

С.Т. БАРАСЬ, Л.В. КРУПЕЛЬНИЦЬКИЙ

Вінницький національний технічний університет

О.В. ОНИЩУК

Приватне акціонерне товариство «ВФ Україна»

ВИМІРЮВАННЯ ОПОРНОЇ ЧАСТОТИ ВУЗЬКОСМУГОВОГО РАДІОСИГНАЛУ ОБМЕЖЕНОЇ ТРИВАЛОСТІ

В роботі обґрунтовується можливість точного вимірювання опорної частоти вузькосмугового імпульсного радіосигналу за наявності у ньому перескоків фази та/або зон з повним згасанням амплітуди.

Ключові слова: вузькосмуговий радіосигнал, опорна частота, вимірювач частоти, структура.

S.T. BARAS, L.V. KRUPELNITSKYI

Vinnytsia National Technical University

O.V. ONYSCHUK

Vodafone Ukraine

MEASUREMENT OF NARROWBAND RESISTANCE FREQUENCY RADIO SIGNAL OF LIMITED DURATION

The work concerns analog-digital systems that work with radio signals emitted and received by the antenna, and these signals have a limited duration, ie are pulsed. The propagation conditions of such signals and the processes of formation of echo signals affect their amplitude, frequency and phase characteristics in such a way that they form classical narrowband signals. The operation of the system involves the determination of certain parameters of echo signals, and taking into account their pulse nature for such a definition is given a limited time interval. This means that the procedure for determining the parameters must meet the criterion of high speed, and therefore differ from the traditional, built on the use of phase-locked loop. The article is devoted to solving the problem of measuring the reference frequency of a pulsed narrowband radio signal.

By analyzing the results of experimental studies, two types of errors in measuring the reference frequency of a narrowband radio signal were identified and the causes of their occurrence were established. These errors are provoked by the peculiarities of the structure of the narrowband signal. The reason for the error of the 1st type, the absolute value of which correlates with the duration of the half-cycle of the reference frequency, is the so-called phase jumps at the point of change of the sign of the bypass. The frequency of such errors within the duration of the echo signal is generally low, although it increases with increasing signal spectrum width. Type 2 errors occur due to the appearance of zones with almost completely suppressed signal amplitude, which may be the result of intrapulse interference and/or signal attenuation. Such errors also occur more often if the spectrum width is larger.

A method for measuring the reference frequency of a narrowband pulsed radio signal is proposed, which is based on counting the number of half-cycles of the reference frequency on a time-limited measurement interval and removing from this procedure areas with completely suppressed signal amplitude. An auxiliary highly stable reference frequency is used to establish the numerical value of the reference frequency. The block diagram of the frequency meter and the algorithm of its operation are given, the implementation of which avoids these errors.

Key words: narrowband radio signal, reference frequency, frequency meter, structure.

Вступ

Прикладне розмаїття систем акусто-, гідро- та радіолокації охоплює, зокрема, і аналого-цифрові системи, які працюють в імпульсному режимі та в силу різних обставин повинні здійснювати обробку вузькосмугових радіосигналів. До прикладу можна назвати систему радіочастотного розпізнавання та ідентифікації об'єктів на місцевості за принципом «свій-чужий» та гідроакустичну систему вимірювання складових вектора швидкості надводних і підводних суден. У даній статті будемо спиратися переважно на гідроакустичний доплерівський вимірювач швидкості надводних та підводних суден, для якого в структурі імпульсного луно-сигналу визначальним інформаційним параметром є частота. Робота гідроакустичного вимірювача швидкості базується на використанні ефекту Доплера, тому точне визначення частотних зсувів забезпечує точне визначення складових вектора швидкості носія. Формування доплерівського луно-сигналу було розглянуто в низці робіт [1, 2]. Важливим результатом цих досліджень є встановлення того факту, що доплерівський луно-сигнал формується як суперпозиція парціальних сигналів з різними частотами, тобто є певною сукупністю спектральних складових, що дає підставу віднести такий сигнал до класу вузькосмугових [3, 4]. Центральна частота спектру вузькосмугового сигналу отримала назву опорної частоти. Саме її значення характеризує у співставленні з частотою випроміненого сигналу доплерівський зсув і, таким чином, дозволяє визначити швидкість носія. Серед джерел похибки вимірювання складових вектора швидкості об'єкта надводного або підводного плавання гідроакустичним лагом похибку вимірювання опорної частоти доплерівського луно-сигналу слід вважати найсуттєвішою [1]. Структура доплерівського сигналу впливає на граничні можливості стосовно вимірювання опорної частоти і, таким чином, визначає похибку доплерівського лага. У даній роботі продовжено дослідження доплерівських сигналів, а відтак і вузькосмугових сигналів взагалі, встановлено глибинні причини появи похибок вимірювання опорної частоти з урахуванням реальних фізичних моделей таких сигналів. Сформульовано шляхи уникнення установлених похибок вимірювання та наведено структуру і алгоритм роботи вимірювача опорної частоти.

