

УДК 621.396.6:621.391

М.П. Кандирін

Об'єднаний науково-дослідний інститут Збройних Сил, Харків

ЦИФРОВІ СИНТЕЗАТОРИ СИГНАЛІВ У ПРИСТРОЯХ УПРАВЛІННЯ І ЗВ'ЯЗКУ

Викладені принципи формування, передачі та обробки сигналів, що модулюються за фазою і частотою в пристроях управління та зв'язку. Наведені рекомендації з побудови таких пристроїв, а також результати експериментальних досліджень.

сигнал, цифровий синтезатор, фаза, частота, пристрій передачі і прийому, модуляція

Вступ

Постановка проблеми. Проблема підвищення завадозахищеності систем управління і зв'язку є гострою і до цих пір не знайшла свого рішення в більшості прикладних завдань. Рішенню цієї проблеми сприяє комплексне використання різних методів і засобів (сигналів складної форми, оптимальних їх методів обробки, фазованих антенних решіток, швидкодіючої цифрової техніки, сучасної технології, організаційних заходів).

Інтерес до складних сигналів пояснюється їх властивостями, пов'язаними з можливістю підвищення завадостійкості і скритності систем управління та зв'язку [1].

В теперішній час для формування різного виду сигналів, у тому числі і з дискретною сіткою частот, лінійно-частотно-модульованих (ЛЧМ), з поліноміальною зміною частоти та інших набули широкого поширення цифрові синтезатори сигналів (ЦСС) [2 – 4].

Тому розробка пристроїв передачі і прийому, що модульованих за частотою і фазою сигналів на базі ЦСС, які підвищують завадозахищеність систем управління і зв'язку, є актуальною.

Аналіз літератури. Відомі з [5, 6] пристрої для передачі і прийому, модульованих за фазою і частотою сигналів мають низьку завадостійкість. Найближче за своєю технічною суттю і ефектом, що

досягається, відповідає пристрій, описаний у [5]. Недоліком його також є низька завадостійкість в умовах прицільних завад. При дії прицільних завад у ньому порушується алгоритм роботи, що викликає порушення умов прийому фазомодульованого (ФМ) сигналу, і, як наслідок, знижується якість відтворення інформації.

Таким чином, недоліком цих пристроїв є низька завадостійкість в умовах прицільних завад.

Метою статті є розробка пристрою передачі і прийому, модульованих за фазою і частотою сигналів з підвищеною завадостійкістю в умовах прицільних завад за рахунок часової селекції приймальних сигналів.

Основний розділ

Підвищення завадостійкості пропонованого пристрою від прицільних завад забезпечується за рахунок розширення спектрів випромінюваних інформаційних сигналів шляхом модуляції їх частоти за лінійним законом, узгодженої фільтрації з метою стиснення приймальних сигналів, за тривалістю і їх подальшою часовою селекцією від завад.

Указаний результат досягається за рахунок того, що у відомий пристрій [5] для передачі і прийому, модульованих за фазою і частотою сигналів на передавальній стороні введені лінійно-частотно-модульований генератор (ЦСС), два смугові фільтри (СФ1, СФ2), два ключі (Кл.1, Кл.2), суматор (Σ) і блок "Г" (рис. 1).

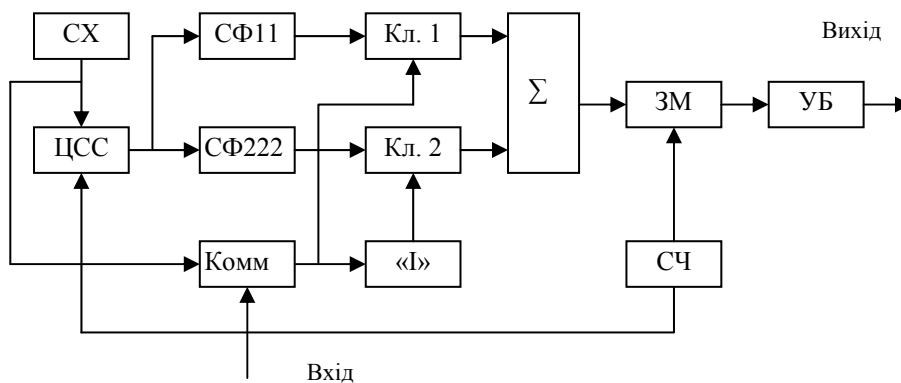


Рис. 1. Структурна схема передавальної сторони

Тут для передачі логічних одиниць і нулів двійкової інформації застосовуються ЛЧМ радіоімпульси з позитивним і негативним знаком швидкості частотної модуляції [3].

