УДК 621.372

Б. А. Мандзій, А. П. Бондарєв, І.П. Максимів

ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИГНАЛУ З 4-ПОЗИЦІЙНОЮ ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ

The possibility of engineering implementation of receiving of radio signals with quadrature phase shift keying at low signal-to-noise ratio is rotined in this paper.

Розглянуто можливість технічної реалізації приймання радіосигналів з квадратурною фазовою маніпуляцією за умов низького відношення сигнал/шум.

Зростання попиту на цифрові канали передавання інформації спонукає використання спектрально ефективних методів модуляції, призначених для зменшення спектрального перевантаження каналів зв'язку. Одним з таких методів модуляції є 4-позиційна квадратурна фазова маніпуляція (ФМн4, QPSK), яку, зокрема, широко застосовують у сучасних систем радіозв'язку з кодовим розділенням каналів (CDMA).

Для детектування сигналу QPSK у сучасних цифрових приймачах широко використовують пристрій фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ), який, власне, і визначає якість приймання та працездатність приймача. Проте коректне детектування сигналів можливе тільки за високого відношення сигнал / шум (ВСШ) на вході приймача. За даними [1] необхідно забезпечити відношення енергії передавання біта до рівня енергетичного спектра шуму не менше 6. Зменшення необхідного мінімального ВСШ дасть можливість зменшити випромінювану потужність у системах безпровідникового зв'язку та збільшити місткість таких систем. Активізація робіт з нелінійного аналізу ФАПЧ [2–4] та побудованих на його основі демодуляторів свідчить про актуальність цього напрямку для забезпечення сучасних вимог щодо зв'язку з рухомими об'єктами та зменшення потужності радіосигналів.

У публікаціях [5, 6] висвітлений підхід до підвищення завадостійкості детекторів на основі ФАПЧ, призначених для детектування сигналів з фазовою модуляцією та двійковою маніпуляцією. Але можливість такого підвищення для практично важливого випадку використання квадратурної фазової маніпуляції фактично не розглядали.

Мета цієї статті – на підставі аналізу імітаційної моделі, яка дає змогу брати до уваги випадкові та детерміновані збурення, розглянути можливість технічної реалізації приймання сигналу з відносною квадратурною фазовою маніпуляцією за низьких значень ВСШ, кількісно оцінити можливість підвищення завадостійкості детектора.

Пристрій ФАПЧ із підвищеною завадостійкістю. Відомою особливістю суміші гармонічного сигналу з шумом є те, що розподіл густини імовірності фази такої суміші, який за великих значень ВСШ є наближеним до нормального, зі зменшенням ВСШ наближається до рівномірного [7]. Це проілюстровано векторними діаграмами суміші сигналу і шуму на рис. 1. Під час стрибка фази сигналу на величину $\Delta\varphi=90°$ (штрихова стрілка на рис. 1*а*) стрибок миттєвого значення фази суміші у різних реалізаціях може набувати довільних значень, наприклад, менших від 90° ($\Delta\varphi_1$ на рис. 1*а*), або навіть протилежно спрямованих ($\Delta\varphi_2$ на рис. 1*а*). Такі аномальні стрибки фази в моменти комутації неможливо усунути жодною фільтрацією після фазового детектора (ФД), що становить одну з проблем приймання сигналів ФМ4 за низького ВСШ.

© Б. А. Мандзій, А. П. Бондарєв, І. П. Максимів, 2009

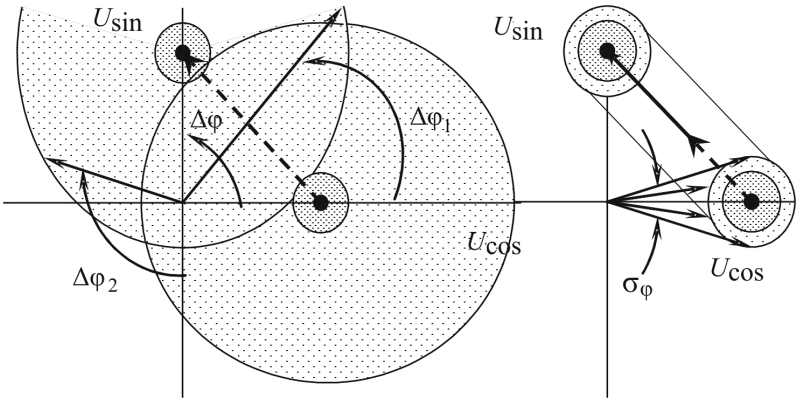

Рис. 1. Зміна квадратурних складових сигналу на вході (*а*) і на виході (*б*) вузькосмугового фільтра в момент комутації фази.

