М.Д. Рисаков, О.П. Кулик, І.Л. Костенко, І.С. Мельніков, О.В. Беспалько

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

ОБҐРУНТУВАННЯ ВАРІАНТУ ПОБУДОВИ ЗБУДНИКА ПРИВІДНОЇ РАДІОСТАНЦІЇ

У роботі розглядається один з можливих підходів до побудови збудника привідної радіостанції у складі цифрового синтезатора частот діапазону високих частот і перетворювача частот синтезатора у діапазон робочих частот радіостанції. Запропонована оптимальна схема побудови синтезатора частот на основі фазового автоматичного підстроювання частоти генератора, що управляється напругою, під частоту кварцового опорного генератора. Обґрунтовуються алгоритм отримання дробово-змінного коефіцієнту ділення частоти і схема побудови імпульсно-фазового детектора в кільці фазового автоматичного підстроювання частоти генератора, що управляється напругою.

Ключові слова: детектор, діапазон робочих частот, генератор, збудник, коливальний контур, привідна радіостанція, цифровий синтезатор частот.

Вступ

Постановка проблеми. Привідні радіостанції (ПРС) і на сьогодні залишаються ефективним наземним радіонавігаційним засобом, який сумісно з бортовим обладнанням – автоматичним радіокомпасом (АРК) дозволяє екіпажам повітряних суден (ПвС) вирішувати складні завдання літаководіння [1–2]. А саме, система ПРС-АРК, що є кутомірною радіонавігаційною системою радіокомпасного типу, забезпечує екіпажам ПвС можливість вимірювання курсового кута радіостанції і використовувати ці дані при польоті по маршруту, виведені ПвС в район аеродрому та при заходженні на посадку.

Сучасний стан наземних радіотехнічних засобів навігації характеризується їх незадовільним фізичним і моральним станом, обмеженістю елементної бази для проведення ремонту та вимагає їх модернізації [3]. Одним з першочергових завдань модернізації ПРС є завдання реалізації частотного синтезу сигналів збудження підсилювача потужності її радіопередавача у широкому діапазоні низьких (LF) і середніх (MF) частот з досить малим (100 Гц) кроком сітки робочих частот.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. На цей час видано значну кількість праць щодо питань частотного синтезу, наприклад [4–7]. У роботах [5; 8] викладено принципи побудови і схемотехнічні рішення цифрових обчислювальних синтезаторів, побудованих на основі методу прямого цифрового синтезу частот і сигналів. Проте порівняльний аналіз нових підходів та схем побудови цифрових синтезаторів частот (ЦСЧ) на основі фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ) на сьогоднішній день залишає великий простір для дослідника. Для отримання малого кроку дискретизації ча-

стот у ЦСЧ в роботах [4–7; 8] розглядаються різні принципи побудови дільників частоти з дробово-змінним коефіцієнтом ділення. Раціональним вбачається використання аналогічних ЦСЧ й під час модернізації радіопередавачів привідних радіостанцій, що працюють у діапазоні низьких і середніх частот.

Мета статті. Запропонувати оптимальну схему побудови збудника радіопередавача привідної радіостанції, яка працює у діапазоні низьких і середніх частот (LF/MF). Обґрунтувати алгоритм отримання дробово-змінного коефіцієнту ділення частоти і схему побудови імпульсно-фазового детектора в кільці фазового автоматичного підстроювання частоти генератора, що управляється напругою.

Виклад основного матеріалу

Особливості побудови збудника радіопередавача привідної радіостанції пов'язані з діапазоном робочих частот, в якому повинен працювати її передавач – 150-1750 кГц [9–10]. Для нього значення верхньої частоти діапазону f_v у 11,7 рази більше його нижньої частоти f_n . Забезпечення такого їх співвідношення є одним зі складних завдань, яке необхідно вирішити при побудові збудника. До другого складного завдання побудови такого збудника відноситься забезпечення малого кроку перебудови радіопередавача ПРС за частотою (100 Гц) [10].

Відомо [9], що до переваг аналогових збудників частот, які все ще застосовуються в наземних радіонавігаційних засобах, відноситься можливість отримання сигналу на обраній робочій частоті з низьким рівнем фазового шуму та висока швидкість перемикавання. Однак суттєвими недоліками такого збудника є обмежені діапазон і дискретність по частоті, а також значна кількість комбінаційних скла-

дових, що генеруються в змішувальних каскадах, і складність їх фільтрації.

