

ВСЕУКРАЇНСЬКИЙ КОНКУРС СТУДЕНТСЬКИХ
НАУКОВИХ РОБІТ

СТУДЕНТСЬКА НАУКОВА РОБОТА

ШИФР “МОДЕРНІЗАЦІЯ”

**НА ТЕМУ: РОЗРОБКА ПРОПОЗИЦІЙ ЩОДО ВИКОРИСТАННЯ
СИГНАЛІВ З НЕЛІНІЙНОЮ ЧАСТОТНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ В РЛС
ВИЯВЛЕННЯ МЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ ХВИЛЬ.**

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ	3
ВСТУП.....	4
1 АНАЛІЗ ПОБУДОВИ ТА ШЛЯХИ ВДОСКОНАЛЕННЯ РАДІОПЕРЕДАВАЛЬНОГО ПРИСТРОЮ РЛС П-18.....	5
1.1 Аналіз побудови радіопередавального пристрою РЛС П-18.....	5
1.2 Шляхи вдосконалення радіопередавального пристрою РЛС	7
Висновки за розділом 1.....	10
2 ВИБІР СТРУКТУРИ ЗОНДУВАЛЬНИХ ЧАСТОТНО- МОДУЛЬОВАНИХ СИГНАЛІВ РЛС ВИЯВЛЕННЯ	11
Висновки за розділом 2.....	16
3 РОЗРОБКА ЦИФРОВОГО СИНТЕЗАТОРА НЧМ СИГНАЛУ.....	17
3.1 Аналіз сучасного стану пристроїв цифрового синтезу НЧМ сигналів та вибір елементної бази ЦСС	17
3.2 Розробка структурної схеми ЦСС НЧМ сигналу	22
Висновки за розділом 3.....	27
ВИСНОВКИ.....	28
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	29

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ

АКФ	- автокореляційна функція
АЧС	- амплітудно-частотний спектр
АЧХ	- амплітудно-частотна характеристика
ВВВ	- високовольтний випрямляч
ЗП	- запам'ятовуючий пристрій
ЗС	- зондувальний сигнал
ЕОМ	- електронно-обчислювальна машина
ІМС	- інтегральна мікросхема
КЛА	- кусочно-лінійна апроксимація
ЛЧМ	- лінійна частотна модуляція
НВЧ	- надвисока частота
НС	- накопичувальний суматор
НЧМ	- нелінійна частотна модуляція
ОЗП	- оперативний запам'ятовуючий пристрій
ОКФ	- обчислювач кодів фази
ПЗП	- постійний запам'ятовуючий пристрій
РБП	- рівень бічних пелюсток
РЛС	- радіолокаційна станція
РПП	- радіопередавальний пристрій
СФ	- смуговий фільтр
ТТХ	- тактико-технічна характеристика
ФКМ	- фазо-кодova маніпуляція
ФНЧ	- фільтр нижніх частот
ЦАП	- цифро-аналоговий перетворювач
ЦСС	- цифровий синтезатор сигналів
ЦСЧ	- цифровий синтезатор частоти
ЧМ	- частотна модуляція
DDS	- Direct Digital Synthesizer

ВСТУП

Використання в сучасних радіолокаційних станціях (РЛС) складних зондувальних сигналів (ЗС) із лінійною частотною модуляцією (ЛЧМ) та фазо-кодуючою маніпуляцією (ФКМ) і методів їх комплексної цифрової обробки дозволяє в значній мірі задовольнити сучасним вимогам щодо точності, обсягу й достовірності радіолокаційної інформації [1–3]. Небажаним побічним продуктом стиснення складних сигналів є бічні пелюстки сигналу на виході пристрою обробки, високий рівень яких ускладнює виявлення і розділення сигналів від близько розташованих у просторі повітряних об'єктів, особливо при різних значеннях їх ефективної поверхні розсіювання. Особливої актуальності набуває питання спостереження сигналів, відбитих від малорозмірних, малопомітних засобів повітряного нападу, зокрема безпілотних літальних апаратів, на фоні об'єктів великих розмірів та завад.

Це стало причиною, що в останній час велика увага приділяється питанням удосконалення методів та пристроїв формування, приймання та узгодженої обробки сигналів з нелінійною частотною модуляцією (НЧМ), що забезпечують низький рівень бічних пелюсток (РБП) прийнятих сигналів при їх обробці.

Важливими складовими частинами радіолокаційних засобів озброєння є радіопередавальні пристрої (РПП), від технічних параметрів яких залежать тактико-технічні характеристики (ТТХ) РЛС. Тому наукова робота присвячена розробці пропозицій щодо вибору параметрів зондувальних НЧМ сигналів та побудови пристрою їх цифрового формування в інтересах модернізації передавального пристрою РЛС виявлення метрового діапазону хвиль типу «П-18».

1 АНАЛІЗ ПОБУДОВИ ТА ШЛЯХИ ВДОСКОНАЛЕННЯ РАДІОПЕРЕДАВАЛЬНОГО ПРИСТРОЮ РЛС П-18

1.1 Аналіз побудови радіопередавального пристрою РЛС П-18

Радіопередавальний пристрій РЛС П-18 призначений для формування потужних імпульсів електромагнітної енергії в метровому діапазоні хвиль [4].

Основні технічні параметри РПП:

- діапазон частот 150 – 170 МГц;
- імпульсна потужність $P_{\text{имп}} \geq 180$ кВт;
- тривалість зондувального імпульсу $\tau_i = 6$ мкс;
- частота повторення зондувальних імпульсів залежить від частоти імпульсів запуску, що надходять із хронизатора;
- напруга високовольтного випрямляча 1,3 – 2 кВ.

До складу РПП входять: високовольтний випрямляч (ВВВ), імпульсний модулятор, генератор надвисоких частот (НВЧ), стабілізатор напруги розжарювання генераторної лампи.

Спрощена структурна схема РПП має вигляд, наведений на рис. 1.1.

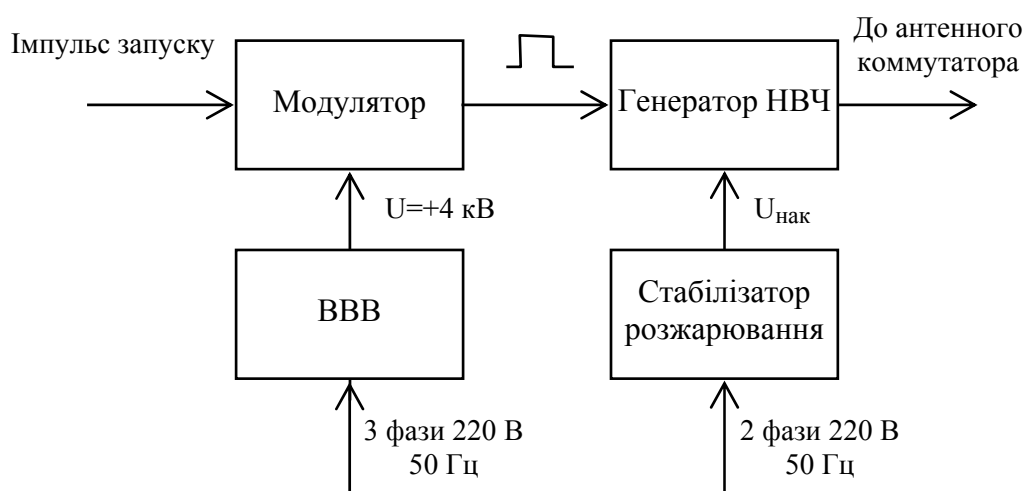


Рисунок 1.1 – Спрощена структурна схема РПП

В РПП використовується принцип імпульсної анодної модуляції лампового генератора НВЧ [4, 5]. Трифазна змінна напруга 220 В 50 Гц за допомогою ВВВ перетворюється на постійну напругу 4 кВ. Ця напруга надходить до модулятора і використовується для створення відеоімпульсів великої амплітуди.

Імпульси модуляції формуються з надходженням кожного імпульсу запуску і використовуються для керування генератором НВЧ.

Генератор НВЧ під час дії відеоімпульсу генерує потужний радіоімпульс, що надходить в антенно-фідерний тракт.

Стабілізатор розжарювання виробляє необхідну напругу розжарювання для генераторної лампи.

Високовольтний випрямляч зібраний за трифазною мостовою схемою на діодах і виробляє постійну напругу 2,6 кВ (50% потужності випромінювання) або 4 кВ для заряджання накопичувача модулятора.

Модулятор формує потужні відеоімпульси позитивної полярності (з заданою частотою повторення та тривалістю), що використовуються для анодної модуляції генератора НВЧ.

Принцип роботи модулятора полягає в повільному накопиченні енергії в паузі між імпульсами запуску і швидкій реалізації енергії, що запасена за короткий час, який дорівнює тривалості зондувального імпульсу.

Генератор НВЧ зібраний на тріоді типу ГІ-19Б за схемою однотокового двоконтурного автогенератора з загальною сіткою та ємнісним зворотнім зв'язком. Метровий діапазон роботи передавача зумовив застосування в якості елементів коливальних контурів відрізків концентричних фідерних ліній.