Основним джерелом порогового обмеження завадостійкості є обмеженість робочої ділянки детекторної характеристики ФД. Зрив синхронного режиму, який унеможливлює детектування, відбувається внаслідок того, що сумарна похибка синхронізації (статична, динамічна і шумова) виходить за межі цієї робочої ділянки ($\pm\pi/2$). У класичному пристрої ФАПЧ це викликає необхідність пошуку компромісу між завадостійкістю (статистична складова похибки) та динамічними властивостями пристрою (динамічна складова).

Ідея підвищення завадостійкості зі збереженням динамічних властивостей полягає у зменшенні викидів різниці фаз перед ФД (щоби фазова похибка не виходила за межі робочої ділянки) і наступному підсиленні вихідного сигналу ФД (щоби відновити динамічні властивості демодулятора). Структурна схема запропонованого у роботі [8] пристрою, який реалізує цю ідею, наведена на рис. 2 і відрізняється від схеми класичного ФАПЧ наявністю вузькосмугового фільтра (ВСФ) перед ФД та активного фільтра верхніх частот (ФВЧ) після нього.

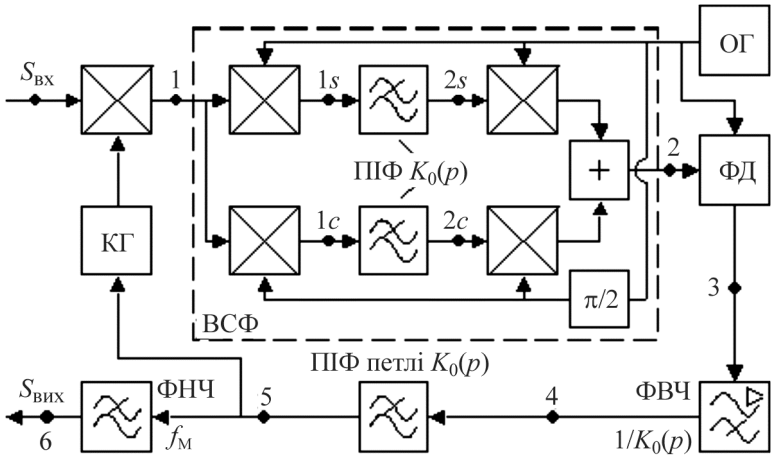

Рис. 2. Структурна схема модифікованого синхронного фазового детектора.

ВСФ має задовольняти такі вимоги: резонансна частота збігається із частотою опорного генератора (ОГ), смуга пропускання значно вужча від смуги вхідних пристроїв (зокрема, вужча від смуги вхідного сигналу), коефіцієнт передавання на частотах, далеких від резонансної, не дорівнює нулеві. Такий ВСФ реалізовано як синхронно-фазовий фільтр, у квадратурних каналах якого використані однакові пропорційно-інтегруючі фільтри (ПІФ) з комплексною частотною характеристикою (КЧХ)

$$K_0(j\omega) = \frac{1 + j\omega m_0 T_0}{1 + j\omega T_0}, \quad (1)$$

і, відповідно, з перехідною характеристикою

$$g_0(t) = 1 - (1 - m_0)e^{-\alpha_0 t}. \quad (2)$$

У (1) та (2) позначено: $\alpha_0 = 1/T_0$ – смуга пропускання ПІФ; m_0 – коефіцієнт пропорційності ПІФ. Модуль КЧХ (1) є близьким до одиниці у діапазоні частот від 0 до α_0 та близьким до m_0 на частотах, вищих від α_0/m_0. Частота α_0 обирається у декілька разів меншою від частоти маніпуляції фази.