Постановка задачі

Окрім вузькосмуговості ще однією специфічною характеристикою доплерівських сигналів є їх

обмежена тривалість або, іншими словами, імпульсний характер. Цей параметр є визначальним для вибору методу і пристрою визначення опорної частоти. Обмежений інтервал часу, протягом якого відбувається процедура вимірювання, не дозволяє, зокрема, застосовувати методи, що базуються на використанні допоміжних коливачів та фазового автопідстроювання частоти (ФАПЧ). Практика показала доцільність застосування методу підрахунку кількості періодів опорної частоти доплерівського сигналу на певному інтервалі вимірювання (зазвичай це проміжна частота, оскільки має місце підсилення вхідного сигналу з перетворенням частоти). Метод передбачає також використання високостабільної еталонної частоти. Серед переваг такого вибору є його практична безінерційність, тобто можливість ефективного вимірювання частоти протягом коротких інтервалів існування сигналу. Перш ніж розглянути експериментальні результати вимірювання опорної частоти охарактеризуємо сутність цього методу.

Позначимо опорну частоту радіосигналу через f_0 , період – через T_0 . Процес вимірювання синхронізується опорною частотою таким чином, що інтервал вимірювання дорівнює цілому числу N періодів частоти сигналу, який піддається вимірюванню. Цей інтервал “заповнюється” імпульсами еталонної частоти, величина якої вибирається максимально можливою. Кількість імпульсів еталонної частоти, які потрапили в інтервал вимірювання, позначимо через n , частоту їх слідування – f_e , період – T_e .

Неважко впевнитись у тому, що знаючи кількість періодів вхідної частоти N , кількість імпульсів (періодів) еталонної частоти, які потрапили в інтервал вимірювання, і частоту (період) коливачів еталонного генератора, можна визначити опорну частоту вхідного сигналу за формулою

$$f'_0 = \frac{N}{n \cdot T_e} = \frac{N \cdot f_e}{n}, \quad (1)$$

де f'_0 – опорна частота вхідного сигналу, що є результатом вимірювання (на відміну від фактичної частоти f_0).

У сформульованій постановці задачі процедура вимірювання частоти здійснюється в умовах відсутності завад, що передбачає відсутність флуктуацій моментів переходу коливачів вхідної частоти через нуль. У цьому випадку єдиним джерелом похибки, яке необхідно враховувати, є некогерентність сигналів вхідної опорної частоти і еталонної частоти – так звана одиниця рахунку або похибка дискретності згідно з [5]. Ця похибка проявляється і на початку і в кінці інтервалу вимірювання, отже, можна орієнтуватися на ситуацію, коли в середньому кількість імпульсів еталонної частоти, які зафіксував вимірювач, відрізняється від фактичної кількості на одиницю і ця похибка відповідає повному періоду T_e . Але для реальних доплерівських сигналів ця похибка є нехтовно малою. На перше місце виходять похибки, що визначаються структурою вузькосмугового сигналу. Це підтверджують результати експериментальних досліджень.

Вимірювання опорної частоти було виконано в натурних умовах. Мета експерименту полягала у тому, щоб отримати визначені вимірювачем частоти значення опорної частоти у кожному доплерівському сигналі. Зазначимо, що часова діаграма роботи доплерівського лага передбачає залежність періоду випромінювання сигналу від глибини акваторії. Для умов вказаного експерименту цей період складав декілька сотень мілісекунд. Це важливо з тієї точки зору, що через інерційність руху носія фактичні значення опорної частоти для сусідніх сигналів на інтервалі декількох сотень мілісекунд не могли суттєво відрізнятися. Для подальшого аналізу і формулювання постановки задачі нам потрібні графічні залежності визначених значень опорної частоти по кожному (один за одним) доплерівському сигналу. На рис. 1 і 2 наведені такі характерні залежності, які вибрані з усього великого масиву експериментальних даних.

В наведених графіках опорні частоти в доплерівських сигналах різні, що свідчить про різні доплерівські зсуви, тобто різні швидкості носія. На горизонтальній осі відкладені порядкові номери доплерівських сигналів, що засвідчує неперервність вимірювань. Можна цю нумерацію замінити відліками часу з інтервалом, що відповідає періоду випромінювання сигналу. Це не принципово. Графіки подані таким чином, щоб відтінити два принципово різних варіанти похибок вимірювання частоти – на рис. 1 для декількох доплерівських сигналів (3, 9) визначене значення частоти більше фактичного, а на рис. 2 для сигналів 4, і 8 визначене значення частоти менше фактичного. Зауважимо принагідно, що практична незмінність фактичної частоти (на рис. 1 вона дорівнює 32050 Гц, а на рис. 2 – 33050 Гц) витікає з об'єктивного припущення щодо незмінності швидкості носія на інтервалі у декілька секунд.