При надходженні на анод лампи імпульсів модуляції генератор НВЧ генерує імпульси струму НВЧ. Енергія цих імпульсів відбирається із анодно-сіткового контуру за допомогою елемента зв'язку і надходить до антенного комутатора. Частота коливань генератора залежить від довжини анодно-сіткової лінії, яка може змінюватися при переміщенні плунжера, що пов'язаний з автоматом перестроювання частоти. Потужність імпульсів НВЧ залежить від

довжини сітково-катодної лінії, місця положення елемента відбору енергії та величини опору автоматичного зміщення.

В анодно-сітковому контурі розташована мідна пластина, повертання якої забезпечує підстроювання частоти в режимі автоматичного підстроювання.

1.2 Шляхи вдосконалення радіопередавального пристрою РЛС

В РЛС виявлення метрового діапазону другого покоління, до яких відноситься РЛС П-18, традиційно застосовуються однокаскадні РПП з ламповими генераторами [4, 5].

Поширеність однокаскадних передавачів в РЛС пояснюється, по-перше, існуючими до недавнього часу труднощами підсилення коливань НВЧ діапазону і, по-друге, рядом переваг, що притаманні однокаскадним передавачам. До них відносяться простота схемного і конструктивного виконання, невелика вартість, простота експлуатації та малі експлуатаційні витрати. До недоліків однокаскадних РПП відносять: неможливість забезпечення високої стабільності частоти (не більш $10^{-4} \dots 10^{-5}$); обмежену можливість здійснення внутрішньоімпульсної модуляції генератора за частотою та фазою; неможливість забезпечення високої потужності вихідних сигналів. Такий передавач є дуже громіздким, що обумовлене розмірами коливальної системи генератора й наявністю високовольтних елементів модулятора. Крім того, такі РПП за своїм принципом дії не можуть формувати когерентні сигнали [5].

Передавальні пристрої сучасних перспективних РЛС будуються, як правило, за багатокаскадною схемою, що складається із збуджувача (або задаючого генератора) і каскадів підсилення. Багатокаскадні РПП у порівнянні з однокаскадними мають можливість управління частотою або фазою коливань, дозволяють одержувати високу стабільність несучої частоти або частотних параметрів сигналів складної структури, а також значну потужність вихідних коливань.

У багатокаскадних РПП на відміну від однокаскадних виявляється можливим розділення функцій стабілізації частоти, внутрішньоімпульсної модуляції і підсилення потужності між каскадами [3, 5]. Багатокаскадні РПП використовуються при формуванні як безперервних, так і імпульсних ЗС.

Загальна структурна схема багатокаскадного РПП імпульсної РЛС наведена на рисунку 1.2.

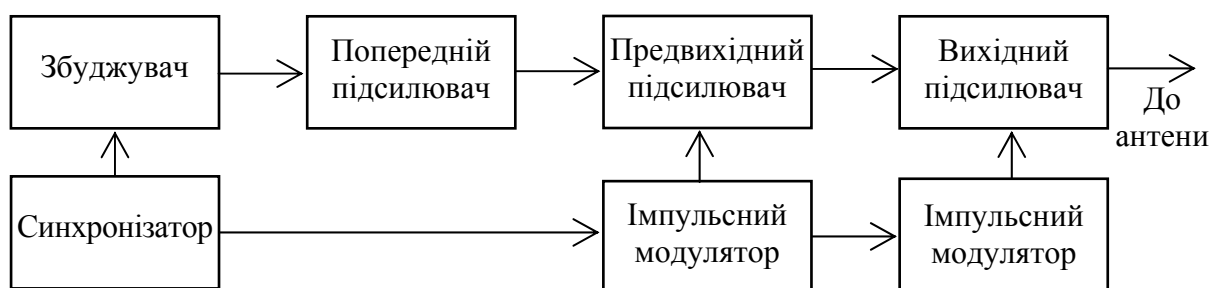


Рисунок 1.2 – Загальна структурна схема багатокаскадного РПП

Багатокаскадний передавач містить збуджувач, попередні каскади підсилення, передвихідний підсилювач потужності і вихідний підсилювач.

На збуджувач покладається завдання формування сигналів заданої структури і забезпечення високої стабільності параметрів, що визначають цю структуру. Потужність коливань збуджувача має бути достатньою для збудження попереднього підсилювача. Необхідний рівень вихідної потужності передавача забезпечується підсилювальним ланцюжком, що складається з підсилювачів потужності [5].

Таким чином, одним із основних напрямків модернізації оглядових РЛС метрового діапазону хвиль типу «П-18», є заміна автогенератора НВЧ передавача, виконаного на металокерамічному тріоді П-19Б, багатокаскадним твердотільним (транзисторним) передавачем. Такий підхід використовувався при розробці РЛС нового покоління (П-18МА, П-18МУ, П-18 «Малахіт») [6, 7].

Переваги такого технічного рішення очевидні, а саме:

можливість побудови РЛС із дійсною когерентністю за рахунок забезпечення необхідної стабільності частоти випромінювання й побудови РПП за схемою: високостабільний збуджувач – підсилювач потужності;

зменшення масогабаритних характеристик передавача;

підвищення заводо захищеності від активних завад за рахунок можливості швидкої перебудови частоти;

покращення ТТХ РЛС (роздільної здатності по дальності, точності вимірювання дальності до цілі) за рахунок використання сигналів із внутрішнімппульсною модуляцією.

У той же час, необхідність забезпечення потрібної середньої потужності випромінювання при обмеженій піковій потужності транзисторного підсилювача змушує будувати секційний передавач із можливістю роботи кожної секції на загальне навантаження, а також збільшувати в десятки разів тривалість ЗС.

Однак застосування широкосмугових довготривалих сигналів в оглядових РЛС має й свої негативні сторони, а саме: використання таких сигналів супроводжується появою «сліпих» зон дальностей; наявність бічних пелюсток у стиснутих сигналах спричиняє труднощі у розпізнаванні малорозмірних цілей; застосування широкосмугових сигналів не вирішує складне завдання селекції сигналів на фоні пасивних завад.

Із усіх перерахованих недоліків широкосмугових сигналів на перше місце можна поставити наявність бічних пелюсток сигналу на виході пристрою обробки. Саме їх рівень визначає спроможність РЛС виявляти сигнали від малорозмірних цілей на тлі потужних бічних пелюсток сигналів від цілей з великими розмірами.

Девіації частоти зондувального сигналу ΔF вибирається виходячи зі смуги пропускання (Π) передавача і роздільної здатності по дальності (δR). В РЛС «П-18» при $\Pi=440$ кГц забезпечується $\delta R=2$ км. При модернізації РЛС ці показники можна покращити в 2...3 рази, при цьому значення ΔF залежно від закону модуляції може знаходитися в межах 0,4...1 МГц.

Висновки за розділом 1

В даному розділі був проведений аналіз побудови РПП РЛС П-18. Передавальний пристрій виконаний за однокаскадною схемою і являє собою потужний ламповий автогенератор НВЧ, імпульсний режим роботи якого забезпечується модулятором.

Перевагою однокаскадної схеми є простота побудови РПП. Однак недоліком її є некогерентність послідовності зондувальних імпульсів і недостатня стабільність їхньої несучої частоти. Крім того, в однокаскадному РПП обмежені можливості здійснення внутрішньоімпульсної модуляції генератора за частотою і фазою.

З метою модернізації РПП РЛС доцільно використовувати багатокаскадний передавач, побудований за схемою: високостабільний збуджувач – підсилювач потужності.

Покращення ТТХ РЛС (розрізнявальної здатності по дальності, точності виміру дальності до цілі) забезпечується за рахунок використання складних зондувальних ЧМ сигналів.

2 ВИБІР СТРУКТУРИ ЗОНДУВАЛЬНИХ ЧАСТОТНО-МОДУЛЬОВАНИХ СИГНАЛІВ РЛС ВИЯВЛЕННЯ

При проектуванні сучасних і модернізації існуючих РЛС актуальним є завдання вибору параметрів ЗС і алгоритму його обробки, що гарантує заданий низький РБП функції розузгодження і малі втрати у відношенні сигнал/шум за рахунок неузгодженої обробки.

Дотепер у радіолокації широке поширення знайшли сигнали з ЛЧМ, амплітудно-частотний спектр (АЧС) яких при великій базі ($B > 100$), має форму, близьку до прямокутного, а відгук узгодженого фільтра практично збігається з функцією $\sin(x)/x$ [1 – 3, 8]. На рис. 2.1, а наведений АЧС ЛЧМ радіоімпульса с параметрами: $\Delta F = 0,44$ МГц, $\tau_i = 124$ мкс, а на рис. 2.1, б - обвідна такого сигналу на виході узгодженого фільтра при нульовому розстроюванні за частотою.