Крім цього генерування сигналів збудження безпосередньо в діапазоні робочих частот ПРС обумовлює значні масові й габаритні показники збудника такого типу [11]. Таке твердження впливає з відомого виразу, що описує зв'язок резонансної частоти f_p контуру зі значенням його індуктивності L_k і ємності C_k :

$$f_p = 1 / (2\pi \sqrt{L_k C_k}) . \quad (1)$$

З виразу (1) видно, що для використання у каскадах підсилення малогабаритних контурів (малих значень індуктивності L_k і ємності C_k) необхідно забезпечити формування збудником частот суттєво вищих від діапазону робочих частот ПРС з подальшим перетворенням частоти. Такий принцип побудови збудника був реалізований майже 50 років тому і до теперішнього часу використовується у радіостанції ПАР-10, а саме збудник у складі ЦСЧ і перетворювача частоти (ПЧ). При цьому цей ЦСЧ забезпечує синтезування частот в діапазоні на 13 МГц вище діапазону робочих частот ПРС, а ПЧ перетворює діапазон частот ЦСЧ в діапазон робочих частот ПРС. Доцільно зберегти такий принцип побудови збудника і у ПРС, що будуть модернізуватися, але уточнити схемні рішення його побудови з урахуванням досягнень сучасної схемотехніки.

Аналіз робіт [5; 8], у яких викладено основні принципи побудови ЦСЧ, свідчить, що синтезатор, побудований з використанням методу прямого цифрового синтезу частот, у своєму складі, як правило, має наступні основні елементи: опорний генератор (ОГ), генератор, що управляється напругою (ГУН), елементи системи ФАПЧ та ділянки частоти.

Вихідним каскадом ЦСЧ є генератор, що управляється напругою – ГУН. Задана частота його коливань встановлюється і підтримується шляхом формування кільцем ФАПЧ напруги управління U , що подається на варикап коливального контуру ГУН, ємність якого C_θ змінюється при зміні U .

Залежність ємності C_θ варикапа для різних переходів зміни концентрації легуючої домішки в p - n переході від прикладеної зворотної напруги (напруги управління) U описується наближеною функцією [12]:

$$\frac{C_\theta(U)}{C_0} \approx \frac{1}{(1 + U/U_0)^n} , \quad (2)$$

де U_0 – пряма напруга p - n переходу (для кремнієвого варикапа приблизно 0,55 В);

C_0 – ємність варикапа при $U = 0$;

n – показник, що характеризує величину градієнта концентрації легуючої домішки в p - n переході.

Для переходів з лінійною змінною концентрації $n \approx 0,33$. Для різких переходів $n \approx 0,5$, а для переходів зі ступінчастим легуванням n може досягати ≈ 2 .

З виразу (2) видно, що зі зростанням прикладеної зворотної напруги U ємність варикапа C_θ нелінійно зменшується. При цьому швидкість такої зміни залежить від показника n (типу варикапа). Однак на практиці при визначенні можливого діапазону перебудови ГУН $\Delta f_{\text{гун}}$ за допомогою варикапа достатньо знати можливий діапазон зміни ємності варикапа, що використовується в контурі.

Дійсно, діапазон перебудови ГУН $\Delta f_{\text{гун}}$ при фіксованому значенні індуктивності L_k коливального контуру буде залежати від діапазону можливої зміни ємності варикапа – від співвідношення максимальних C_{max} і мінімальних C_{min} значень динамічної ємності варикапа. Таку залежність згідно з виразом (1) можна представити виразом:

$$\Delta f_{\text{гун}} = f_n (1 - \sqrt{C_{\text{min}}/C_{\text{max}}}) , \quad (3)$$

де f_n – початкове (мінімальне) значення діапазону частот ГУН.

Для забезпечення необхідного діапазону перебудови частот передавача ПРС [10] $\Delta f_{\text{прс}} = 1600$ кГц потрібно забезпечити аналогічне значення діапазону перебудови ГУН $\Delta f_{\text{гун}}$. Згідно з виразом (3) з урахуванням, що $\Delta f_{\text{прс}} = \Delta f_{\text{гун}} = 1600$ кГц, початкове (мінімальне) значення діапазону частот ГУН повинно відповідати умові:

$$f_n \geq \frac{\Delta f_{\text{гун}}}{1 - \sqrt{C_{\text{min}}/C_{\text{max}}}} . \quad (4)$$

Аналіз технічних характеристик варикапів [13] показує, що у якості динамічної ємності контуру ГУН можна запропонувати варикап KB128AK, у якого значення коефіцієнту перекриття по ємності дорівнює 1,9.