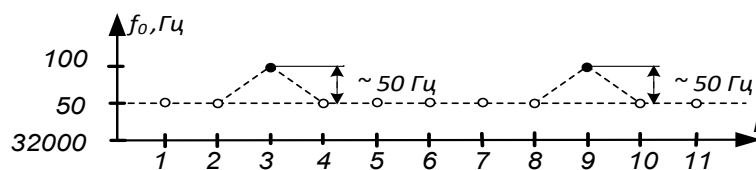


Рис. 1. Визначені значення частоти для швидкості носія 4 вузла

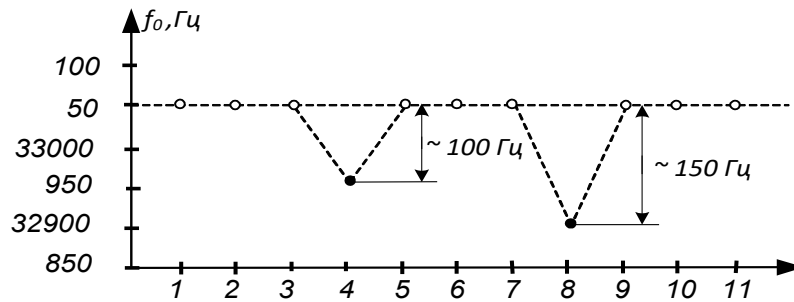


Рис. 2. Визначені значення частоти для швидкості носія 15 вузлів

Графік, наведений на рис. 1, показує, що в процесі функціонування доплерівського лага зустрічаються доплерівські сигнали, у яких визначене значення опорної частоти приблизно на 50 Гц (були випадки і на 100 Гц) більші фактичного або середнього значення. Усі похибки вимірювання тяжіли до значення 50 Гц або кратного йому. Причина цього у тому, що похибка 50 Гц відповідає для даних умов вимірювання появі одного додаткового півперіоду (збільшенню числа N на одиницю) і пропорційному збільшенню кількості імпульсів еталонної частоти n , а похибка 100 Гц – появі двох додаткових півперіодів (збільшенню числа N на два) і пропорційному збільшенню кількості імпульсів еталонної частоти n . Практично такий же результат має місце, якщо вимірювач частоти буде фіксувати незмінну кількість N , але при цьому число n зменшиться відповідно на кількість імпульсів для одного або двох півперіодів опорної частоти відповідно. Для прийнятого методу вимірювання поява додаткового півперіоду (півперіодів) опорної частоти, тобто збільшення числа N на встановленому часовому інтервалі означає збільшення частоти, а абсолютне значення похибки безпосередньо корелює з кількістю «хибних» півперіодів. Зауважимо, що абсолютне значення похибки не є незмінною величиною, а залежить від тривалості доплерівського сигналу, значення опорної та еталонної частот. Воно є постійним лише для певного режиму роботи системи.

Графік, зображений на рис. 2, ілюструє іншу ситуацію. Видно, що при вимірюванні опорної частоти в четвертому доплерівському сигналі отримано значення частоти на 100 Гц меншої від фактичної, а у восьмому сигналі – меншої на 150 Гц. Аналіз повного масиву експериментальних даних показує, що від’ємна похибка вимірювання, зазвичай, більша за абсолютним значенням, ніж додатна (див. рис. 1), але також кратна певній кількості півперіодів опорної частоти. Розрахунки показують, що такі результати є наслідком втрати певної кількості періодів (півперіодів) опорної частоти. Зменшене визначене значення опорної частоти легко пояснити формулою (1). Якщо втрачається певна кількість періодів, тобто зменшується число N , то зменшується чисельник у даній формулі, а на установленому часовому інтервалі вимірювання кількість імпульсів еталонної частоти n є незмінною (може змінитися лише за умови появи півперіоду). У цьому випадку визначене значення опорної частоти буде меншим – чим більше втрачається періодів опорної частоти (менше число N), тим більша абсолютна похибка вимірювання.

Дослідження показують, що на практиці на вимірювач частоти з виходу підсилювача надходять доплерівські сигнали, у яких можуть епізодично проявлятися одні або інші спотворення внутрішньої структури. Наслідком цього є існування похибок вимірювання опорної частоти обох видів (обох знаків). Отже, задача дослідження полягає у з’ясуванні особливостей тонкої структури доплерівських сигналів і формулюванні підходів щодо їх урахування при вимірюванні опорної частоти.

Аналіз структури вузькосмугових сигналів обмеженої тривалості

Аналіз буде прив’язаний до реальних вузькосмугових сигналів, якими є, як уже зазначалось вище, доплерівські сигнали гідроакустичного лага.

Будемо спиратись на результати досліджень, які містяться в статті [6]. Ця праця була присвячена дослідженню фізичної та математичної моделей доплерівських сигналів. Тепер необхідно дещо розширити границі досліджень і виявити об’єктивний зв’язок розглянутих вище похибок вимірювання опорної частоти з поведінкою тонкої структури сигналів.

Оскільки доплерівський сигнал $s(t)$ формується як суперпозиція парціальних сигналів, то його структура, очевидно, залежить від реальних параметрів цих елементарних луно-сигналів. В умовах роботи лага кожний елементарний луно-сигнал характеризується індивідуальною амплітудою та фазою, які визначаються особливостями розсіювальної поверхні дна, впливом ефекту Доплера та змінною відстанню, яку проходить кожен сигнал з моменту випромінювання до моменту прийому його антеною лага в межах кутів її характеристики спрямованості [7]. Для аналізу основних параметрів таких сигналів можна застосувати відомий апарат Гільберта [3], згідного з яким обвідна $A(t)$ сумарного коливання $s(t)$ визначається як модуль відповідного аналітичного сигналу:

$$A(t) = \sqrt{s_m^2(t) + \hat{s}_m^2(t)} = \sqrt{\left[\sum_{m=1}^{M(t)} A_m \sin[\Psi_m(t)] \right]^2 + \left[\sum_{m=1}^{M(t)} A_m \cos[\Psi_m(t)] \right]^2}, \quad (2)$$

де $\hat{s}_m(t)$ – спряжений вираз до $s(t)$; $A_m, \Psi_m(t)$ – амплітуда та фаза m -го елементарного луно-сигналу; $M(t)$ – кількість елементарних луно-сигналів, яка змінюється в часі і залежить від моменту прийому та тривалості кожного елементарного луно-сигналу.