Важливою особливістю вхідної суміші є те, що її квадратурні складові мають нормальний розподіл навіть за великих значень інтенсивності шуму, а отже, напруги у точках 1c та 1s на рис. 2 також розподілені за законом Гауса. Хоча при малих ВСШ середньоквадратичні відхилення (СКВ) цих напруг є більшим від їх середніх значень, але для зменшення рівня СКВ можна використовувати лінійну методику, подану нижче.

Стрибок фази $\Delta\varphi$ вхідної суміші від $\varphi=0$ до $\varphi=\pi/2$ спричиняє стрибки середніх значень квадратурних складових $<U_{1S}>$ від 0 до 1 та $<U_{1C}>$ від 1 до 0. Середні значення напруг $<U_{2S}>$ та $<U_{2C}>$ на виходах лінійних фільтрів з перехідною характеристикою (2) змінюватимуться за законом

$$\langle U_{2S}(t)\rangle = 1 - (1 - m_0)e^{-\alpha_0 t}; \langle U_{2C}(t)\rangle = (1 - m_0)e^{-\alpha_0 t}. \quad (3)$$

Із (3) випливає, що $<U_{2S}> = 1 - <U_{2C}>$, тобто на векторній діаграмі вихідного сигналу ВСФ (рис. 1*б*) точка, яка зображає середнє значення комплексної амплітуди, після початкового стрибка (штрихова стрілка) рухатиметься вздовж прямої лінії (потовщена стрілка).

З урахуванням КЧХ (1) можна отримати вирази для (СКВ) сигналів на виходах ПІФ (точки 2s та 2c на рис. 2) та СКВ фази сигналу на вході ФД (точка 2). Але для якісного опису процесів у модифікованому ФД достатньо умовно розділити випадкову заваду на низькочастотну (з частотами меншими α_0) та високочастотну складові, які зображені на рис. 1 областями з темним та світлим заповненням відповідно. При проходженні через ПІФ низькочастотні складові не зміняться, а високочастотні зменшаться приблизно у m_0 разів (рис. 1*б*). Внаслідок такого зменшення СКВ квадратурних складових розподіл імовірності фази сигналу $u_2(t)$ на виході ВСФ буде наближеним до нормального з середнім значенням

$$<\varphi_2(t)> = \operatorname{arctg}\frac{<u_{2S}(t)>}{<u_{2C}(t)>} = \operatorname{arctg}\left(\frac{1}{(1-m)e^{-\alpha_0 t}} - 1\right). \quad (4)$$

Векторна діаграма сигналу $u_2(t)$ наведена на рис. 1*б*.

Важливою особливістю випадкового процесу $\varphi_2(t)$ є те, що під час стрибка фази $\varphi(t)$ сигналу вхідної суміші на $\pi/2$ у всіх реалізаціях $\varphi_2(t)$ відповідно до (3) відбувається стрибок на величину $\Delta\varphi_2 \approx \operatorname{arctg}\frac{m}{1-m}$, на відміну від реалізацій процесу $\varphi_1(t)$, в яких стрибки мають довільний напрямок і величину.

Згідно з описаними особливостями фази $\varphi_2(t)$, сигнал $u_3(t)$ на виході ФД також характеризується невеликим початковим стрибком і поступовим наростанням середнього значення та малою дисперсією, що забезпечує малу імовірність виходу за межі робочої ділянки характеристики. Нелінійна характеристика ФД спотворює закон розподілу, але описані основні співвідношення середнього значення та СКВ, а також характерні особливості реалізацій лишаються незмінними

і свідчать про підвищення завадостійкості внаслідок затягування перехідних процесів, тобто погіршення динамічних характеристик.

Відновити динамічні властивості можна пропусканням вихідного сигналу ФД $u_3(t)$ через коригуючий активний ФВЧ з КЧХ $K_1(j\omega)=1/K_0(j\omega)$. Після проходження через лінійну ланку відбувається нормалізація розподілу випадкового процесу, його СКВ збільшується, оскільки у ФВЧ підсилюються високочастотні складові, а закон зміни середнього значення практично збігається із законом зміни фази вхідного сигналу. Отже, можна стверджувати, що модифікований пристрій ФАПЧ (рис. 2) здійснює оптимальне стеження за середнім значенням фази сигналу.

