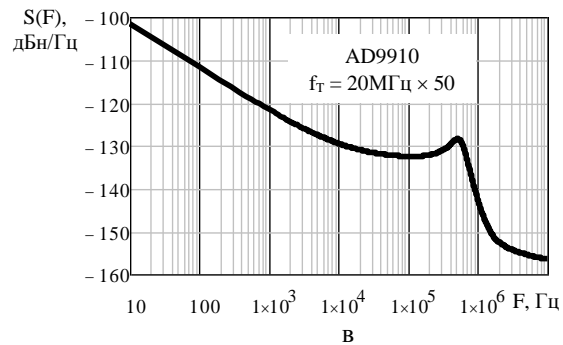
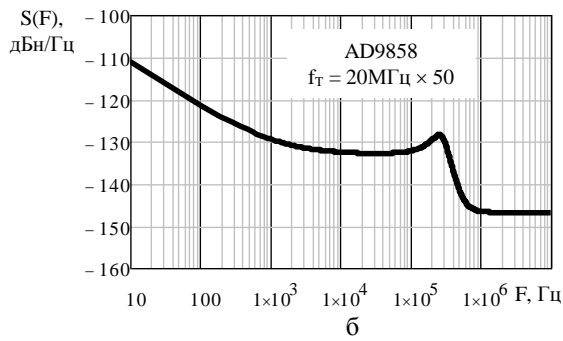
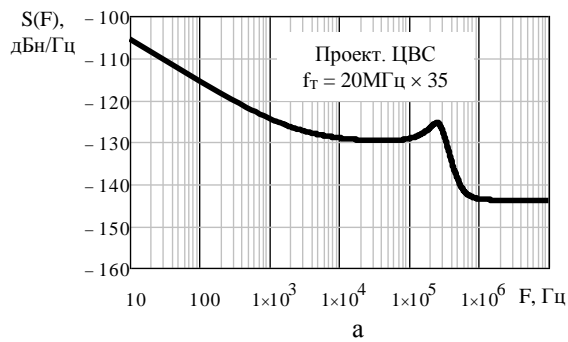


Рис. 9. СЦП фазових шумів проектуємого та інтегральних ЦОС з обліком множення тактової частоти: $f_{\Gamma} = 200$ МГц для ЛЧМ сигналу, частота ГОЧ=20 МГц

Для їхнього зменшення необхідно використовувати ГОЧ із більше високою вихідною частотою й малим рівнем фазових шумів. У нашій випадку на РЛС «П-18» вільного вибору ГОЧ ні, а є тільки два значення сітки частот 5 МГц та 20 МГц, тому ми й використовували одну з них, а саме частоту 20 МГц як найбільшу.

Таким чином, по всіх розрахунках і характеристикам оптимальним варіантом для формування заданого сигналу є ЦОС AD9858.

Висновки

У даній роботі на практичних прикладах поетапно було показано проектування й вибір за розрахунковими даними ЦОС на інтегральних мікросхемах вироблених промисловістю.

З метою перевірки задоволення необхідним параметрам на формування сигналу були розраховані всі шумові характеристики проектуваного й представлених ЦОС, а саме:

- рівні паразитних побічних спектральних складових для гармонійних і ЛЧМ сигналів на прикладі РЛС "П-18";

- рівні СЦП фазових шумів при формуванні сигналів, як без множення, так і із множенням тактової частоти.

Остаточний вибір ЦОС для формування заявленого сигналу залишається за розроблювачем, що крім усього враховує його вартість, енергоспоживання та інші.