Для реалізації узгодженої фільтрації ЛЧМ радіоімпульсів з позитивним і негативним знаком швидкості частотної модуляції на приймальній стороні введені змішувач (ЗМ), синтезатор частот (СЧ), два дисперсійні фільтри стиснення (ЛЗ1, ЛЗ2) і два підсилювачі проміжної частоти (Під.1, Під.2) (рис. 2).

Застосування дисперсійних фільтрів стиснення

збільшує амплітуду стиснених інформаційних радіоімпульсів не менше ніж в $\sqrt{\tau_i \Delta F}$ раз, де $\tau_i, \Delta F$ – тривалість і девіація частоти ЛЧМ радіоімпульсу [7].

Для зниження рівня бічних пелюсток стисненого сигналу в пристрої пропонується використовувати дисперсійні фільтри стиснення з ваговою обробкою за Хеммінгом. При цьому тривалість стисненого сигналу $\tau_{ст}$ при вимірюванні на рівні 4 дБ нижче за пікову амплітуду близька до розрахункової [7]

$$\tau_{ст} = 1,3/\Delta F \quad (1)$$

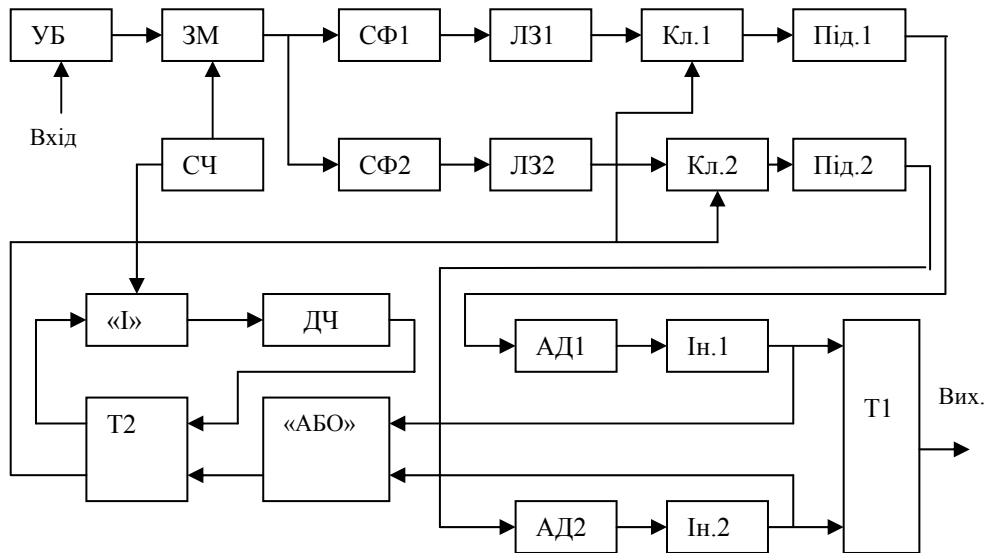
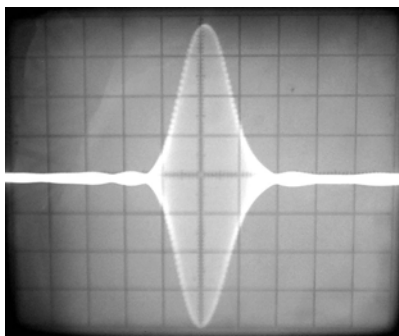


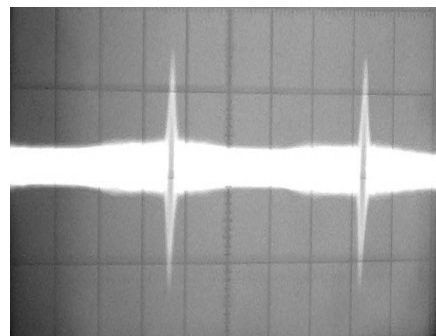
Рис. 2. Структурная схема приймальної сторони

Так, наприклад, для девіації частоти $\Delta F = 1,0 \cdot \text{МГц}$ розрахункова тривалість стисненого

сигналу з виразу (1) складає 1,3 мкс, а одержана експериментальним шляхом – 1,65 мкс (рис. 3, а).