Для забезпечення повного відтворення динамічних властивостей класичного пристрою ФАПЧ у модифікованому пристрої необхідно забезпечити, щоби коефіцієнт передавання коректуючого фільтра (K_1) був обернений до коефіцієнта передавання "фаза сигналу у точці 1 – напруга у точці 3" (K_{1_3}), тобто має виконуватись тотожність

$$K_{1_3}(j\omega)\, K_1(j\omega) \equiv 1. \qquad (5)$$

За виконання таких вимог у моменти комутації фази вхідного сигналу на виході ВСФ має спостерігатися зменшений стрибок фази із наступним повільним наростанням (рис. 1*б*). Зменшений вузькою смугою ВСФ шум не виводить фазу сигналу за межі одного квадранту. За таким самим законом (невеликий стрибок та повільне наростання) має змінюватися напруга на виході ФД (точка 3 на рис. 2). Передавальна характеристика коригуючого ФВЧ є оберненою до характеристики фільтрів у квадратурних каналах ВСФ. Внаслідок цього напруга у точці 4 на рис. 1 майже точно відтворює зміни фази вхідного сигналу навіть за малого ВСШ.

Порівняльне імітаційне моделювання детектування фм4-сигналів. У лінійному наближенні коефіцієнти $K_{1_3}(j\omega)$ та $K_0(j\omega)$ однакові, і вибір $K_1(j\omega)=1/K_0(j\omega)$ забезпечує виконання тотожності (5). Однак у пристрої рис. 2, згідно з (4) та рис. 1*б* відбувається нелінійне перетворення напруг квадратурних складових у фазу сигналу на виході ВСФ, внаслідок чого $K_{1_3}(j\omega) \neq K_0(j\omega)$ і тотожність (5) виконується або неточно, або не в усьому діапазоні частот. Для дослідження та кількісної оцінки впливу нелінійних явищ на динамічні характеристики модифікованого пристрою ФАПЧ та обмежень на його параметри і можливості підвищення завадостійкості була розроблена його математична модель у вигляді такої системи алгебраїчних та диференціальних рівнянь:

$$\begin{cases} u_{1S} = \sin(\varphi(t)+\varphi_0(t)+\varphi_n(t)); & u_{1C} = \cos(\varphi(t)+\varphi_0(t)+\varphi_n(t)); \\ dy_{2S}/dt = \alpha_0[(1-m_0)u_{1S} - y_{2S}]; & u_{2S} = y_{2S} + m_0 u_{1S}; \\ dy_{2C}/dt = \alpha_0[(1-m_0)u_{1C} - y_{2C}]; & u_{2C} = y_{2C} + m_0 u_{1C}; \\ \varphi_2 = arctg(u_{2S}/u_{2C}); & u_3 = F(\varphi_2); \\ dy_4/dt = -\alpha_0[y_4 + (1-m_0)u_3]/m_0; & u_4 = (y_4+u_3)/m_0; \\ dy_5/dt = \alpha[(1-m)u_4 - y_5; & u_5 = y_5 + m\cdot u_4; \\ d\varphi/dt = \Omega_{\ddot{I}} - \Omega_{\acute{O}\grave{A}} u_5. \end{cases} \qquad (6)$$

У системі рівнянь (6) індекси змінних відповідають точкам на схемі рис. 2, всі напруги нормовані до максимально можливої напруги на виході ФД. Впроваджені змінні

$$y_{2S} = u_{2S} - m_0 u_{1S},\ y_{2C} = u_{2C} - m_0 u_{1C},\ y_4 = m_0 u_4 - u_3,\ y_5 = u_5 - m_0 u_4$$

є визначальними змінними лінійних фільтрів, які описують стан реактивних елементів цих фільтрів. Параметри $\alpha=1/T$ та $\alpha_0=1/T_0$ – смуги пропускання ПІФ петлі та каналів ВСФ відповідно, $F(\varphi_2)$ – детекторна характеристика ФД, Ω_{VA} – смуга утримання пристрою за відсутності збурень, $\varphi(t)$ – миттєва фазова похибка син-

хронізації з носійним сигналом, $\varphi_0(t)$ – змінна відповідно до інформаційних посилок фаза сигналу, $\varphi_n(t)$ – перерахована у фазовий шум канальна шумова завада, $\varphi_2(t)$ – різниця фаз сигналів на входах ФД.