Тоді відповідно до виразу (4) отримаємо, що початкове (мінімальне) значення діапазону частот перебудови ГУН f_n повинно бути не менше ніж 5,83 МГц.

Для забезпечення такого значення f_n ГУН згідно з виразом (1) необхідно в контурі використовувати індуктивність L_k , значення якої відповідало б умовам:

$$L_k \leq \frac{1}{(2\pi f_n)^2 C_{\text{max}}} . \quad (5)$$

Для значень $C_{\text{max}} \approx 25$ пФ та $f_n \approx 5,83$ МГц

відповідно до (5) отримаємо: $L_k \leq 29,81 \text{ мкГн}$, тобто для зменшення габаритних розмірів контуру ГУН необхідно виконати умову – $f_n > 5,83 \text{ МГц}$.

З метою спрощення структурно-функціональної побудови ЦСЧ і ПЧ у складі ЦСЧ доцільно використати опорний генератор (ОГ), частота якого стабілізується кварцом, і відповідає умові $f_{ог} \geq 11 \text{ МГц}$. Її виконання надає можливість спростити схему побудови дільника частоти ГУН з дробово-змінним коефіцієнтом ділення.

Таким умовам відповідають прецизійні кварцові генератори (КГ) типу ГК118-ТС, які випускаються зі стандартними частотами 10.0, 12.8, 13.0, 16.0, 20.0 або 25.0 МГц [14].

У якості ОГ у ЦСЧ ПРС пропонується використовувати КГ типу ГК118-ТС з частотою 16 МГц. При цьому необхідно забезпечити можливість перебудови ГУН у діапазоні частот 16150-17750 кГц. Для цього відповідно до виразу (5) в контурі ГУН необхідно використовувати індуктивність наступного значення $L_k \approx 3,88 \text{ мкГн}$. Це дозволить просто вирішувати завдання перетворення діапазону частот ЦСЧ (ГУН) в робочий діапазон ПРС 150-1750 кГц при змішуванні у змішувачі ПЧ сигналу ОГ (гетеродинного сигналу) з сигналом від ГУН. Особливості побудови збудника, що пропонується, розглянемо по схемі, наведеній на рис. 1.

Рис. 1. Структурна схема збудника (варіант)
Джерело: розроблено авторами за даними [10; 12].

Стабільність частоти такого ЦСЧ визначається стабільністю частоти ОГ, стабілізованого кварцом, і має значення $1 \cdot 10^{-8}$ [14]. Ця стабільність визначає стабільність частоти збудника і привідної радіостанції у цілому.

Робота ЦСЧ базується на використанні фазового автоматичного підстроювання частоти ГУН з використанням дільника частоти з дробово-змінним коефіцієнтом ділення (ДЗДКД) та імпульсного фазового детектора (ІФД). Застосування такого ді-

льника дозволяє використовувати на вході ІФД частоту порівняння $f_{np} \approx 10 \text{ кГц}$, яка є кратною і суттєво вищою за дискретність встановлення робочих частот ПРС $f_0 = 100 \text{ Гц}$.

Виконання умови $f_{np} = 100 f_0$ забезпечує зменшення фазового шуму і збільшення швидкості перебудови синтезатора. Основний недолік техніки дробового ділення [5; 8] – підвищений зміст негармонійних спектральних складових через фазові помилки, властиві механізму дробового ділення. Принципи побудови такого дільника і шляхи його реалізації у модернізованому радіопередавачі ПРС розглядаються нижче.

Початковим для роботи синтезатора є сигнал ОГ – кварцового генератора типу ГК118-ТС, налаштованого на частоту 16 МГц. Сигнал ОГ подається на формувач імпульсів (прямокутних) ФІ-1 у складі ЦСЧ і на опорний вхід змішувача (ЗМ) у складі ПЧ. З виходу ФІ-1 імпульсний сигнал з частотою повторення 16 МГц надходить до дільника опорної частоти (ДОЧ) з фіксованим коефіцієнтом ділення на 1600. З виходу ДОЧ імпульсний сигнал з частотою повторення $f_0 = 10 \text{ кГц}$ надходить на опорний вхід ІФД і слугує сигналом опорної частоти кільця ФАПЧ. На робочий вхід ІФД подається сигнал від ГУН, що понижений у ДДЗКД до частоти порівняння $f_{np} \approx 10 \text{ кГц}$. До цього сигнал ГУН попередньо перетворюється формувачем ФІ-2 у прямокутні імпульси і вже потім надходить до ДДЗКД.