а



б

Рис. 3. Стиснений ЛЧМ сигнал: а – без завад; б – на фоні прицільної завади

Застосування дисперсійних фільтрів стиснення в пропонованому пристрої дозволяє виділити стиснений сигнал на прицільній заваді (рис. 3, б) при перевищенні завади над сигналом більше 33 дБ (рис. 4, а), або замаскованою завадою нестисненому сигналі (рис. 4, б).

Виділення стисненого сигналу на фоні приці-

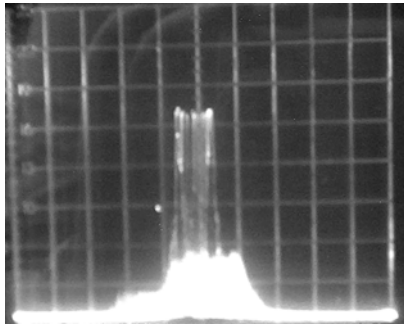
льної завади пояснюється тим, що складові гармонік завади мають випадкові значення фази і на виході дисперсійного фільтра стиснення всі гармоніки шуму складаються випадковим чином, частково гасячи одна одну [8].

Тривалість завади τ_z на виході дисперсійного фільтра стиснення не змінюється і практично спів-

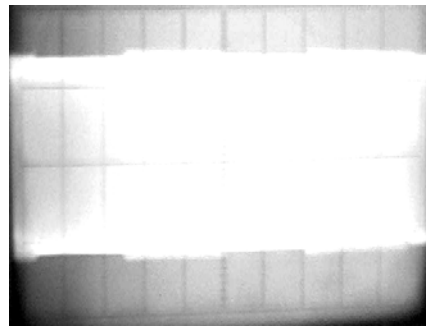
падає з періодом повторення інформаційних ЛЧМ імпульсів

$$\tau_3 = T. \quad (2)$$

Часова селекція інформаційних сигналів від



а



б

Рис. 4. Спектр завади: а – перевищує спектр сигналу на 33 дБ; б – замаскований завадою нестиснений сигнал

За допомогою другого тригера Т2 формується бланк (сигнал логічного "0"), який надходить на другі входи ключів Кл.1 і Кл.2 і знижує рівень прицільної завади на вході підсилювачів проміжної частоти Під.1, Під.2. Тривалість бланка при цьому вибирається з умови

$$T_{\text{бл}} = T - 2\tau_{\text{ст}}. \quad (3)$$

Тоді тривалість прицільної завади $\tau_{\text{з.кл.}}$ на виході першого і другого ключів може бути знайдена з виразу (3)

$$\tau_{\text{з.кл.}} = T - T_{\text{бл}} = 2\tau_{\text{ст}}. \quad (4)$$

Тепер з відношення виразів (2) і (4) знайдемо коефіцієнт подавлення прицільних завад

$$K_3 = \frac{T\Delta F}{2,6}. \quad (5)$$

Так, наприклад, для періоду повторення інформаційних ЛЧМ імпульсів і девіації частоти $\Delta F = 1,0 \cdot \text{МГц}$ підвищення завадостійкості пристрою передачі і прийому ЛЧМ сигналів в умовах прицільних завад за рахунок часової селекції складе не менше 12 разів.

Розглянемо тепер детальніше принцип роботи запропонованого пристрою. На передавальній стороні (рис. 1) синтезатор частот СЧ формує напругу гетеродина з постійною частотою для перетворення, за допомогою змішувача ЗМ, вихідного сигналу модулятора на частоту випромінювання, а також опорний сигнал тактової частоти f_T для ЦСС [9, 10]. Синхронізатор СХ забезпечує, за допомогою безперервної послідовності імпульсів позитивної полярності, синхронну роботу елементів схеми.

Амплітудно-частотний спектр синтезованого ЛЧМ сигналу на виході ЦСС має вигляд, показаний

прицільних завад забезпечується за рахунок введення на приймальній стороні двох ключів, елемента "АБО", другого тригера, елемента "І" і дільника частоти (рис. 2).

на рис. 5, при цьому прийнято, по-перше, що ЦАП ЦСС забезпечений інтерполятором нульового порядку, тобто вибірки на його вході мають постійне значення протягом часу τ_T , по-друге, початковий спектр безперервного коливання є рівномірним.