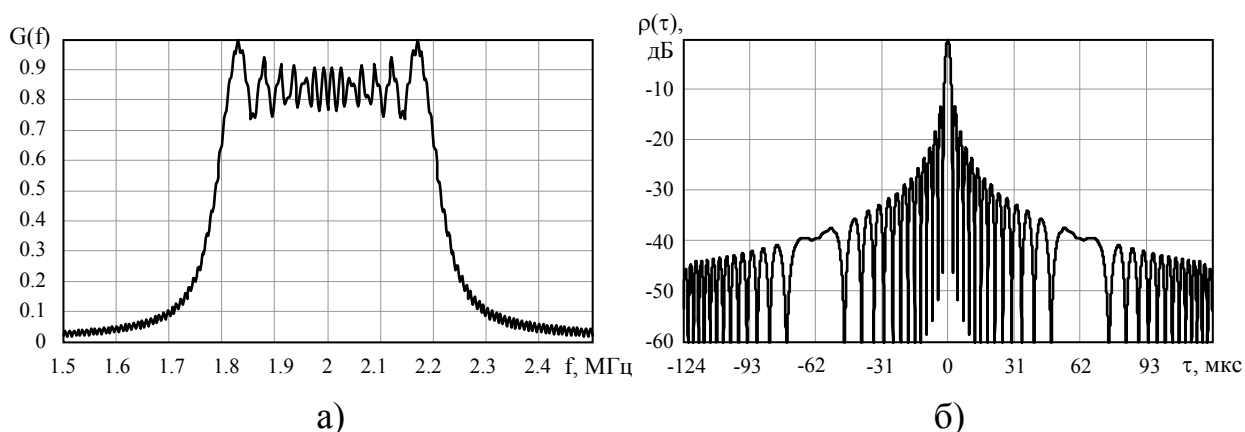


Рисунок 2.1 – Спектр ЛЧМ сигналу (а) та його автокореляційна функція (АКФ) (б) при $\Delta F = 0,44$ МГц, $\tau_i = 124$ мкс

Рівень бічних пелюсток такого сигналу становить усього $-13,2$ дБ. Для зниження РБП застосовують вагову обробку.

Відомі з літератури вагові функції (Гауса, Дольфа-Чебишева, Кайзера-Бесселя й ін.) дозволяють здійснювати придушення бічних пелюсток до рівня -60 дБ і менше [1 – 3, 8, 9]. Однак мінімальний гранично досяжний РБП для кожної з вагових функцій забезпечується лише за умови строго прямокутного

спектру ЛЧМ сигналу. При малих базах сигналу форма спектру істотно відрізняється від прямокутної (див. рис. 2.1, а).

Зі зменшенням бази сигналу при будь-якій ваговій функції спостерігається значне зростання РБП стиснутого сигналу в порівнянні з розрахунковим їхнім рівнем при прямокутному спектрі сигналу. Так, для ЛЧМ сигналу з $B=54$ при ваговій обробці за Хемінгом РБП становить -32 дБ (а не $-42,8$ дБ) при втратах у відношенні сигнал/шум в $1,34$ дБ і розширенні основної пелюстки в $1,47$ рази за рівнем -3 дБ. Енергетичні втрати приводять до необхідності збільшення потужності передавача.

Ця обставина пояснює інтерес до НЧМ сигналів, у яких плавна зміна обвідної спектру й, отже, низький РБП забезпечуються при прямокутній обвідній випромінюваного сигналу [1, 2, 8].

У сигналах із НЧМ частота змінюється за нелінійним законом симетрично щодо центральної частоти ω_0

$$\omega(t) = \omega_0 + \beta_0 t + \bar{\omega}(t), \quad (2.1)$$

де β_0 - швидкість зміни частоти опорного ЛЧМ сигналу;

$\bar{\omega}(t)$ - нелінійна симетрична коригувальна складова ЧМ.

У якості складової $\bar{\omega}(t)$ використовують функції тригонометричного або гіперболічного синуса, арктангенса, інтеграла ймовірності, параболи з непарними ступенями й ін. [21, 22]. Зазначені функції нелінійної ЧМ імпульсного сигналу із прямокутною обвідною приводять до гладкої, монотонної або округленої пелюсткової форми спектру й малого рівня бічних пелюсток кореляційної функції, що суттєво залежить від виду $\bar{\omega}(t)$.

Основна ідея при виборі виду НЧМ полягає в знаходженні такого закону модуляції, при якому енергетичний спектр сигналу за формою був би найбільш близький до якої-небудь функції частотного вікна, що гарантує заданий РБП.

Було проведено дослідження сигналів з різними видами НЧМ з метою забезпечення мінімального РБП функції невизначеності в інтересах

модернізації оглядових РЛС типу «П-18». Розрахунки проведені для НЧМ сигналів, частотно-часові функції яких мають вигляд [1, 2, 8]:

$$f_1(t) = f_0 - \frac{\Delta F}{2} + \frac{11\Delta F}{6\tau_i}t - \frac{5\Delta F}{2\tau_i^2}t^2 + \frac{5\Delta F}{3\tau_i^3}t^3; \quad (2.2)$$

$$f_2(t) = f_0 - \frac{3\Delta F}{10} + \frac{3\beta}{5}t + \frac{\Delta F}{5} \cdot \frac{\text{sh}\left[\frac{(t-0.5\tau_i)V}{\tau_i}\right]}{\text{sh}\left(\frac{V}{2}\right)}; \quad (2.3)$$

$$f_3(t) = f_0 + \frac{\Delta F \cdot \text{tg}\left(\frac{\pi b(t-0.5\tau_i)}{\tau_i}\right)}{2\text{tg}\left(\frac{\pi b}{2}\right)}; \quad (2.4)$$

$$f_4(t) = f_0 + \Delta F \left[\frac{t - \frac{\tau_i}{2}}{\tau_i} + \sum_{n=1}^7 K_n \sin\left[\frac{2\pi n\left(t - \frac{\tau_i}{2}\right)}{\tau_i}\right] \right]; \quad (2.5)$$

де f_0 – центральна частота НЧМ сигналу;

ΔF – девіація частоти;

τ_i – тривалість НЧМ імпульсу;

$\beta = \Delta F/\tau_i$ – швидкість частотної модуляції;

$V = 15,2$; $b = 0,614$; $K_1 = -0,1145$; $K_2 = 0,0396$; $K_3 = -0,202$;

$K_4 = 0,0118$; $K_5 = -0,0082$; $K_6 = 0,0055$; $K_7 = -0,004$.

Графіки таких частотно-часових функцій наведені на рис. 2.2.

На рис. 2.3 наведені графіки АЧС НЧМ сигналів виду (2.2) – (2.5), отримані для $\Delta F=0,44$ МГц, $\tau_i=124$ мкс, а на рис. 2.4 - обвідні таких сигналів на виході узгодженого фільтра при нульовому розстроюванні за частотою Доплера.

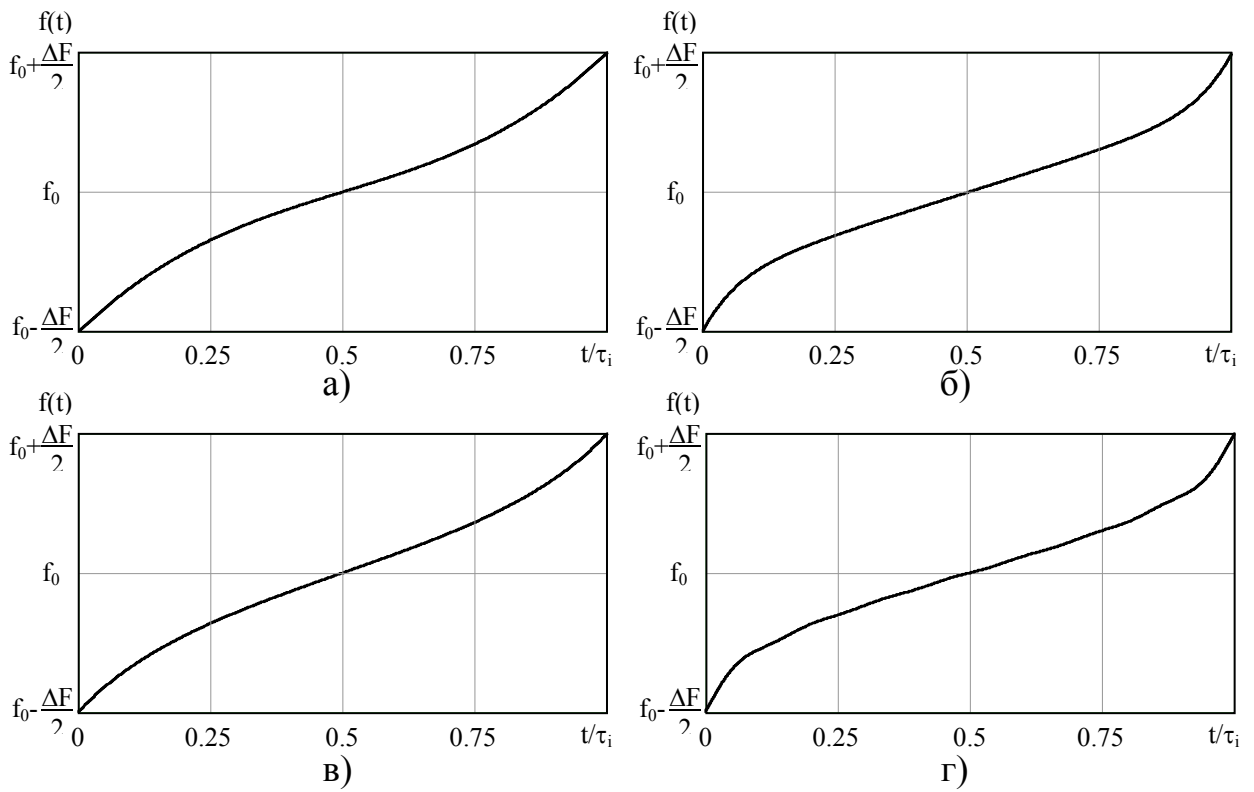


Рисунок 2.2 – Частотно-часові функції НЧМ сигналів при $\Delta F=0,44$ МГц, $\tau_i=124$ мкс:
 а) – НЧМ виду (2.2); б) – НЧМ виду (2.3); в) – НЧМ виду (2.4); НЧМ виду (2.5)