Сформулюймо принцип отримання у ДДЗКД дробово-змінного коефіцієнту ділення частоти вхідних імпульсів від ГУН. Перед цим зазначимо, що значення змінного цілочислового коефіцієнта ділення N визначається опорною частотою $f_0 = 10 \text{ кГц}$ надходження імпульсів ДОЧ на опорному вході ІФД і залежить від вибраної з кроком 10 кГц частоти настроювання ЦСЧ:

$$N = f_{цсч} / f_0. \quad (6)$$

Так, наприклад, для настроювання синтезатора на частоту $f_{цсч} = 16850 \text{ кГц}$ відповідно до (6) необхідно мати значення змінного цілочислового коефіцієнта ділення $N = 1685$, а для частоти $f_{цсч} = 17250 \text{ кГц}$ він має дорівнювати 1725. Таким чином, у випадку забезпечення ДДЗКД тільки значень змінного цілочислового коефіцієнта ділення N синтезатор можливо перебудовувати за частотою тільки з дискретністю 10 кГц. Це не відповідає вимогам, що висуваються у [10].

Встановивши порядок отримання змінного цілочислового коефіцієнта ділення N далі розглянемо принцип, що може бути запропонований для отримання дробово-змінного коефіцієнта ділення

частоти вхідних імпульсів у ДДЗКД. Він полягає в наступному [15; 16]. Якщо припустити, що в десяти циклах ділення цілочисловий коефіцієнт ділення N встановлюватиметься $(10-n)$ разів, а коефіцієнт $(N+1)n$ разів, то значення середнього коефіцієнта ділення $N_{сер}$ можна визначити за формулою:

$$N_{сер} = \frac{N(10-n) + (N+1)n}{10} = N + \frac{n}{10}. \quad (7)$$

В цьому випадку для настроювання синтезатора на частоту $f_{уч} = 16855$ кГц ($n = 5$) відповідно до (7) необхідно мати значення середнього змінного коефіцієнта ділення $N_{сер} = 1685,5$, а для частоти $f_{уч} = 17252$ кГц ($n = 2$) $N_{сер} = 1725,2$. Тобто у першому випадку значення $N_{сер}$ отримано за 10 циклів шляхом використання 5 разів коефіцієнту ділення N і 5 разів коефіцієнту $N+1$, а у другому випадку – 2 рази коефіцієнту N і 8 разів коефіцієнту $N+1$.

Аналогічно можна отримати соті значення коефіцієнту ділення. Таку операцію можна провести за 100 циклів – 10 “великих” циклів по 10 “малих” циклів ділення. У цьому випадку значення середнього змінного коефіцієнта ділення $N_{сер}$ визначатиметься за формулою:

$$N_{сер} = \frac{[N(10-n) + (N+1)n](10-n_1)}{100} + \frac{\{N[10-(n+1)] + (N+1)(n+1)\}n_1}{100}. \quad (8)$$

З виразу (8) видно, що в “малих” циклах $(10-n)$ разів встановлюватиметься коефіцієнт ділення частоти ГУН N і n разів – коефіцієнт ділення $N+1$, а у “великих” циклах – $(10-n_1)$ разів встановлюватиметься коефіцієнт ділення частоти ГУН “малих” циклів n та разів коефіцієнт $(n+1)$. Виконавши в чисельниках виразу (8) перемноження і скорочення отримаємо:

$$N_{сер} = N + \frac{n}{10} + \frac{n_1}{100}. \quad (9)$$

У випадку необхідності настроювання синтезатора на частоту $f_{уч} = 16855,3$ кГц ($n = 5$, $n_1 = 3$) необхідно відповідно до (9) мати значення дробово-змінного коефіцієнта ділення $N_{сер} = 1685,53$, а для частоти $f_{уч} = 17252,6$ кГц ($n = 2$, $n_1 = 6$) значення $N_{сер}$ повинно дорівнювати 1725,26. Тобто для перестроювання синтезатора з дискретністю 100 Гц коефіцієнти ділення повинні мати значення з десятими і сотими частками одиниці.