Повна фаза $\Psi(t)$ сигналу $s(t)$ дорівнює аргументу аналітичного сигналу:

$$\Psi(t) = \operatorname{arctg} \frac{\hat{s}(t)}{s(t)} = \operatorname{arctg} \frac{\sum_{m=1}^{M(t)} A_m \sin[\Psi_m(t)]}{\sum_{m=1}^{M(t)} A_m \cos[\Psi_m(t)]}. \quad (3)$$

І, нарешті, миттєва частота $\omega(t)$ сигналу $s(t)$ є похідною від повної фази по часу:

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} \operatorname{arctg} \frac{\hat{s}(t)}{s(t)} = \frac{d}{dt} \operatorname{arctg} \frac{\sum_{m=1}^{M(t)} A_m \sin[\Psi_m(t)]}{\sum_{m=1}^{M(t)} A_m \cos[\Psi_m(t)]}. \quad (4)$$

В [3] зазначається, що сигнал, для якого справедливі співвідношення (2), (3) та (4), є квазігармонійним коливанням, причому миттєва частота (4) складається з опорної частоти $\omega_0 = 2\pi f_0$ та складової, що залежить від відношення квадратурної та синфазної складових вузькосмугового сигналу.

У статті [6] наведені результати комп'ютерного моделювання доплерівських сигналів. Моделювання здійснювалось за умови дотримання таких обмежень:

- об'єкт плавання рухається рівномірно та прямолінійно;
- розсіювальна ділянка дна однорідна та незмінна;
- хитавиця, інші дестабілізуючі фактори та шуми середовища відсутні;
- моделювання обмежується розповсюдженням сигналу з моменту випромінювання до моменту прийому його антеною лага.

Моделювання виконувалося для різних швидкостей носія, глибин акваторії та тривалості випроміненого сигналу. Вихідні параметри: випромінювання та прийом радіоімпульсів здійснюється по першому променю діаметрально-траверсної антенної системи лага, кут нахилу якого відносно горизонту $\alpha = 60^\circ$, ширина характеристики спрямованості $\gamma = 3^\circ$, частота заповнення випроміненого сигналу 250 кГц, швидкості носія 1, 5 та 7 м/с, глибини акваторії 10, 30, 200 м. Тривалість імпульсу випромінювання встановлюється відповідно до рекомендацій [8]. При моделюванні імітувалося декілька десятків розсіювальних елементів, які знаходились в межах озвученої ділянки дна.

На рис. 3а, б і в наведені осцилограми реальних доплерівських сигналів, отриманих в натурних умовах плавання при швидкості носія, відповідно, 1 м/с, 5 м/с та 7 м/с. Результати моделювання структури доплерівських сигналів представлені на рис. 4.

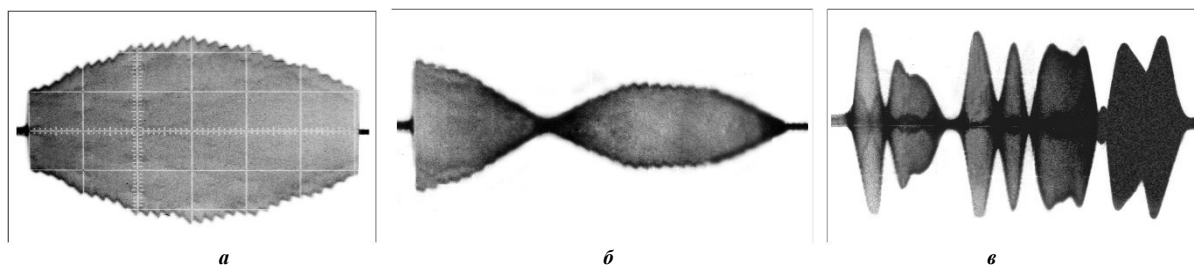


Рис. 3. Осцилограми реальних доплерівських сигналів:
а - $V_1 = 1$ м/с; б - $V_2 = 5$ м/с; в - $V_3 = 7$ м/с

Зазначаємо зовнішню схожість реальних та змодельованих сигналів, що дає підстави вважати у них тотожність і тонкої структури, тобто високочастотного заповнення. Звернемо увагу на провали амплітуди сигналу, частота яких однозначно корелює зі швидкістю носія. Таку кореляцію легко пояснити тим, що із збільшенням швидкості носія збільшуються доплерівські зсуви частоти і збільшується спектр доплерівського сигналу. Наслідком суперпозиції більшої кількості гармонік з більш віддаленими частотами є частіші зміни амплітуди обвідної, отже, і розширення її спектру.

Очевидно найбільший інтерес і необхідність ретельного аналізу представляють провали обвідної доплерівських сигналів. Розглянемо їх, збільшивши попередньо масштаб. Неминучим у таких провалах відзначаємо явище зміни знаку обвідної, яке проявляється у вигляді стрибка фази високочастотного заповнення на 180° . Таких стрибків протягом існування відбитого імпульсу (доплерівського сигналу) може бути декілька. В інших випадках зона провалу обвідної характеризується практично повним згасанням сигналу, причому ця зона інтерференції частотних складових може мати тривалість, що відповідає декільком періодам опорної частоти. Розглянемо доплерівський сигнал у зоні стрибка фази на 180° , рис. 5.