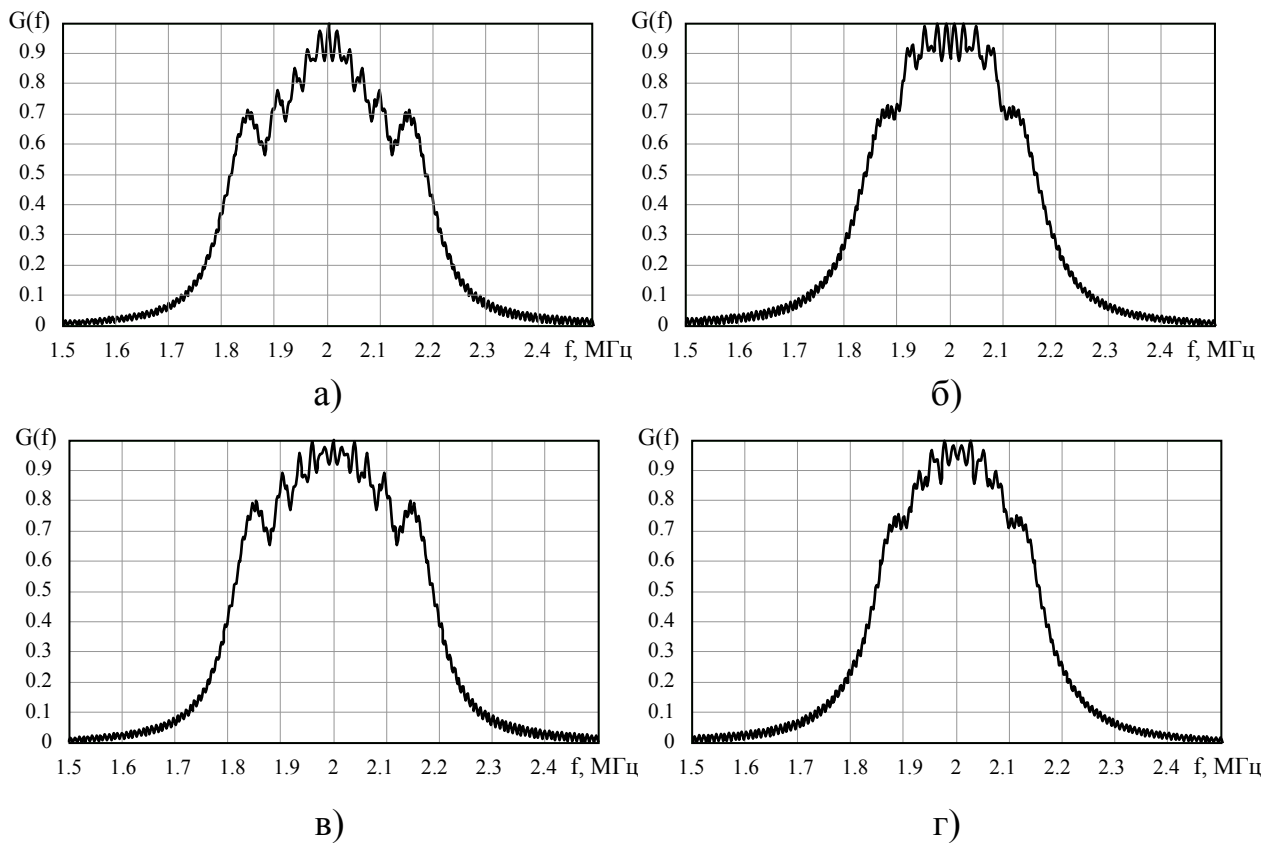


Рисунок 2.3 – Форма АЧС НЧМ сигналів при $\Delta F=0,44$ МГц, $\tau_i=124$ мкс:
 а) – НЧМ виду (2.2); б) – НЧМ виду (2.3); в) – НЧМ виду (2.4); НЧМ виду (2.5)

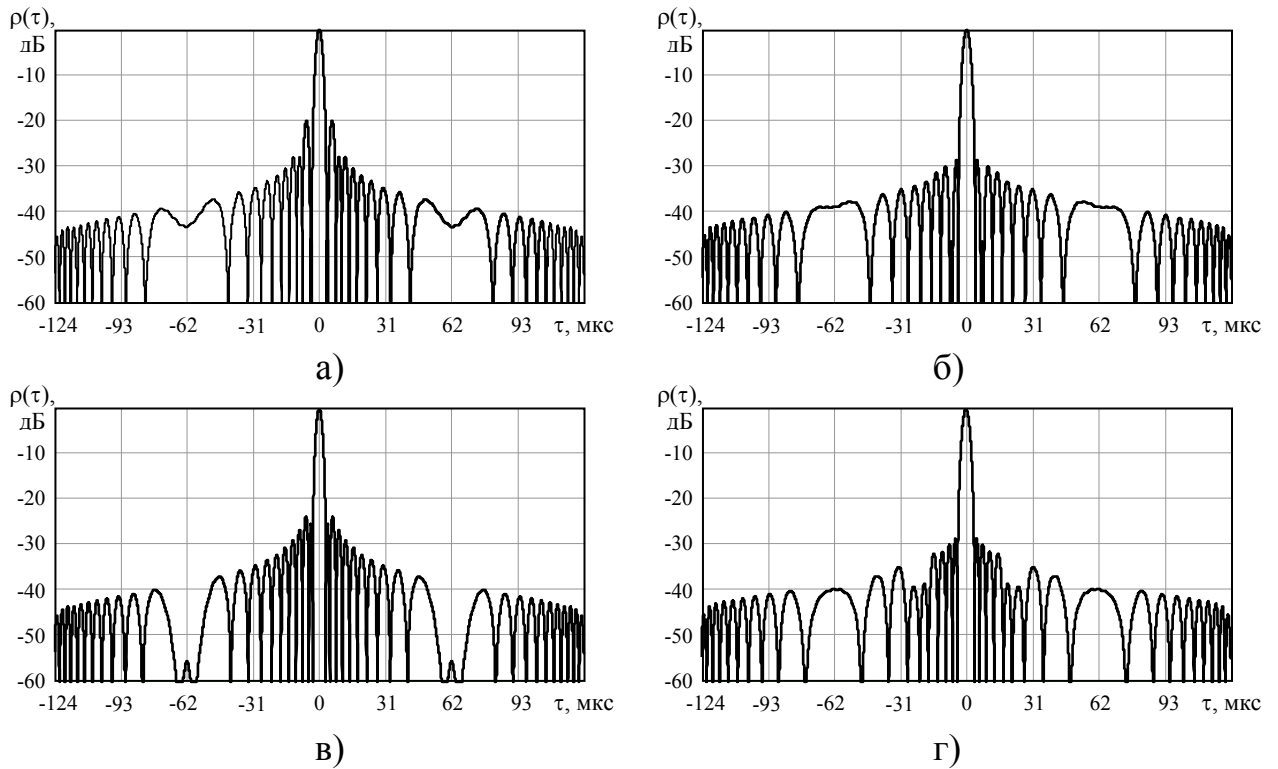


Рисунок 2.4 – АКФ НЧМ сигналів при $\Delta F=0,44$ МГц, $\tau_i=124$ мкс:
 а) – НЧМ виду (2.2); б) – НЧМ виду (2.3); в) – НЧМ виду (2.4); НЧМ виду (2.5)

Наявність пульсацій спектру НЧМ сигналів при малих значеннях їх бази призводить до зростання РБП АКФ у порівнянні з теоретично досяжними значеннями РБП, наведеними в літературі [1, 8].

В таблиці 2.1 наведені результати дослідження кореляційних функцій сигналів з різними законами ЧМ (2.2 – 2.5).