Основний підспектр дискретного коливання, що формується ЦСС, займає смугу від нижньої частоти f_n до верхньої f_v (рис. 5). Крім того, спектр на виході ЦСС має періодичну (з періодом, яким дорівнює f_T) структуру.

Обвідною спектрів є функція

$$\left| \text{Sin} \cdot \frac{2\pi \cdot f / f_T}{2\pi \cdot f / f_T} \right|,$$

що приводить до їх паразитної модуляції.

Відстань між кінцем основного і початком другого підспектрів, як і відстань між будь-якими сусідніми підспектрами, розташованими в межах кожної з пелюсток обвідної, вибирається з умови

$$\Delta f = (f_T - f_v) - f_v = f_T - 2f_v(m_{\text{мін}} - 2) \quad (7)$$

де $m_{\text{мін}}$ – мінімальна кількість вибірок на елементарному періоді синтезованого коливання. Відповідно до теореми Котельникова кількість вибірок на період не може бути менше двох.

Відносна відстань між підспектрами, визначається як відношення $\Delta f / \Delta F$ і виявляється рівним

$$\Delta f / \Delta F = (a + 1)(m - 2) \quad (8)$$

де $a = f_n / \Delta F$ – коефіцієнт, що характеризує ступінь вузькосмуговості формованого сигналу.

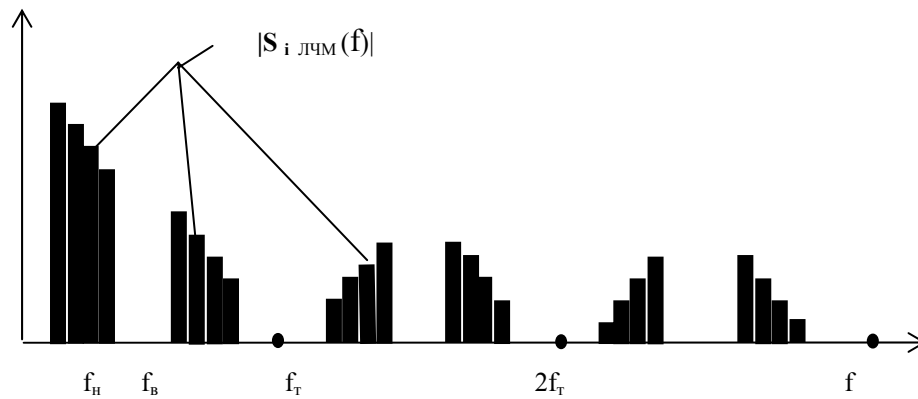


Рис. 5. Амплітудно-частотний спектр на виході ЦСС

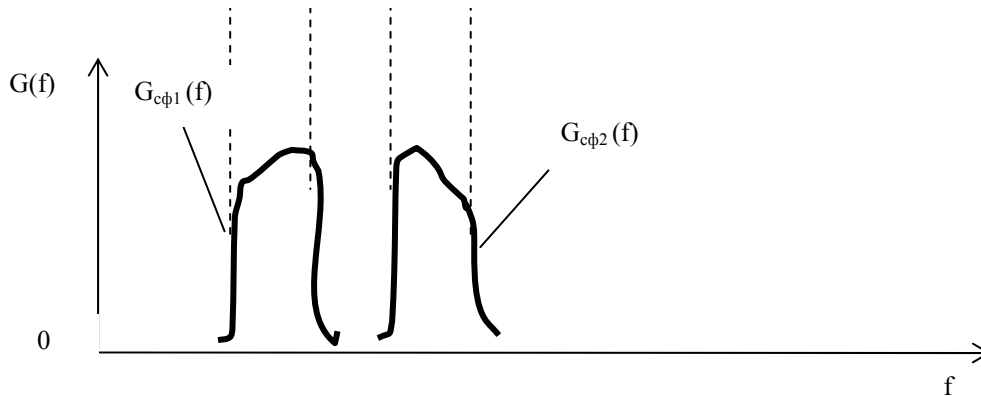


Рис. 6. Амплітудно-частотні характеристики смугових фільтрів

Сформовані ЛЧМ сигнали з виходу ЦСС підходять на другий вхід модулятора, тобто на входи першого СФ1 і другого СФ2 смугових фільтрів, які налаштовані на третій і другий підспектр відповідно (рис. 5). Вид амплітудно-частотних характеристик смугових фільтрів СФ1 і СФ2 приведений на рис. 6. Далі, з виходу смугових фільтрів, ЛЧМ сигнали з позитивною і негативною швидкістю частотної модуляції надходять на перші входи першого Кл.1 і другого Кл.2 ключів. Інформаційний сигнал у вигляді логічних “1” і “0” з входу передавальної сторони, через комутатор Ком. надходить на перший вхід модулятора.