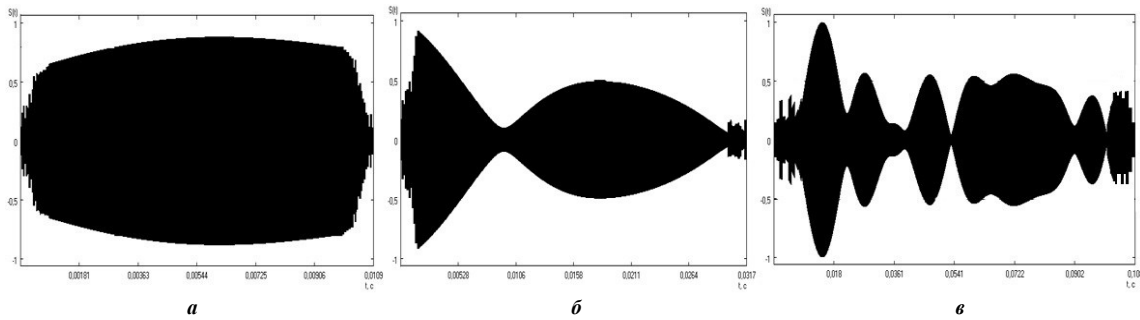


Рис. 4. Структура доплерівських сигналів, змодельованих при:
 а - $V_1 = 1$ м/с, $\tau_1 = 10$ мс; б - $V_2 = 5$ м/с, $\tau_2 = 30$ мс; в - $V_3 = 7$ м/с, $\tau_3 = 100$ мс

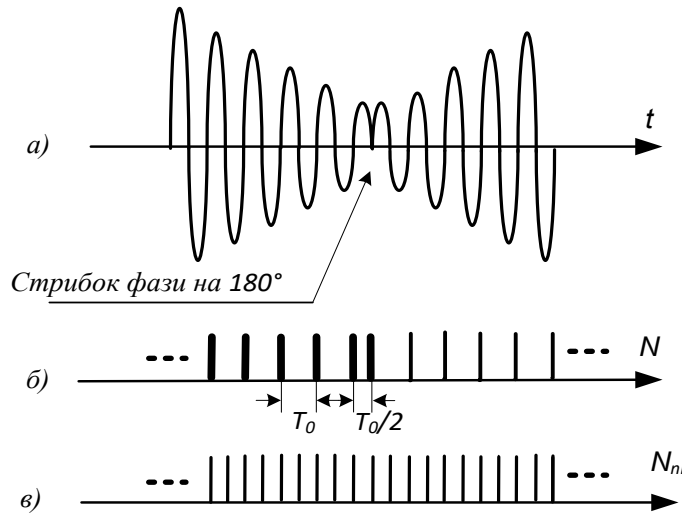


Рис. 5. Доплерівський сигнал у зоні стрибка фази

Верхній графік, рис. 5а, демонструє поступове зменшення амплітуди обвідної до точки зміни її знаку, де і спостерігається перескок фази високочастотного заповнення. На рис. 5б наведена послідовність імпульсів N , формування яких прив'язане до переходів високочастотного заповнення через нуль з від'ємної в додатну область. Це той самий параметр, який фігурує у формулі (1). З рисунка видно, що стрибок фази приводить до формування імпульсу, який на відміну від усіх інших відображає півперіодний інтервал. Саме така ситуація в контексті прийнятого алгоритму роботи вимірювача опорної частоти приводить до виникнення похибок першого виду (див. рис. 1). Розв'язання питання у напрямку уникнення такого виду похибок очевидне. Необхідно формувати замість імпульсів N імпульси N_{π} , які відображають кількість півперіодів опорної частоти. За цієї умови перескоки фази не впливають на значення N_{π} , але розрахункова формула (1) дещо зміниться

$$f'_0 = \frac{N_{\pi}}{2 \cdot n \cdot T_e} = \frac{N_{\pi} \cdot f_e}{2 \cdot n} \tag{5}$$

Визначення кількості імпульсів еталонної частоти n необхідно здійснювати протягом існування півперіодів опорної частоти. Якщо орієнтуватися на рис. 5, то імпульси еталонної частоти повинні безперервно формуватися протягом усього інтервалу вимірювання.

На рис. 6 наведено фрагмент сигналу у зоні повного згасання його амплітуди.

Рис. 6а – це відтворення провалу обвідної доплерівського сигналу, що спостерігається при збільшенні швидкості носія (див. рис. 3в). Саме для такого типу сигналів визначення опорної частоти супроводжується похибками, про що красномовно свідчать результати експериментальних досліджень [1]. Існуючий алгоритм вимірювання опорної частоти, як відомо, передбачає визначення кількості періодів N , що уміщуються на інтервалі вимірювання. Це демонструє рис. 6б, на якому спостерігається відсутність таких імпульсів у межах «зони згасання сигналу». Якщо при цьому високочастотні імпульси n формуються безперервно, то результатом вимірювання опорної частоти буде її занижене значення, тобто похибка другого виду (див. рис. 2).