Таблиця 2.1 – Результати дослідження кореляційних функцій ЧМ сигналів

Вид ЧМ сигналу, параметри	Ширина головної пелюстки АКФ за рівнем -3 дБ, мкс	Відносне розширення головної пелюстки АКФ	РБП, дБ	
			$F_d=0$	$F_d=400$ Гц
ЛЧМ сигнал $\Delta F=0,44$ МГц, $\tau_i=124$ мкс	2,023	1	-13,2	-13,1
НЧМ сигнал виду (2.2) $\Delta F=0,44$ МГц, $\tau_i=124$ мкс	2,425	1,19	-20	-19,8
НЧМ сигнал виду (2.3) $\Delta F=0,44$ МГц, $\tau_i=124$ мкс	2,775	1,37	-28,4	-27,4
НЧМ сигнал виду (2.4) $\Delta F=0,44$ МГц, $\tau_i=124$ мкс	2,425	1,19	-23,8	-23,6
НЧМ сигнал виду (2.5) $\Delta F=0,44$ МГц, $\tau_i=124$ мкс	2,825	1,39	-28,3	-27,2

Аналіз результатів проведених досліджень показує доцільність використання в РЛС метрового діапазону хвиль типу «П-18» зондувальних сигналів з НЧМ виду (2.3). При обраних параметрах такого сигналу ($\Delta F=0,44$ МГц, $\tau_i=124$ мкс) тривалість імпульсу на виході узгодженого фільтра складає 2,8 мкс при гарантованому рівні бічних пелюсток $-27,4$ дБ.

Висновки за розділом 2

В даному розділі було проведено дослідження сигналів з різними законами ЧМ з метою забезпечення мінімального РБП функції невизначеності в інтересах модернізації РЛС П-18.

Використання ЛЧМ сигналів і методів їх вагової обробки для зменшення РБП призводить до значних енергетичних втрат. Тому було запропоновано використання сигналів з НЧМ, у яких плавна зміна обвідної спектру й, отже, низький РБП забезпечуються при прямокутній обвідній випромінюваного сигналу. Наведено результати математичного моделювання та аналізу кореляційних властивостей НЧМ сигналів.

3 РОЗРОБКА ЦИФРОВОГО СИНТЕЗАТОРА НЧМ СИГНАЛУ

3.1 Аналіз сучасного стану пристроїв цифрового синтезу НЧМ сигналів та вибір елементної бази ЦСС.

Загальною тенденцією розвитку сучасних РПП є широке використання в них цифрових пристроїв формування, які надалі будемо називати цифровими синтезаторами сигналів (ЦСС). Їхній інтенсивний розвиток пов'язаний з появою процесорів для обробки складних сигналів, удосконалюванням великих інтегральних схем і запам'ятовуючих пристроїв, швидкодіючих цифро-аналогових перетворювачів (ЦАП).

В залежності від апаратної реалізації та функціонування розрізняють ЦСС табличного, обчислювального і таблично-обчислювального типу [5, 10].

Характерною ознакою ЦСС табличного типу є наявність елементів пам'яті, у яких зберігається інформація про дискретні значення напруги $U(t_r)$ коливання, що формується. У якості елементів пам'яті використовуються регістри, оперативні або постійні запам'ятовуючі пристрої (ОЗП, ПЗП), логічні матриці, що програмуються і т.д.

У загальному випадку табличні ЦСС складаються з пристрою управління (ПУ), запам'ятовуючого пристрою (ЗП), ЦАП та смугового фільтра (СФ). Структурна схема табличного ЦСС наведена на рис.3.1.

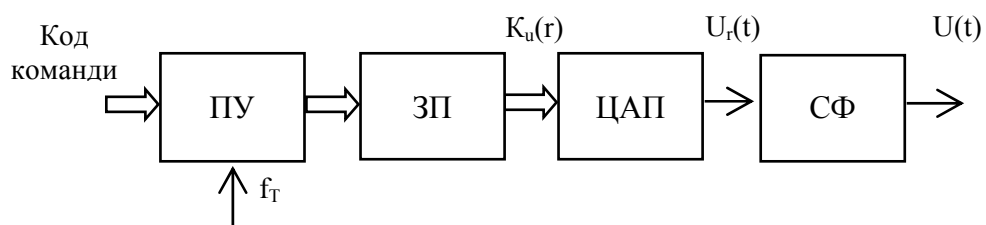


Рисунок 3.1 – Структурна схема ЦСС табличного типу

Процес формування сигналу полягає в послідовному зчитуванні із ЗП кодів цифрових відліків $K_u(r)$ формованого ЧМ сигналу та перетворенні їх у

відповідну аналогову величину $U_r(t)$ у ЦАП. Послідовність імпульсів згладжується у відновлювальному фільтрі, у якості якого, як правило, використовують фільтр нижніх частот (ФНЧ) або СФ.

Серед цифрових формувачів складних сигналів табличні ЦСС забезпечують найбільшу точність формування та дозволяють синтезувати сигнали із практично будь-якими законами частотної (фазової) модуляції.

Однак можливості оперативного керування параметрами сигналів обмежені, тому що потрібен попередній запис інформації в ЗП при зміні параметрів формованих сигналів, що значно збільшує час перебудови. Крім того, лінійна залежність розрядності (обсягу ЗП) від тривалості або бази формованих сигналів не дозволяє використовувати табличні ЦСС для синтезу сигналів при $B \geq (1000 \dots 3000)$. Тому табличні ЦСС доцільно використовувати при формуванні фіксованого набору коротких сигналів з лінійним або нелінійним законом ЧМ, а також ФМ сигналів [5].

Поліноміальні ЦСС використовуються для формування НЧМ сигналів, закон зміни частоти яких заданий у вигляді полінома. Основним елементом таких синтезаторів є обчислювач кодів фази (ОКФ), що складається з m послідовно з'єднаних накопичувальних суматорів (НС) розрядності n . В процесі роботи ОКФ формує послідовність кодів фази синтезованого НЧМ коливання.

Перевагою ЦСС даного типу є можливість гнучкого керування параметрами синтезованих сигналів. Однак, для забезпечення високої точності формування НЧМ сигналів значно зростає необхідне число використовуваних НС і їх розрядність. Це приводить до збільшення апаратних витрат, зниження надійності й погіршення швидкодії пристрою в цілому.

Розширеними функціональними можливостями при формуванні НЧМ сигналів, у порівнянні з поліноміальними ЦСС, володіють цифрові синтезатори частоти (ЦСЧ), що реалізують східчасту апроксимацію складних законів ЧМ.

Для синтезу НЧМ сигналу в ЦСЧ необхідно забезпечити дискретне перемикання частот за заданим законом ЧМ $f(t)$. Формований при цьому сигнал

являє собою послідовність із K простих радіоімпульсів однакової тривалості, що примикають один до одного.

Переваги таких формувачів: можливість інтегрального виконання, забезпечення малого кроку сітки частот, висока точність і повторюваність параметрів синтезованих сигналів, простота здійснення фазової й частотної маніпуляції несучої частоти, простота забезпечення заданого значення фази сигналу й відсутність її розриву. Однак, обмежена швидкодія існуючих ЦСЧ і необхідність використання східчастої апроксимації нелінійного закону зміни частоти приводить до значного росту спотворень частотно-часової структури формованих сигналів, особливо при синтезі НЧМ сигналів з високою швидкістю ЧМ.

ЦСС на основі кусочно-лінійної апроксимації (КЛА) нелінійного закону ЧМ при формуванні НЧМ сигналів забезпечують менший рівень спотворень, ніж при цифровому синтезі із дискретним перемиканням частот. При побудові ЦСС на основі КЛА, формований НЧМ сигнал представляється у вигляді послідовності K ЛЧМ радіоімпульсів однакової тривалості, але з різними швидкостями ЧМ.

Графік функції ЧМ НЧМ сигналу виду (2.3) при КЛА закону ЧМ ($K=5$) наведено на рис. 2.8.

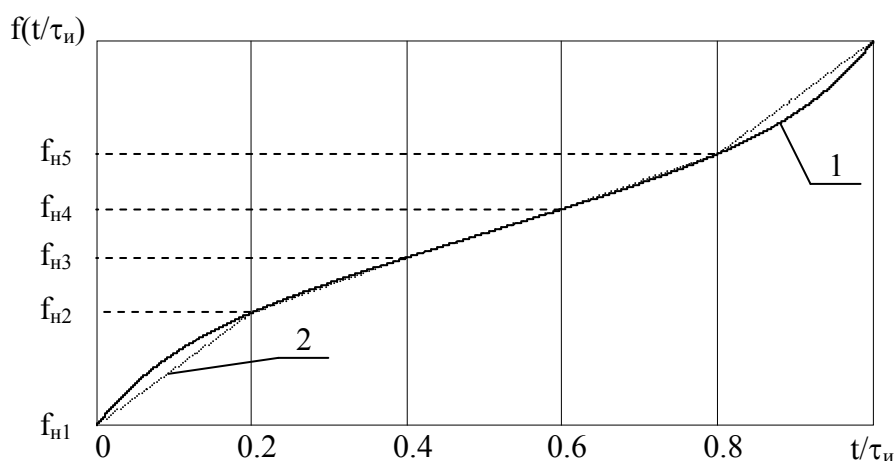


Рисунок 3.2 – Графік функції ЧМ НЧМ сигналу виду (2.3): 1 – ідеального НЧМ сигналу; 2 – при КЛА закону ЧМ ($K=5$).

На рис. 3.3 наведено форми спектрів НЧМ сигналів виду (2.3) при КЛА

закону ЧМ, отримані для різних значень K .