Відповідно до виразів (7) і (9) ДДЗКД (рис. 1) можна представити у вигляді послідовно сполуче-

них двох дільників – дільника із змінним цілочисловим коефіцієнтом ділення (ДЗЦКД) і дільника зі змінним дробовим коефіцієнтом ділення (ДЗДКД). При цьому дільник ДЗЦКД забезпечує ділення частоти вихідних імпульсів формувача ФІ-2, а дільник ДЗДКД – вихідних імпульсів ДЗЦКД. Крім цього до складу ДЗДКД повинен входити управляючий пристрій, якій для отримання дробових значень середнього коефіцієнта ділення $N_{сер}$ по заданим значенням n і n_1 визначає для ДЗЦКД циклічну послідовність зміни коефіцієнту ділення N на коефіцієнт $N+1$ і навпаки згідно з алгоритмом (8). Так для $n = 5$, $n_1 = 3$ відповідно до виразу (8) маємо, що для отримання дробових значень середнього коефіцієнта ділення 0,53 необхідно за 10 “великих” циклів по 10 “малих” циклів коефіцієнт ділення $N+1$ встановлювати усього 53 рази і 47 разів – коефіцієнт N .

Для отримання цілочислових чотиризначних коефіцієнтів ділення в діапазоні 1615-1775 у складі ДЗЦКД необхідно мати лічильник декадної побудови, що підсумовує. Крім цього до складу ДЗЦКД повинні входити схеми управління роботою цього лічильника відповідно до значення заданого коефіцієнта ділення N . Набір параметрів заданого коефіцієнта ділення N , n і n_1 задається пристроєм набору частоти (ПНЧ), який забезпечує перетворення запису заданої частоти настроювання передавача ПРС (наприклад, 1432,6 кГц) у відповідні значення цілочислового коефіцієнту ділення $N = 1743$ та дробових значень параметрів коефіцієнту ділення частоти $n = 2$ та $n_1 = 6$.

Таким чином, для отримання дробових значень середнього коефіцієнта ділення ДЗДКД повинен видавати з відповідною дискретністю команди для ДЗЦКД та змінювати коефіцієнт ділення N на коефіцієнт $N+1$ і навпаки. До складу ДЗДКД крім пристрою, управляючого роботою ДЗЦКД щодо забезпечення циклічної зміни коефіцієнтів ділення N на $N+1$ і навпаки, входять два послідовно сполучених декадних лічильника. Вони підраховують по 10 (“мали” цикли) і по 100 (“великі” цикли) вихідних імпульсів дільника ДЗЦКД, і забезпечують роботу управляючого пристрою щодо фіксації та використання результатів підрахунку n імпульсів “малих” циклів та n_1 імпульсів “великих” циклів підрахунку.

Таким чином, цикли підрахунку декад десятих і сотих часток коефіцієнту ділення повинні здійснюватися у ДЗДКД відповідно за 100 циклів підрахунку вихідних імпульсів дільника ДЗЦКД за алгоритмом (8).

З виходу ДЗЦКД імпульсний сигнал з частотою повторення приблизно 10 кГц подається на комутуючий вхід ІФД (рис. 1). На його опорний вхід надходять імпульси ДОЧ з частотою повторення 10 кГц.

Імпульсно-фазовий детектор пропонується будувати за принципом “вибірка-запам'ятовування”. Такий принцип побудови ІФД [17–18] забезпечує виконання жорстких вимог щодо пригнічення гармонік частоти сигналу опорного генератора. Принцип побудови ІФД спрощено відображає структурна схема, що наведена на рис. 2, а. Він складається з формувача комутуючих імпульсів (ФКІ), генератора пилоподібної напруги (ГПН), електронного ключа (ЕК), пристрою, що запам'ятовує (ЗП) – конденсатора та буферного каскаду (БфК).

На рис. 2, б наведені часові діаграми, що пояснюють роботу ІФД. Імпульсний сигнал $U_{\text{доп}}$ від ДОЧ з частотою повторення 10 кГц подається на вхід ГПН. Вихідні імпульси ДЗЦКД частотою $10 \pm \Delta f$ кГц подаються на ФКІ, якій забезпечує їх нормування за тривалістю. Принцип побудови ІФД “вибірка-запам'ятовування” базується на наступному. Часовий інтервал Δt між парою найближчих імпульсів ДОЧ і ФКІ є пропорційним поточній різниці фаз $\Delta\varphi$ ($\Delta t \equiv \Delta\varphi$) перших гармонік вихідних імпульсних сигналів ДОЧ і ДЗЦКД. Тому ця різниця фаз $\Delta\varphi$ характеризує величину частотного розстроювання

$$\Delta f_p \quad \text{ГУН:}$$

$$\Delta\varphi(t) = 2\pi \Delta f_p t = 2\pi (f_{np} - f_o) t, \text{ де } f_{np} \text{ і } f_o - \text{відповідно частоти надходження імпульсів ДЗКД і ДОЧ на робочому і опорному входах ІФД.}$$

Рис. 2. Структурна схема та ілюстрація роботи ІФД
Джерело: [17, С. 22].