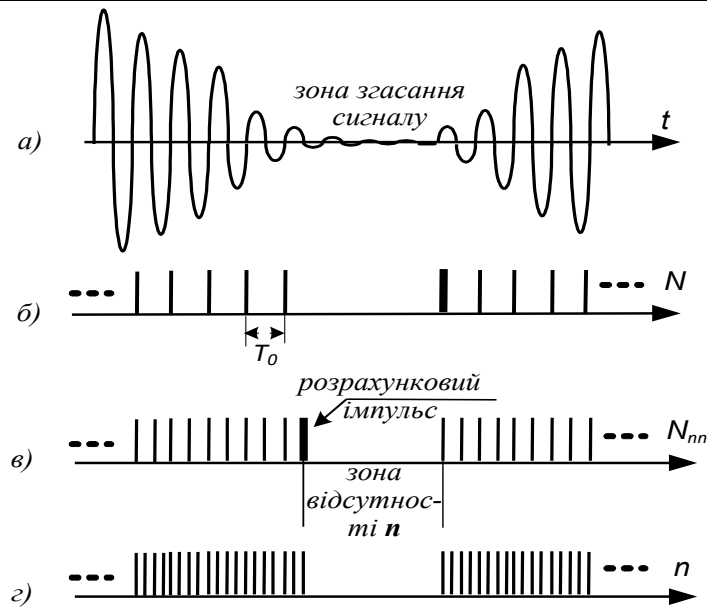


Рис. 6. Доплерівський сигнал у зоні згасання

Розв'язання цієї проблеми можна побачити на рис. 6в і 6г. Першим кроком у цьому напрямку є перехід на визначення замість періодів кількості півперіодів N_{π} , про що вже зазначалось вище. Наступним кроком є безперервний підрахунок кількості високочастотних імпульсів у межах кожного півперіоду опорної частоти n_{π} . Це потрібно для того, щоб сформувати так званий «розрахунковий імпульс», якщо через згасання сигналу формування реального імпульсу не відбудеться. Така процедура базується на попередньому розрахунку критичного значення числа n_{π} , яке повинне відповідати найнижчій можливій опорній частоті $f_{0i} = 1/T_{0i}$, що визначається призначенням системи:

$$n_{\pi} = \frac{f_e}{2 \cdot f_{0i}} \quad (6)$$

Принагідно зазначимо, що подібне технічне рішення може дещо вплинути на результат вимірювання опорної частоти, але цей вплив є незначним. Ступінь впливу залежить від точності встановлення прогнозованої частоти f_{0i} .

Таким чином, «розрахунковий імпульс» повинен бути сформований примусово у тих випадках, коли наявне згасання сигналу не дозволяє його сформувати у момент фактичного завершення півперіоду. Одночасно з формуванням «розрахункового імпульсу» необхідно заблокувати формування високочастотних імпульсів n , що демонструє рис. 6г. Відновлення формування високочастотних імпульсів збігається з появою чергового імпульсу N_{π} , що також видно з рис. 6г. З рис. 6 видно, що «зона відсутності n » практично відповідає положенню і тривалості «зони згасання сигналу».

Аналіз реальних вузькосмугових сигналів, їх математичної моделі та фізичних моделей, отриманих в результаті комп'ютерного моделювання, показав, що в цілому вузькосмуговий радіосигнал імпульсного виду характеризується двома видами зон: зоною з достатньо великим значенням амплітуди і зоною згасання сигналу. У першій з них не спостерігається проблем з визначенням опорної частоти. У другій така проблема є. Ця проблема пов'язана або з ефектом перескоку фази або/та з повною відсутністю сигналу. Саме такі проблемні часові інтервали (ділянки) безпосередньо впливають на точність визначення опорної частоти у межах цілісного радіосигналу. Перехід на алгоритм роботи з півперіодами опорної частоти разом з процедурою селекції «зони згасання сигналу» дозволяє уникнути похибок вимірювання частоти, пов'язаних з особливостями тонкої структури вузькосмугового сигналу.

Структура вимірювача частоти

Проведені дослідження дають можливість синтезувати апаратну реалізацію алгоритму визначення опорної частоти вузькосмугового сигналу обмеженої тривалості. Структурна схема вимірювача частоти наведена на рис. 7.

Процедура підготовки до вимірювання опорної частоти завершується перетворенням попередньо підсиленого і відфільтрованого вхідного вузькосмугового сигналу імпульсного виду в сигнал типу «меандр». Це забезпечує підсилювач-обмежувач 1. «Меандр» надходить одночасно на формувачі 2 і 3, на виходах яких створюються короткі імпульси, прив'язані до додатного та від'ємного перепадів «меандру» відповідно. Суматор 4 об'єднує отримані послідовності в єдину послідовність, яка фактично відображає границі півперіодів опорної частоти. Кількість імпульсів цієї послідовності N'_{π} у загальному випадку не дорівнює числу, яке повинне використовуватися у формулі (5) для розрахунку опорної частоти.