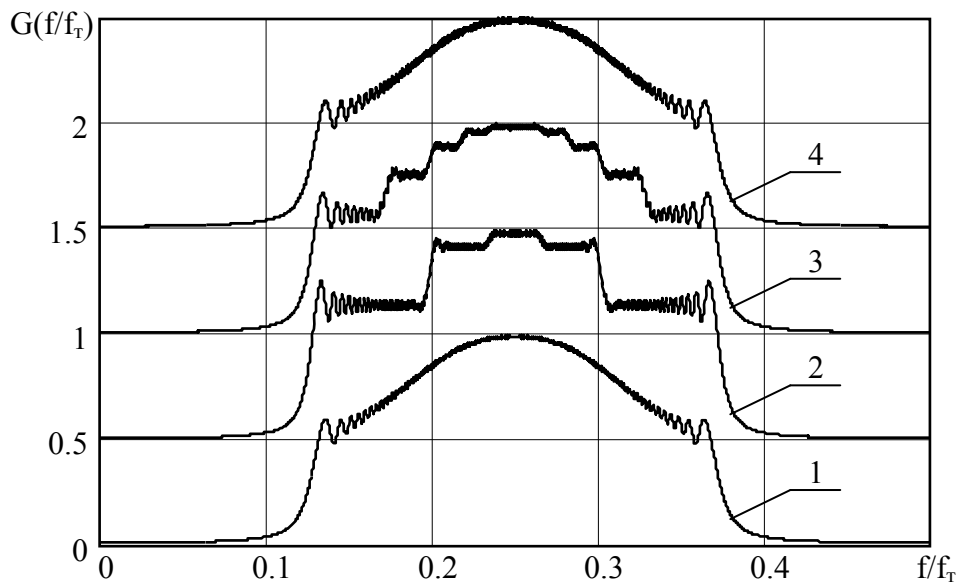


Рисунок 3.3 – Спектр НЧМ сигналу виду (2.3) при КЛА закону ЧМ ($\Delta F=f_0=f_T/4=25$ МГц; $\tau_i=40$ мкс): 1 – ідеальний НЧМ сигнал; 2 – $K=5$; 3 – $K=10$; 4 – $K=50$. (Кожний наступний графік зміщено відносно попереднього по осі ординат на 0,5).

Використання КЛА складних законів ЧМ значно спрощує пристрій у порівнянні з поліноміальними синтезаторами, а також забезпечує менший рівень викривлень, ніж при синтезі НЧМ сигналів у ЦСЧ із дискретним перемиканням частот.

Таким чином, оптимальним з точки зору апаратурних витрат, точності відтворення складних законів ЧМ, швидкодії та оперативного змінювання параметрів формованих сигналів є ЦСС таблично-обчислювального типу, що реалізує КЛА закону ЧМ. Такі цифрові синтезатори дозволяють формувати як прості, так складні ЧМ (ФМ) сигнали, забезпечують оперативний перехід з одного виду сигналу на інший та гнучке змінювання їх параметрів з використанням мікропроцесорів (електронно-обчислювальної машини (ЕОМ)).

На теперішній час лідером в галузі виробництва високопродуктивних інтегральних ЦСС, що реалізують метод прямого цифрового синтезу (Direct Digital Synthesizer - DDS) є фірма Analog Devices Inc. [10 – 12]. Основні характеристики інтегральних ЦСС цього виробника наведені в таблиці 3.1.

Таблиця 3.1 - Основні характеристики інтегральних прямих цифрових синтезаторів фірми Analog Devices Inc.

Тип ЦСС	AD9852	AD9854	AD9858	AD9951	AD9953	AD9954	AD9956	AD9958
Параметри								
$f_{ЦАП}$, МГц	300	300	1000	400	400	400	400	500
$f_{макс}$, МГц	150	150	400	160	160	160	2700	200
$n_{НСf}$, дв.р.	48	48	32	-	-	32	48	32
$n_{НСф}$, дв.р.	48	48	32	32	32	32	48	32
$n_{ПК}$, дв.р.	14/12	14/10	15/10	19/14	19/14	19/14	19/14	15/10
$n_{МН}$, дв.р.	12	12	-	14	14	14	-	10
$n_{ЦАП}$, дв.р.	12	12	10	14	14	14	14	10
K_{fn} , дв.р.	48	48	32	32	32	32	48	32
K_{β} , дв.р.	48	48	32	-	-	32	24	32
$K_{\tau\Delta f}$, дв.р.	20	20	16	-	-	8	16	-
K_{ϕ_0} , дв.р.	14	14	14	14	14	14	14	14
K_U , дв.р.	12	12	-	14	14	14	-	10
n_f	4...20	4...20	-	4...20	4...20	4...20	-	4...20
$\Delta\phi_0$, град	0,02197	0,02197	0,02197	0,02197	0,02197	0,02197	0,02197	0,02197
Δf_n , Гц	$1,0658 \times 10^{-6}$	$1,0658 \times 10^{-6}$	0,09313	0,09313	0,09313	0,09313	$1,421 \times 10^{-6}$	0,1164
$\Delta\beta$, Гц/с	159,872	159,872	$2,9104 \times 10^6$	-	-	$2,9104 \times 10^6$		
SFDR, дБ (на f_C , МГц)	-83 (119±0,05)	-83 (119±0,05)	-84 (360±0,05)	-80 (130±0,1)	-80 (160±0,1)	-80 (160±0,1)	-80 (160±0,1)	-81 (200±0,1)
D_{ϕ} , дБ/Гц (на f_C , МГц)	-142 (5,0±10 ⁻³)	-142 (5,0±10 ⁻³)	-116 (40,0±10 ⁻³)	-116 (40,0± ±10 ⁻³)	-120 (40,0± ±10 ⁻³)	-120 (40,0± ±10 ⁻³)	-135 (25,0± ±10 ⁻³)	-134 (100,3± ±10 ⁻³)
τ_{f_C} , нс	6,6	6,6	8	24/ f_T	24/ f_T	24/ f_T	33/ f_T	29/ f_T
τ_{ϕ_0} , нс	-	-	-	24/ f_T	24/ f_T	24/ f_T	33/ f_T	34/ f_T
$U_{ж}$, В	+3,3	+3,3	+3,3	+1,8	+1,8	+1,8	+1,8; +3,3	+1,8; +3,3
$P_{спож}$, мВт	2700	3475	2000	170	170	220	400	350

Тут позначені: $f_{ЦАП}$ – максимальна частота перетворення ЦАП; $f_{макс}$ – максимальна частота формованого сигналу; $n_{НСf}$, $n_{НСф}$, $n_{ПК}$, $n_{МН}$ і $n_{ЦАП}$ – відповідно, розрядності накопичувача частоти, накопичувача фази, перетворювача кодів, цифрового помножувача кодів амплітуди й ЦАП; K_{fn} , K_{β} , $K_{\tau\Delta f}$, K_{ϕ_0} й K_U – відповідно, розрядності кодів початкової частоти, швидкості ЧМ, тривалості частотної сходинки, початкової фази й амплітуди сигналу; n_f – коефіцієнт множення тактової частоти; $\Delta\phi_0$ – крок встановлення початкової фази; Δf_n – крок встановлення початкової частоти; $\Delta\beta$ – крок встановлення швидкості ЧМ; SFDR – динамічний діапазон,

вільний від паразитних складових; D_{ϕ} – фазовий шум; τ_{fc} і $\tau_{\phi 0}$ – час зміни початкової частоти й початкової фази; $U_{ж}$ – напруга живлення; $P_{сп}$ – споживана потужність.

Крім інтегрованого ЦАП цифрові синтезатори можуть мати деякі додаткові цифрові блоки, що забезпечують більшу функціональність і покращені споживчі характеристики ЦСС. До них відносяться: вбудований помножувач опорної частоти; цифровий суматор для програмування фази; інверсний Sinc-фільтр для компенсації нерівномірності АЧХ; цифровий помножувач для амплітудної модуляції; додатковий ЦАП для одержання квадратурних сигналів; компаратор; додаткові регістри частоти й фази для здійснення швидкісної модуляції.

Проведений аналіз можливостей існуючої елементної бази ЦСС щодо формування складних ЧМ сигналів показав, що для синтезу НЧМ сигналів в діапазоні робочих частот 150...200 МГц з можливістю гнучкої зміни амплітудно-частотно-часових параметрів формованих сигналів доцільно використовувати інтегральний прямий цифровий синтезатор AD9954.

3.2 Розробка структурної схеми ЦСС НЧМ сигналу.

У другому розділі роботи було показано доцільність використання в РЛС складного ЗС з НЧМ виду (2.3), який забезпечує низький РБП сигналу на виході пристрою обробки.

НЧМ сигнал, що формується цифровим синтезатором, відповідно до завдання повинен задовольняти наступним вимогам:

- 1) діапазон зміни несучої частоти НЧМ сигналу $f_0 = 150...200$ МГц;
- 2) тривалість НЧМ РІ сигналу $\tau_i = 124$ мкс;
- 3) девіація частоти $\Delta F = 0,44$ МГц;
- 4) дискретність перебудови початкової частоти сигналу $\Delta f_n < 0,2$ МГц;
- 5) рівень паразитних фазових та амплітудних шумів НЧМ сигналу не гірше -50 дБ;

б) рівень паразитних дискретних складових спектру вихідного НЧМ сигналу -45 дБ.