Список літератури

1. Кочемасов В.Н. Цифровые вычислительные синтезаторы частот и сигналов / В.Н. Кочемасов, А.Н. Фадеев, И.А. Раков // *Тр. МЭИ*. – 1989. – Вып. 200. – С. 122-138.
2. А.С. 1305823 (СССР). Цифровой синтезатор частот / В.И. Гомозов, Н.П. Кандырин, Ю.М. Романов, С.А. Соколов. – *Оубл. Б.И.* – 1987. – №15.
3. А.С. 1552345 (СССР). Цифровой синтезатор частотно-модулированных сигналов / В.И. Гомозов, Н.П. Кандырин, Ю.М. Романов, Н.А. Михайлов. – *Оубл. Б.И.* – 1990. – №11.
4. Кандырин Н.П., Дзигора А.М. Методика определения параметров цифровых синтезаторов по величине искажений сжатых ЛЧМ сигналов в РЛС различного назначения / Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора // *Системы обработки информации*. – Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 2002. – Вып. 4 (20). – С. 219-224.
5. Кандырин Н.П. К вопросу о расширении частотного диапазона формируемых сигналов в цифровых синтезаторах / Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора // *Системы обработки информации*. – Х.: ХВУ, НАНУ, ПАНМ, 2002. – Вып. 5(21). – С. 88-92.
6. Кандырин Н.П. Формирование широкополосных ЛЧМ сигналов методом прямого цифрового синтеза и перенос их в диапазон СВЧ. Ч. 1. Формирование прецизионных ЛЧМ сигналов DDS синтезаторами / Н.П. Кандырин

рин // Системи обробки інформації. – Х.: ХУПС, 2016. – Вип. 3(140). – С. 27-32.

7. Кандырин Н.П. Цифровые вычислительные синтезаторы простых и сложных сигналов / Н.П. Кандырин // Збірник наукових праць Об'єднаного науково-дослідного інституту Збройних Сил. – Х.: ОНДІ ЗС, 2006. – Вип. 2(4). – С. 135-144.

8. Кандырин Н.П. Собственные фазовые шумы цифровых вычислительных синтезаторов сигналов / Н.П. Кандырин // Системи озброєння і військова техніка. – Х.: ХУПС, 2014. – Вип. 2(38). – С. 99-102.

9. Кандырин Н.П. Формирование широкополосных ЛЧМ сигналов методом прямого цифрового синтеза и перенос их в диапазон СВЧ. Ч. 2. Шумовые характеристики синтезаторов ЛЧМ сигналов на основе DDS /

Н.П. Кандырин // Системи обробки інформації. – Х.: ХУПС, 2016. – Вип. 6(143). – С. 41-44.

Надійшла до редколегії 22.05.2017

Рецензент: д-р техн. наук проф. О.І. Сухаревський, Харківський національний університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.

ПРИМЕРЫ ПРАКТИЧЕСКОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЦИФРОВЫХ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИНТЕЗАТОРОВ СИГНАЛОВ НА ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМАХ

Н.П. Кандырин

Цель настоящей статьи – показать на практических примерах проектирование цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС) как на дискретных элементах, так и на интегральных микросхемах. В соответствии с требованиями к параметрам формируемого сигнала приводятся расчеты уровней побочных спектральных составляющих и спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов проектируемых синтезаторов при формировании сигналов с различными частотно-временными параметрами. На основе анализа результатов расчетных данных даны практические рекомендации по выбору интегральных микросхем DDS для формирования таких сигналов.

Ключевые слова: *побочные составляющие, ЦВС, спектральная плотность мощности.*

EXAMPLES OF DIGITAL DIRECT SYNTHESIZERS PRACTICAL DESIGNING OF SIGNALS ON INTEGRATED MICROCIRCUITS

N. Kandyrin

The purpose of this article is to show on practical examples the designing of digital direct synthesizers (DDS) as on discrete elements as on integrated microcircuits. In accordance with the requirements to the parameters of the generated signal, calculations of the levels of the secondary components and the power spectral density (PSD) of the phase noise of the designed synthesizers when generating signals with different time-frequency parameters are displayed. Based on the analysis of the calculated data, practical recommendations on the choice of DDS integrated circuits for the generation of such signals are given.

Keywords: *secondary components, DDS, power spectral density.*