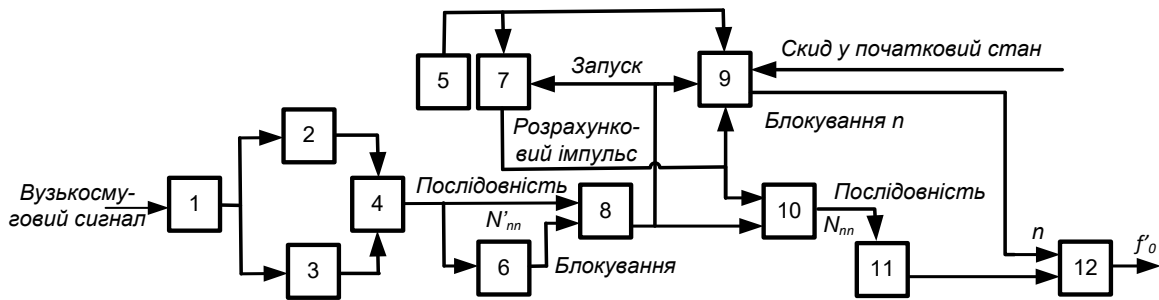


Рис. 7. Структурна схема вимірювача опорної частоти вузькосмугового імпульсного радіосигналу:

- 1 – підсилювач-обмежувач вхідного сигналу; 2 – формувач коротких імпульсів по додатному перепаду;
- 3 – формувач коротких імпульсів по від’ємному перепаду; 4 – суматор імпульсів;
- 5 – задавальний генератор еталонної частоти f_e ; 6 – формувач імпульсів блокування тривалістю $T_0/4$;
- 7 – лічильник n_{π} ; 8 – схема збігу «І»; 9 – лічильник n ; 10 – схема «АБО»; 11 – лічильник N_{π} ;
- 12 – обчислювальний модуль

У випадку перескоку фази, про що зазначалось вище, може сформуватися додатковий імпульс в послідовності N'_{π} , момент появи якого зміщений у бік запізнення на дуже короткий інтервал часу. Фактично такий імпульс може бути спровокований перепадом напруги іншого (протилежного по відношенню до попереднього) знаку, причому цей перепад є наслідком перескоку фази вхідного сигналу. Очевидно, що такого типу імпульси повинні бути вилучені з послідовності і не впливати на остаточне значення N_{π} , що використовується в розрахунках. З цією метою в пристрій введено формувач імпульсів блокування тривалістю $T_0/4$ 6, який працює у режимі мультівібратора з очікуванням. Імпульс зазначеної тривалості має полярність, яка є блокувальною для схеми збігу 8. Це означає, що сформований додатковий імпульс буде заблокований і на виході схеми збігу «І» 8 його не буде. Якщо ж такого типу імпульси не формуються і їх нема у складі послідовності на виході суматора 4, то формувач 6 ніяк не впливає на роботу вимірювача.

У структуру вимірювача частоти введено два лічильники 7 і 9. Лічильник n 9 визначає кількість імпульсів еталонної частоти n , яка в подальшому використовується в розрахунках (5). Ємність лічильника n повинна бути більшою кількості імпульсів n для найбільшого інтервалу вимірювання. Цей лічильник установлюється в нульовий (початковий) стан імпульсом скиду, який надходить синхронно з випроміненим черговим радіоімпульсом. Запускається він першим імпульсом скоригованої послідовності N'_{π} (тобто з виходу схеми 8), виконує з цього моменту підрахунок еталонних імпульсів і не реагує на наступні імпульси з виходу схеми 8 до тих пір, поки не буде заблокований розрахунковим імпульсом. Відновлення підрахунку цим лічильником відбувається з появою після розрахункового імпульсу наступного за ним, що подається на запуск. Отже, в підсумку лічильник 9 виконає підрахунок тих імпульсів еталонної частоти, які в часі збігаються з «активними» півперіодами опорної частоти. Еталонні імпульси формуються задавальним генератором 5 еталонної частоти f_e .

Призначення лічильника n_{π} 7 інше. Він забезпечує формування розрахункового імпульсу. Відтак і дещо інший принцип його роботи. Лічильник n_{π} характеризується модулем лічби $K_{\pi} = n_{\pi}$, тобто він повертається у початковий стан після надходження еталонних імпульсів, кількість яких становить n_{π} . Цей лічильник «стартує» завжди з моменту подачі імпульсу запуску з виходу схеми 8 незалежно від стану, у якому він знаходиться. Часове положення розрахункового імпульсу, як видно з формули (6), не повинне передувати положенню істинного імпульсу, що прив'язаний до границі чергового півперіоду. Отже, тільки при формуванні розрахункового імпульсу лічильник 7 завершить повний підрахунок еталонних імпульсів відповідно до своєї ємності і одночасно з появою розрахункового імпульсу повернеться в початковий стан. Підрахунок імпульсів цим лічильником відновиться як тільки надійде черговий імпульс на його запуск зі схеми 8. З принципу роботи видно, що призначення цього лічильника у більш широкому розумінні – уникнення похибок другого типу (див. рис. 2). Для цього недостатньо лише сформувати розрахунковий імпульс замість істинної границі чергового півперіоду і ввести його в послідовність N'_{π} . Потрібно також заблокувати підрахунок імпульсів еталонної частоти лічильником n 9 на часовому інтервалі від розрахункового імпульсу до чергового (першого) імпульсу послідовності з виходу схеми 8, що з'явиться після імпульсу розрахункового. На схемі, рис. 7, ця дія показана подачею розрахункового імпульсу на лічильник 9 (зв'язок «Блокування n »).