Для усунення цього частотного розстроювання необхідно сформувати управляючу напругу, що є пропорційною різниці фаз $\Delta\varphi: U_y \equiv \Delta\varphi$. Таке завдання пропонується вирішувати елементами ІФД наступним чином.

Послідовність імпульсів ДОЧ надходить на стартовий вхід ГПН і визначає період формування пилоподібних імпульсів напруги. Послідовність імпульсів ФКІ подається на комутуючий вхід ГПН і на електронний ключ. У момент приходу імпульсів

ФКІ напруга ГПН фіксується і одночасно відкривається ЕК. Зафіксована напруга ГПН подається на ЗП і фіксується (запам'ятовується) до наступного моменту відкриття ЕК – до приходу наступного імпульсу ФКІ. Вихідний каскад БфК перетворює великий опір ЗП (можливо одиниці МОм) в малий вихідний опір ІФД (одиниці кОм або менше).

Оскільки періодичність надходження імпульсів ФКІ відповідає періодичності надходження імпульсів ДЗЦКД, тобто імпульсів з частотою циклічного ділення входних імпульсів на N або на $N+1$, то на виході ІФД у сталому режимі отримаємо пульсуючу напругу постійного струму. Тому у подальшому необхідно виконати усереднення цієї напруги. Після такого усереднення напруга відповідатиме дробовому значенню середнього коефіцієнта ділення (8). Таке усереднення вихідної напруги ІФД U_{zn} (рис. 2, б) виконується наступними елементами ЦСЧ (рис. 1), а саме, з виходу ІФД пульсуюча напруга постійного струму, у середньому пропорційна величині і знаку розстроювання, через фільтр нижніх частот (ФНЧ) подається на вхід ГУН, підстроюючи його частоту під опорну частоту f_0 , помножену на коефіцієнт ділення ДДЗКД. Беручи це до відома поточне значення вихідної частоти ГУН можна описати виразом:

$$f_{zyn} = f_o \cdot N_{cp} = f_o \cdot \left(N + \frac{n}{10} + \frac{n_1}{100} \right). \quad (10)$$

Вихідна напруга ФНЧ подається на варикапи коливального контуру ГУН і забезпечує його настроювання на частоту (10) у діапазоні 16150–17750 кГц.

Працездатність синтезатора можна оцінювати по наявності напруги на виході ГПН і комутуючих імпульсів на виході ФКІ, а також на виході ІФД (на виході БфК, рис. 2, а). Для контролю наявності або відсутності цих сигналів у складі ЦСЧ повинні бути відповідні функціональні каскади і елементи контролю, що забезпечують світлову сигналізацію працездатності синтезатора.

Перетворення частот може здійснюватися наступним чином. Сигнал на заданій частоті діапазону синтезатора з виходу ГУН (рис. 1) подається на сигнальний вхід змішувача частоти ЗМ. На його опорний вхід подається сигнал від ОГ частотою 16 МГц через атенуатор АРП, якій забезпечує нормування амплітуди опорного сигналу для змішувача ЗМ.

Сигнал різницевої частоти з виходу ЗМ посилюється підсилювачем ПСРЧ і подається на подальші каскади підсилення передавача ПРС. Для забезпечення стабілізації амплітуди вихідного сигналу в ПЧ передбачений датчик АРП. Незначна частка вихідної напруги різницевої частоти з ПСРЧ подається до Дч. АРП, де відбувається його детектування і посилення. З виходу Дч. АРП управляючий сиг-

нал, що є пропорційний амплітуді вихідного сигналу, надходить на Ат. АРП, змінюючи величину амплітуди вхідного опорного сигналу 16 МГц, а отже і величину вихідного сигналу перетворювача частоти (збудника).

Висновки

1. У статті запропоновано та обґрунтовано варіант побудови збудника привідної радіостанції, яка працює у діапазоні низьких і середніх частот (LF/MF), до складу якого входять цифровий синтезатор частот декаметрового діапазону хвиль і пере-

творювач частот синтезатора у діапазон робочих частот привідної радіостанції.

2. Розглянуто та обґрунтовано алгоритм отримання дробового коефіцієнту ділення частоти.

3. Запропоновано схему побудови імпульсного фазового детектора у кільці фазового автоматичного підстроювання частоти цифрового синтезатора частоти.

4. Одним з шляхів покращення характеристик цифрового синтезатора частоти, варіант побудови якого розглянуто, можна вважати застосування багатопетльової ФАПЧ.