Оптимальним з точки зору апаратних витрат, точності відтворення нелінійного закону ЧМ, швидкодії та оперативного змінювання параметрів формованих сигналів є ЦСС таблично-обчислювального типу, що реалізує кусочно-лінійну апроксимацію закону ЧМ.

Структурна схема цифрового синтезатора НЧМ сигналу на основі AD9954 має вигляд, наведений на рис. 3.4

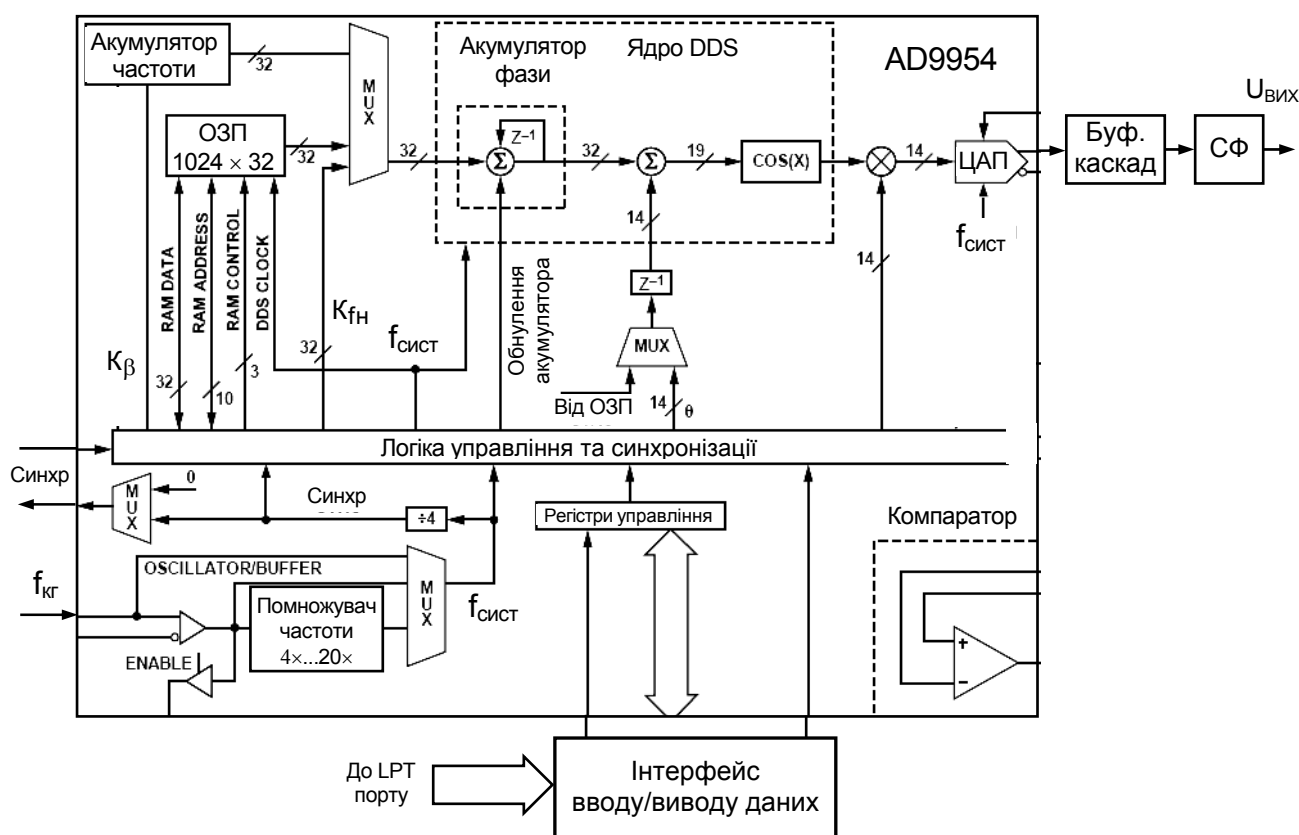


Рисунок 3.4– Структурна схема ЦСС AD9954

Даний інтегральний ЦСС володіє найбільш широкими функціональними можливостями з усього сімейства AD995x. Максимальна тактова частота AD9954 досягає 400 МГц, при цьому синтезатор споживає потужність менше 200 мВт. ЦСС здатний функціонувати в широкому діапазоні температур: $-40^{\circ}\text{C} \dots +85^{\circ}\text{C}$.

Наявність в AD9954 інтегрованого ОЗП (1024x32 біт) забезпечує можливість формування сигналів з нелінійними законами ЧМ. ОЗП може працювати в одному з п'яти режимів: прямого перемикавання, накопичування, двонаправленої ЛЧМ, безперервної двонаправленої ЛЧМ, безперервної рециркуляції. В ОЗП зберігаються попередньо розраховані коди початкових параметрів парціальних ЛЧМ PI, з яких складається НЧМ сигнал.

Обчислювач кодів фази містить два 32-розрядні НС (акумулятори частоти і фази), що забезпечує високу точність відтворення заданого закону ЧМ й малий крок завдання початкових параметрів сигналу.

AD9954 містить на кристалі 14-розрядний ЦАП, генератор, помножувач тактової частоти і швидкодіючий компаратор, який розширює функціональне призначення синтезатора як джерела тактової частоти. Компаратор має смугу пропускання понад 200 МГц й може бути відключеним для зменшення енергоспоживання ЦСС.

Інтегрований ЦАП на AD9954 має два додаткових виходи, що забезпечують комбінований повномасштабний вихідний струм. Диференціальні виходи зменшують кількість синфазних шумів на виході ЦАП, в результаті чого покращується відношення сигнал-шум (-80 дБ).

Інтегральний ЦСС AD9954 має в своєму складі вбудований помножувач частоти на 4...20. Це дозволяє використовувати менш високочастотний опорний генератор.

Важливою перевагою ЦСС є швидке програмне змінювання параметрів синтезованих сигналів за допомогою ЕОМ. Швидкість перестроювання обмежується лише цифровим інтерфейсом і цифровими елементами управління синтезатора (у AD9954 затримка складає всього 24 періоди тактової частоти).

Для полегшення умов селекції синтезованого сигналу тактова частота ЦСС обирається таким чином, щоб сусідні складові в багаточастотному спектрі дискретного сигналу були достатньо віддалені від спектральної складової, що виділяється. В практичних цілях може використовуватися одна з бічних складових спектру дискретного сигналу.

Прийmemo частоту зовнішнього опорного сигналу ЦСС як першу гармоніку частоти єдиного еталонного кварцового генератора хронізатора РЛС ($f_{кг} = 25$ МГц). Обираємо значення коефіцієнта помноження частоти вбудованого помножувача частоти ЦСС $K_{мн} = 10$.

Значення системної тактової частоти інтегрального ЦСС AD9954 при цьому буде дорівнювати

$$f_{сист} = K_{мн} f_{кг} = 250 \text{ МГц},$$

що дозволяє синтезувати сигнали в діапазоні до 100 МГц (при використанні основної складової спектру формованого НЧМ сигналу).

Для забезпечення можливості зміни частоти вихідного НЧМ сигналу в робочому діапазоні 150...200 МГц, за допомогою СФ виділяється перша інверсна складова спектру дискретного сигналу на виході ЦАП. При цьому в ЦСС потрібно синтезувати НЧМ сигнал в діапазоні 50...100 МГц (основна пряма спектральна складова) зі зворотнім законом ЧМ.

Вибір типу СФ та розрахунок його параметрів здійснюється з урахуванням вимог до рівня паразитних дискретних складових спектру вихідного НЧМ сигналу ЦСС та не розглядається у роботі.

АЧС дискретного НЧМ сигналу, що формується в ЦСС (на виході ЦАП) при $f_{0цсс} = 75$ МГц та $\Delta F = 0,44$ МГц, зображений на рисунку 3.5