Схема «АБО» 10 виконує функцію об'єднання скоригованої послідовності імпульсів N'_{π} і розрахункових імпульсів. За допомогою цієї схеми розрахункові імпульси фактично вводяться у послідовність N'_{π} , у результаті чого створюється послідовність N_{π} , яка підраховується лічильником N_{π} 11 і їх число вводиться разом з числом n в обчислювальний модуль 12. В обчислювальному модулі 12

реалізується формула (5). На його виході отримуємо значення опорної частоти вузькосмугового сигналу f_0' .

Висновки

На основі аналізу експериментальних даних щодо вимірювання опорної частоти вузькосмугового радіосигналу обмеженої тривалості встановлено два різновиди похибок, які при цьому виникають. Похибки 1-го виду проявляються у вигляді вищої по відношенню до фактичної частоти і є кратними появі на інтервалі вимірювання додаткових півперіодів опорної частоти. Похибки 2-го виду, навпаки, проявляються у вигляді менших відносно фактичних частот і є кратними зникненню декількох періодів (півперіодів) опорної частоти на інтервалі вимірювання.

Шляхом дослідження математичної, реальної та комп'ютерної моделей встановлено кореляцію між виникненням похибок вимірювання частоти і структурою вузькосмугового сигналу. Виявлено, що похибки вимірювання опорної частоти 1-го виду є наслідком перескоків фази на 180° , а похибки вимірювання 2-го виду є наслідком згасання сигналу, що супроводжується втратою певної кількості періодів опорної частоти у зоні згасання.

Запропонована структура та алгоритм роботи вимірювача опорної частоти сигналу, у якому нівелюються впливи зазначених факторів на результати вимірювання. Вимірювач пристосований для роботи з імпульсними радіосигналами.

Література

1. Барась С.Т. Прикладні аспекти побудови гідроакустичних доплерівських лагів : монографія / Барась С.Т. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2008. – 241 с.
2. Гидроакустические навигационные средства / [В.И. Бородин, Г.Е. Смирнов, Н.А. Толстяков, Г.В. Яковлев]. – Л. : Судостроение, 1983. – 262 с.
3. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы / Баскаков С.И. – М. : Высшая школа, 1988. – 448 с.
4. Основи теорії сигналів / за ред. Б. А. Мандзія. – Львів : Видавничий дім "Ініціатива", 2008. – 240 с.
5. Головка Д.Б. Основи метрології та вимірювань / Головка Д.Б., Рего К.Г., Скрипник Ю.О. – К. : Либідь, 2001. – 408 с.
6. Онищук О.В. Узагальнена модель доплерівського сигналу гідроакустичного лага / О.В. Онищук, С.Т. Барась // Наукові праці ВНТУ : електронний журнал. – 2008. – № 1. – URL : <http://www.nbu.gov.ua/e-journals/vntu/2008-1/vyp1.html>.
7. Онищук О.В. Моделювання доплерівського сигналу / О.В. Онищук, С.Т. Барась // Вісник ВПІ. – 2007. – № 5. – С. 143–147.
8. Барась С.Т. Оптимізація часової діаграми роботи гідроакустичного доплерівського лага / С.Т. Барась, О.А. Костюк, Р. Ф. Лободзінська // МНТЖ ВОТТІ. – 2000. – № 2. – С. 87–91.

References

1. Baras S.T. Prykladni aspekty pobudovy hidroakustychnykh dopplerivskykh lahiv : monohrafiia / Baras S.T. – Vinnytsia : UNIVERSUM-Vinnytsia, 2008. – 241 s.
2. Gidroakusticheskie navigacionnye sredstva / [V.I. Borodin, G.E. Smirnov, N.A. Tolstyakov, G.V. Yakovlev]. – L. : Sudostroenie, 1983. – 262 s.
3. Baskakov S.I. Radiotekhnicheskie cepi i signaly / Baskakov S.I. – M. : Vysshaya shkola, 1988. – 448 s.
4. Osnovy teorii syhnaliv / za red. B. A. Mandziia. – Lviv : Vydavnychiy dim "Initsiatyva", 2008. – 240 s.
5. Holovko D.B. Osnovy metrolohii ta vymiriuvan / Holovko D.B., Reho K.H., Skrypnyk Yu.O. – K. : Lybid, 2001. – 408 s.
6. Onyshchuk O.V. Uzahalnena model dopplerivskoho syhnalu hidroakustichnoho laha / O.V. Onyshchuk, S.T. Baras // Naukovi pratsi VNTU : elektronnyi zhurnal. – 2008. – № 1. – URL : <http://www.nbu.gov.ua/e-journals/vntu/2008-1/vyp1.html>.
7. Onyshchuk O.V. Modeliuvannya dopplerivskoho syhnalu / O.V. Onyshchuk, S.T. Baras // Visnyk VPI. – 2007. – № 5. – S. 143–147.
8. Baras S.T. Optyimizatsiia chasovoi diahramy roboty hidroakustichnoho dopplerivskoho laha / S.T. Baras, O.A. Kostiuk, R. F. Lobodzinska // MNTZh VOTTP. – 2000. – № 2. – S. 87–91.

Надійшла/Paper received : 14.03.2021 р. Надрукована/Printed : 02.06.2021 р.