Список літератури

1. Кутомірна радіонавігаційна система "ПАР-АРК" на основі використання широкосмугових сигналів / В.А. Дорошук, О.П. Кулик, О.В. Нікітін, І.В. Тітов // Збірник наукових праць Харківського національного університету Повітряних Сил. – 2010. – № 3(25). – С. 47-50.
2. Чернятьєв А.В. Методика оцінки впливу системи радіонавігаційного забезпечення польотів авіації на результати виконання завдання за призначенням / А.В. Чернятьєв, О.П. Кулик // Системи обробки інформації. – 2006. – № 9(58). – С. 85-88.
3. Нізієнко Б.І. Аспекти удосконалення системи управління протиповітряною обороною України / Б.І. Нізієнко, С.А. Юхновський, С.А. Макаров // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – 2017. – № 1(26). – С. 17-20. <https://doi.org/10.30748/ntps.2017.26.03>.
4. Романов К.С. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот: монография / С.К. Романов, Н.М. Тихомиров, А.В. Леньшин. – М.: Радио и связь, 2010. – 328 с.
5. Кузменков А.С. Обзорный анализ современных архитектур синтезаторов частот с ФАПЧ / А.С. Кузменков, А.Е. Поляков, Л.В. Стрыгин // Труды Московского физико-технического института. – 2013. – № 3(5). – С. 121-133.
6. Jouko V. Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications: dissertation for the degree of Doctor of Science in Technology [Електронний ресурс] / Vankka Jouko. – Helsinki, 2000. – 193 p. – Режим доступу: <http://lib.tkk.fi/Diss/2000/isbn9512253186/isbn9512253186.pdf>.
7. Leitner S. Design Techniques for Direct Digital Synthesis Circuits with Improved Frequency Accuracy over Wide Frequency Ranges [Електронний ресурс] / S. Leitner, H. Wang, S. Tragoudas // Journal of Circuits, Systems and Computers. – 2017. – № 2. – Режим доступу: <https://core.ac.uk/download/pdf/60590776.pdf>.
8. Ченакин А. Частотный синтез: Текущие решения и новые тенденции [Електронний ресурс] / А. Ченакин // Microwave Journal. – 2007. – С. 256-266. – Режим доступу: <http://masters.donntu.org/2010/fkita/danilenko/library/article11.htm>.
9. Владинов В.Л. Средства и системы радионавигационного обеспечения летательных аппаратов / В.Л. Владинов, В.В. Ковалёв, Н.Н. Хмуров. – М.: Воениздат, 1990. – 472 с.
10. Військовий стандарт на загальні технічні вимоги 01.211.002. (Видання 1). Привідні аеродромні радіостанції. Загальні технічні вимоги. – К.: МОУ, 2016. – 26 с.
11. Радиостанция ПАР-8СС. Техническое описание и инструкция по эксплуатации. УЭ1.2412.013. ТО. – 1980. – 246 с.
12. Викулин И.М. Физика полупроводниковых приборов / И.М. Викулин, В.И. Стафеев. – М.: РиС, 1990. – 262 с.
13. Лавриненко В.Ю. Справочник по полупроводниковым приборам / В.Ю. Лавриненко. – К.: Техніка, 1984. – 424 с.
14. Вороховский Я. Высокостабильные маломощные кварцевые генераторы / Я. Вороховский, В. Ильичёв // Компоненты и технологии. – 2005. – № 8. – С. 48-55.
15. Широкополосные синтезаторы частот от Maxim [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://www.compel.ru/lib/75790>.
16. Куля Б.М. Авиационные радиопередающие устройства / Б.М. Куля. – К.: Киевское ВВАИУ, 1987. – 448 с.
17. Карякин В. Фазовый детектор импульсной системы ФАПЧ / В. Карякин, И. Золотарев. – М.: Радио, 1986. – 22 с.
18. Шахтарин Б.И. Анализ синтезатора частот с дробно-переменным коэффициентом деления делителя [Електронний ресурс] / Б.И. Шахтарин, Е.Г. Качармина, В.В. Вельтищев // Научный Вестник Московского государственного университета гражданской авиации. – 2018. – № 2(21). – С. 122- 131. – Режим доступу: <https://avia.mstuca.ru/jour/article/view/1227/1064#>.