Інформаційний сигнал логічної “1” з першого входу модулятора надходить на другий вхід першого ключа Кл.1, тим самим вирішуючи проходження ЛЧМ радіоімпульсу з позитивною швидкістю частотної модуляції з виходу смугового фільтру СФ1 на перший вхід суматора Σ . Сигнал же логічного “0” через елемент “Г” надходить на другий вхід ключа Кл.2 і дозволяє проходження ЛЧМ радіоімпульсу з негативною швидкістю частотної модуляції з виходу другого смугового фільтру СФ2 на другий вхід суматора Σ . Тривалості сигналів логічної “1” або “0” дорівнюють тривалості ЛЧМ радіоімпульсу.

ЛЧМ радіоімпульси, що надходять на входи суматора Σ , відрізняються не тільки знаком частотної модуляції, але і центральною частотою f_{0j} , де j

$= 1, 2$ – номер входу суматора Σ . Значення центральної частоти ЛЧМ радіоімпульсу на j -тому вході суматора Σ знаходиться з умови

$$f_{01} = f_T + (f_H + 0,5\Delta F) \quad \text{і} \quad f_{02} = f_T - (f_H + 0,5\Delta F) \quad (9)$$

де f_{01} – центральна частота ЛЧМ радіоімпульсу, що надходить на перший вхід суматора Σ ; f_{02} – центральна частота ЛЧМ радіоімпульсу, що надходить на другий вхід суматора Σ . При цьому вихід суматора є і виходом модулятора. Таким чином, модулятор формує інформаційний ЛЧМ – ЧМ сигнал на проміжній частоті. Далі ЛЧМ – ЧМ сигнал з виходу модулятора надходить на перший вхід змішувача ЗМ, де перетвориться на частоту випромінювання і через вихідний узгоджуючий блок УБ, надходить на вихід передавальної сторони. На приймальній стороні (рис. 2) у початковому стані сигнал логічної “1” з першого виходу тригера Т2 надходить на другі входи ключів Кл.1 і Кл.2 та підключає виходи дисперсійних фільтрів стиснення ЛЗ1 і ЛЗ2 до входів підсилювачів проміжної частоти Під.1 і Під.2.

У той же час сигнал логічного “0” з другого виходу тригера Т2 надходить на другий вхід елементу “Г” і забороняє проходження опорного сигналу на вхід дільника частоти ДЧ.

Прийнятий ЛЧМ – ЧМ сигнал з виходу лінійного узгоджуючого блоку УБ надходить, на перший вхід змішувача ЗМ. На другий вхід цього змішувача з виходу синтезатора частот СЧ надходить напруга

гетеродина. Перетворений на проміжну частоту ЛЧМ – ЧМ сигнал надходить на входи смугових фільтрів СФ1 і СФ2.

Смуговий фільтр СФ1 узгоджений з центральною частотою і шириною спектра ЛЧМ радіоімпульсу з позитивною швидкістю частотної модуляції, а смуговий фільтр СФ2 – з центральною частотою і шириною спектра з негативною.

ЛЧМ-ЧМ сигнали з позитивною (негативною) швидкістю частотної модуляції після проходження фільтрів СФ1 і СФ2 надходять на входи дисперсійних фільтрів стиснення ЛЗ1 та ЛЗ2.

На виході дисперсійних фільтрів стиснення ЛЗ1 і ЛЗ2 формуються радіоімпульси з тривалістю (1) та центральними частотами

$$f_{пч.1} = f_T + f_H \quad f_{пч.2} = f_T - f_H \quad (10)$$

Радіоімпульси з виходу дисперсійних фільтрів стиснення ЛЗ1 і ЛЗ2 через перший та другий ключі Кл.1 і Кл.2 надходять на входи підсилювачів проміжної частоти Під.1 та Під.2, які настроєні на частоти $f_{пч.1}$ і $f_{пч.2}$ (10).

Смуга пропускання підсилювачів Під.1 і Під.2 узгоджена з шириною спектра стиснених радіоімпульсів, що надходять на вхід. Після посилення стиснені радіоімпульси подаються на входи амплітудних детекторів АД1 і АД2.