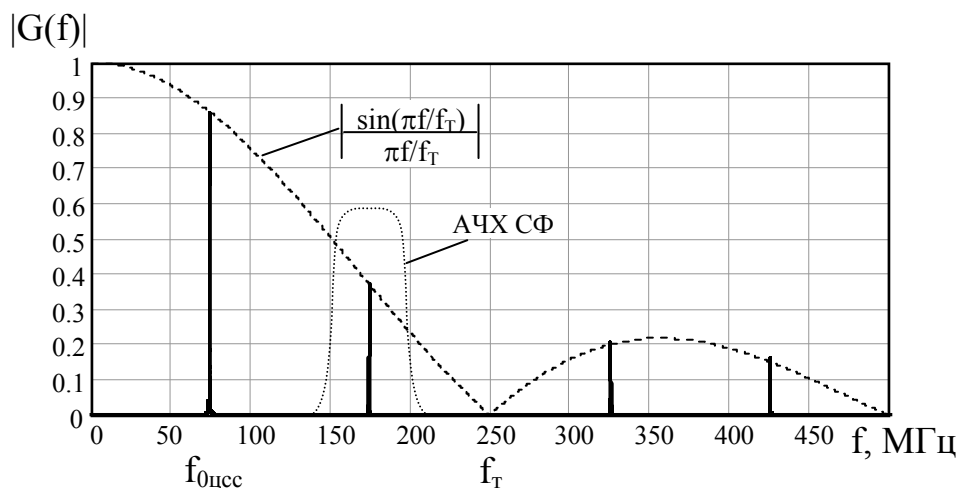


Рисунок 3.5– АЧС дискретного ЛЧМ сигналу на виході ЦАП ЦСС

АЧС НЧМ сигналу на виході СФ зображений на рисунку 3.6

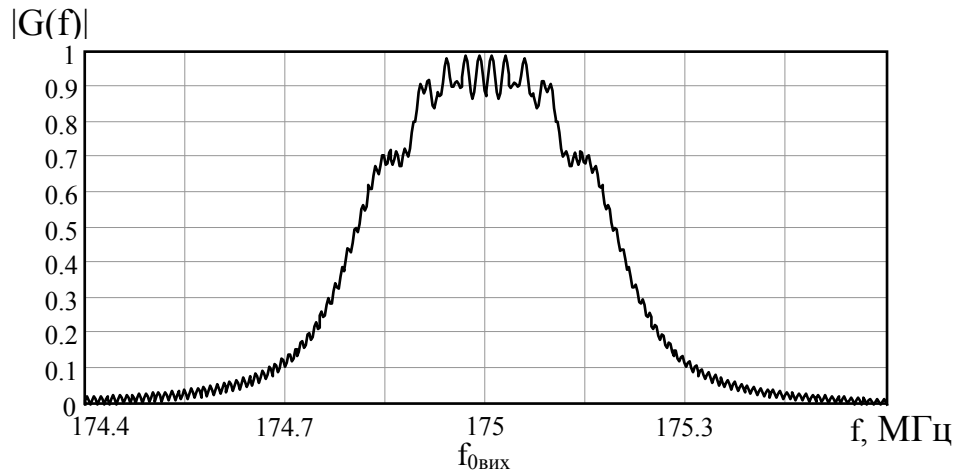


Рисунок 3.6– АЧС НЧМ сигналу на виході ЦСС при $f_0=175$ МГц та $\Delta F=0,44$ МГц

Використання такого зондувального НЧМ сигналу забезпечує низький РБП (до -28 дБ) сигналу на виході пристрою узгодженої обробки.

Таким чином, аналіз результатів проведених розрахунків показує, що технічні характеристики запропонованого ЦСС відповідають висунутим вимогам щодо якості формування НЧМ сигналів й можливості адаптивного змінювання їх параметрів.

Висновки за розділом

В даному розділі проведено аналіз стану сучасної елементної бази інтегральних ЦСС щодо можливості формування сигналів із складними законами ЧМ. Високі технічні характеристики стали причиною того, що останнім часом ЦСС витісняють звичайні аналогові синтезатори сигналів.

Основні переваги ЦСС:

- високе розрізнення по частоті й фазі, керування якими здійснюється в цифровому виді;

- екстремально швидкий перехід на іншу частоту (або фазу), перебудова по частоті без розриву фази, без викидів і інших аномалій, зв'язаних з часом встановлення;

- цифровий інтерфейс дозволяє легко реалізувати програмне керування.

Розроблено структурну схему ЦСС НЧМ сигналу на ІМС AD9954, що реалізує кусочно-лінійну апроксимацію закону НЧМ. Така побудова ЦСС забезпечує високу точність формування сигналів, малий крок перестроювання їх параметрів та оперативне управління за допомогою ЕОМ.

ВИСНОВКИ

В даній роботі був проведений аналіз побудови радіопередавального пристрою РЛС П-18 та запропоновано шляхи його модернізації.

Запропоновано використовувати багатокаскадний передавач, побудований за схемою: високостабільний збуджувач – підсилювач потужності. При цьому покращення ТТХ РЛС (розрізнявальної здатності по дальності, точності виміру дальності до цілі) забезпечується за рахунок використання складних ЧМ сигналів.

Було проведено дослідження сигналів з різними законами ЧМ з метою забезпечення мінімального РБП функції невизначеності в інтересах модернізації РЛС виявлення метрового діапазону хвиль (типу «П-18»).

Використання ЛЧМ сигналів і методів їх вагової обробки для зменшення РБП призводить до значних енергетичних втрат. Тому було запропоновано використання зондувальних сигналів з НЧМ, у яких плавна зміна обвідної спектру й, отже, низький РБП забезпечуються при прямокутній обвідній випромінюваного сигналу.

Проведено аналіз варіантів побудови цифрових синтезаторів НЧМ сигналів та запропоновано в якості збуджувача НЧМ сигналів РПП використовувати ЦСС таблично-обчислювального типу, оптимального з точки зору апаратурних витрат, точності відтворення складних законів ЧМ, швидкодії та оперативного змінювання параметрів формованих сигналів.

Розроблено структурну схему цифрового збуджувача НЧМ сигналів з використанням сучасної елементної бази інтегральних ЦСС AD9954, що реалізує кусочно-лінійну апроксимацію нелінійного закону ЧМ. Така побудова ЦСС забезпечує високу точність формування сигналів, малий крок перестроювання їх параметрів та оперативне управління за допомогою ЕОМ.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Skolnik M. Radar handbook / M. Skolnik – 3rd ed. – The McGraw-Hill Companies. – 2008. – 1351 p.
2. Levanon N. Radar Signals / N. Levanon, E. Mozeson. – Wiley-IEEE Press. – 2004. – 432 p.
3. Melvin W. L. Principles of Modern Radar. Vol. II: Advanced Techniques / W. L. Melvin., J. A. Scheer – Edison, NJ : SciTech Publishing, 2013. – 876 p.
4. Мобільна радіолокаційна станція П-18. Будова, принцип дії систем та пристроїв. Навч. посіб. – К.: ТОВ «Чайка-Всесвіт», 2006. – 162 с.
5. Генерування та формування сигналів: навч. посіб. / Р.Е. Пащенко, І.В. Красношарпа, Д.В. Максютя та ін. – Х.: ХУПС, 2011. – 172 с.: іл.
6. Офіційний сайт UST.COM.UA. РЛС “МАЛАХИТ” Компанія АТ “ХК” [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://ust.com.ua/uk/item/rls-malaxit-2/>.
7. Офіційний сайт AEROTECHNICA.UA. Наземная подвижная радиолокационная станция П-18МА/П-180У. Научно-производственное предприятие “Аэротехника - МЛТ” [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.aerotechnica.ua/index.php?id=products&prod=2&prodid=2>.
8. Свистов В. М. Радиолокационные сигналы и их обработка / В.М. Свистов – М.: Сов. Радио, – 1977. – 448 с.
9. F. J. Harris, On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform, Proceedings of the IEEE. Vol. 66 (January 1978). pp. 51-84.
10. Макаренко В. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза / В. Макаренко // Электронные компоненты и системы. – 2004. – № 1. – С. 3–7.
11. Analog Devices. Direct Digital Synthesis. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.analog.com/ru/rfif-components/direct-digital-synthesis-dds/products/index.html>.
12. Кандырин Н. П. Современное состояние техники цифрового синтеза сложных частотно-модулированных сигналов / Н.П. Кандырин, А.М. Дзигора // Збірник наукових праць ХУ ПС. – Х.: ХУ ПС, 2005. – Вип. 6(6). – С. 20 – 25.

АНОТАЦІЯ

Наукова робота: 30 с., 3 розділи, 12 рисунків, 2 таблиці, 12 джерел.

Наукова робота присвячена розробці пропозицій щодо використання зондувальних сигналів з нелінійною частотною модуляцією в РЛС виявлення метрового діапазону хвиль.

Метою роботи є удосконалення побудови збуджувача радіопередавального пристрою РЛС виявлення метрового діапазону хвиль та розробка цифрового синтезатора НЧМ сигналу.

У роботі проведено аналіз побудови радіопередавального пристрою РЛС П-18 та розглянуто шляхи його удосконалення. Проведено порівняльний аналіз сигналів з різними законами ЧМ, що забезпечують низький рівень бічних пелюсток сигналу на виході пристрою узгодженої обробки. Показано доцільність використання зондувальних НЧМ сигналів в РЛС виявлення метрового діапазону хвиль.

Розглянуто особливості цифрового формування сигналів з нелінійними законами ЧМ. Проведено аналіз сучасного стану інтегральних синтезаторів прямого цифрового синтезу та розроблено структурну схему ЦСС на AD9954, що реалізує кусочно-лінійну апроксимацію нелінійного закону ЧМ.

Отримані в роботі результати можуть бути використані при проведенні науково-дослідних робіт, що спрямовані на модернізацію існуючих та створення перспективних РЛС.

ЗОНДУВАЛЬНИЙ СИГНАЛ, НЕЛІНІЙНА ЧАСТОТНА МОДУЛЯЦІЯ, РАДІОПЕРЕДАВАЛЬНИЙ ПРИСТРІЙ, РІВЕНЬ БІЧНИХ ПЕЛЮСТОК, ЦИФРОВИЙ СИНТЕЗАТОР СИГНАЛІВ.