Надійшла до редколегії 07.04.2021

Схвалена до друку 12.05.2021

Відомості про авторів:

Рисаков Микола Данилович
кандидат технічних наук доцент
старший науковий співробітник
Харківського національного університету
Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0003-1579-7705>

Information about the authors:

Mykola Risakov
Candidate of Technical Sciences Associate Professor
Senior Research Associate
of Ivan Kozhedub Kharkiv
National Air Force University
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0003-1579-7705>

Кулик Олександр Петрович

кандидат військових наук
провідний науковий співробітник
Харківського національного університету
Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0001-7299-4794>

Oleksandr Kulyk

Candidate of Military Sciences
Lead Research
of Ivan Kozhedub Kharkiv
National Air Force University
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0001-7299-4794>

Костенко Ігор Леонідович

кандидат військових наук старший науковий співробітник
начальник науково-дослідного управління
Харківського національного університету
Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0003-4594-7727>

Igor Kostenko

Candidate of Military Sciences Senior Research
Chief of Scientific Research Department
of Ivan Kozhedub Kharkiv
National Air Force University,
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0003-4594-7727>

Мельников Ілля Сергійович

молодший науковий співробітник
Харківського національного університету
Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0001-5258-5854>

Ilya Melnikov

Junior Research Associate
of Ivan Kozhedub Kharkiv
National Air Force University,
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0001-5258-5854>

Беспалько Олена Валеріївна

молодший науковий співробітник
Харківського національного університету
Повітряних Сил ім. І. Кожедуба,
Харків, Україна
<https://orcid.org/0000-0002-5470-6450>

Olena Bepalko

Junior Research Associate
of Ivan Kozhedub Kharkiv
National Air Force University,
Kharkiv, Ukraine
<https://orcid.org/0000-0002-5470-6450>

ОБОСНОВАНИЕ ВАРИАНТА ПОСТРОЕНИЯ ВОЗБУДИТЕЛЯ ПРИВОДНОЙ РАДИОСТАНЦИИ

Н.Д. Рысаков, А.П. Кулик, И.Л. Костенко, И.С. Мельников, Е.В. Беспалько

В работе рассматривается один из возможных подходов к построению возбудителя приводной радиостанции в составе цифрового синтезатора частот диапазона высоких частот и преобразователя частот синтезатора в диапазон рабочих частот радиостанции. Предложена оптимальная схема построения синтезатора частот на основе фазового автоматического подстраивания частоты генератора, который управляется напряжением, под частоту кварцевого опорного генератора. Обосновываются алгоритм получения дробно - переменного коэффициента деления частоты и схема построения импульсно-фазового детектора в кольце фазового автоматического подстраивания частоты генератора, который управляется напряжением.

Ключевые слова: детектор, диапазон рабочих частот, генератор, возбудитель, колебательный контур, приводная радиостанция, цифровой синтезатор частот.

SUBSTANTIATION OF THE OPTION OF CONSTRUCTION OF THE EXCITER OF THE NON-DIRECTIONAL BEACON

M. Risakov, O. Kulyk, I. Kostenko, I. Melnikov, O. Bepalko

Non-Directional Beacon today remain effective ground-based radio navigation devices. Non-Directional Beacon together with on-board equipment – automatic radio compass allow aircraft crews to solve complex air navigation problems. Non-Directional Beacon and automatic radio compass system, which is a goniometric radio navigation system of the radio compass type, provides aircraft crews with the ability to measure the heading angle of the radio station and use this data during en-route flight, aircraft withdrawal to the airfield area and during landing approach. The current state of most ground-based radio-technical navigation aids, which include Non-Directional Beacon, is characterized by their unsatisfactory physical and moral condition, limited element base for repairs and requires their prompt modernization. One of the priority task of modernization of Non-Directional Beacon is the task of implementing digital frequency synthesis of excitation signals of the power amplifier of a radio transmitter of Non-Directional Beacon in a wide range of low and medium frequencies with a sufficiently small step (100 Hz) of the grid of operating frequencies. Taking this into account, the work substantiates one of the ways of constructing the Non-Directional Beacon exciter. It includes a digital synthesizer of frequencies of the decimeter wavelength range and a converter of the synthesizer's output frequencies to the operating range of the Non-Directional Beacon exciter. A scheme for constructing a synthesizer based on phase automatic tuning of the frequency of a voltage-controlled oscillator to the frequency of a quartz reference oscillator is proposed. The algorithms for obtaining a fractional – variable frequency division factor and a circuit for constructing a pulse-phase detector in a ring of phase automatic frequency control of a voltage-controlled generator are substantiated.

Keywords: detector, operating frequency range, generator, exciter, oscillator circuit, Non-Directional Beacon, digital frequency synthesizer.