Відеосигнали з виходу амплітудних детекторів АД1 і АД2 через інтегратори Ін.1 і Ін.2 надходять відповідно на входи “R” і “S” тригера Т1 для відновлення інформаційного сигналу на виході приймальної сторони й на вхід елемента “АБО” для формування імпульсів запуску тригера Т2. При цьому тригер Т2 змінює свій стан на протилежний.

При цьому сигнал логічної “1” з другого виходу тригера Т2 надходить на другий вхід елемента “І” і дозволяє проходження опорного сигналу на вхід дільника частоти ДЧ, а сигнал логічного “0” з першого виходу тригера Т2 надходить на другі входи ключів Кл.1 і Кл.2 і забороняє проходження завади на входи підсилювачів Під.1 і Під.2. Через час, яким дорівнює тривалість логічного “0”, вираз (3), на виході дільника частоти ДЧ з’явиться імпульс перенесення, який надходить на другий вхід тригера Т2 і змінює його стан на початковий.

Тепер сигнал логічного “0” з другого виходу тригера Т2 надходить на другий вхід елемента “І” і забороняє проходження опорного сигналу на вхід дільника частоти ДЧ, а сигнал логічної “1” з першого виходу тригера Т2 надходить на другі входи ключів Кл.1 і Кл.2, та дозволяє проходження стиснених за часом інформаційних сигналів на входи підсилювачів проміжної частоти Під.1 і Під.2. Тривалість сигналу логічної “1” вибирається з урахуванням перехідних процесів в ключах Кл.1 і Кл.2 та тривалості стиснених інформаційних сигналів (1). Далі

весь процес повторюється знову і знову, поки на вхід передавальної сторони надходять інформаційні сигнали.

Таким чином, введення до складу пристрою для передачі і прийому ЛЧМ сигналу і нових блоків забезпечує узгоджену фільтрацію та часову селекцію інформаційних сигналів від прицільних завад, що підвищує його завадостійкість.

Висновки

Пропонований пристрій відноситься до галузі радіозв’язку і може бути використаний при розробці широкосмугових радіостанцій та систем передачі даних з підвищеною скритністю і завадозахищеністю. Застосування в таких пристроях зв’язку складних сигналів з лінійною частотною модуляцією дозволяє підвищити завадостійкість в умовах застосування прицільних завад більш ніж у 12 разів.

Як формувачі ЛЧМ сигналів у таких пристроях рекомендується використовувати цифрові синтезатори сигналів на сучасній елементній базі як найбільш стабільних, малогабаритних і надійних пристроїв.

Список літератури

1. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами / Г.И. Тузов, В.А. Сивов, В.И. Прытков и др.; Под ред. Г.И.Тузова. – М.: Радио и связь, 1985. – 264 с.
2. Радиоприемные устройства / В.Н. Банков, Л.Г. Барулин, М.И. Жодзинский и др.; Под ред. Л.Г. Барулина. – М. Радио и связь, 1984. – 322 с.
3. Кочемасов В.Н., Белов Л.А., Окочешников В.С. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. – М.: Радио и связь, 1983. – 190 с.
4. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. – М.: Радио и связь, 1991. – 264 с.
5. АС № 684750 МПК7 Н04В 7/165, 1979 г.
6. Н04 J1/20, заявка Японии № 49-25043, МПК Н04В, 1974 г.
7. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы / Пер. с англ. под ред. В.С. Кельзона. – М.: Сов. радио, 1971. – 568 с.
8. Свистов В. М. Радиолокационные сигналы и их обработка. – М.: Сов. радио, 1977. – 448 с.
9. Кандырин Н.П., Дзигора А.М. Методика проектирования и особенности управления параметрами частотно-модулированных сигналов в табличных цифровых синтезаторах // Системы обробки інформації. – Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ, 2002. – Вип. 3 (19). – С. 124-128.
10. Кандырин Н.П., Дзигора А.М., Омельченко А.И. Методика проектирования цифровых синтезаторов сигналов на основе программируемых логических интегральных схем // Збірник наукових праць Об’єднаного науково-дослідного інституту Збройних Сил. – Х.: ОНДІ ЗС, 2005. – Вип. 2. (2). – С. 131-141.

Надійшла до редколегії 25.10.2006

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.А. Лошаков, Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.