Система рівнянь (6) була розв'язана числовим методом спочатку для розімкнутої петлі ФАПЧ, тобто для випадку від'єднаного входу керованого генератора, якому відповідає відсутність останнього рівняння в (6). Результати моделювання наведені на рис. 3 і свідчать, що закон зміни фази сигналу на вході ФД у вигляді невеликого стрибка і повільного наростання (темні лінії) залишається незмінним навіть за таких великих рівнів шуму, за яких реалізації, що відповідають різним значенням фази вхідного сигналу практично неможливо розрізнити (рис. 3*г*).

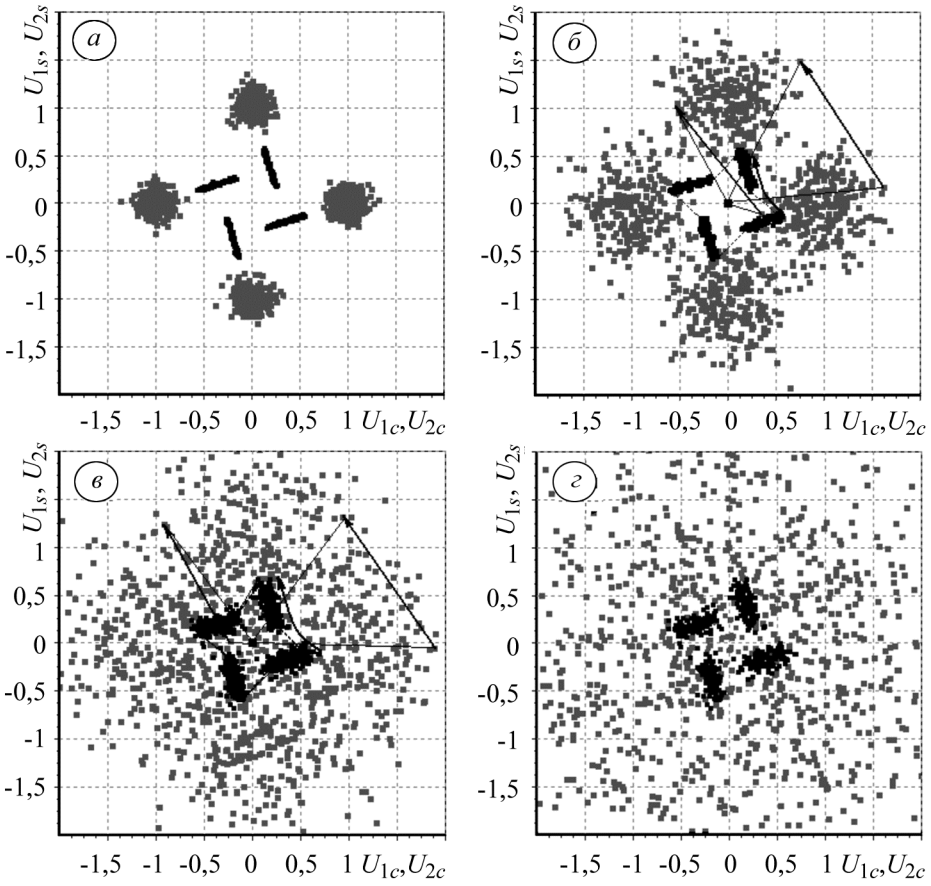

Рис. 3. Фазові портрети вхідного (світлі) та вихідного (темні) сигналу ВСФ за високого (*а, б*) та низького (*в, г*) відношення сигнал/шум.

Тестування замкнених кіл класичного та модифікованого пристроїв ФАПЧ за відсутності шуму виявило, що додатнім стрибкам фази вхідного сигналу (проти годинникової стрілки на рис. 1 та 3) відповідають позитивні викиди напруги U_6 на вході керованого генератора, а від'ємним (за годинниковою стрілкою) – негативні. Зі збільшенням інтенсивності вхідного шуму (зменшенням ВСШ) до деякого порогового значення шумова складова вихідного сигналу і класичного і модифікованого ФАПЧ зростає пропорційною до інтенсивності вхідного шуму, що зображено на рис. 4*а, б* для ВСШ на рівні 1,4.

Із подальшим збільшенням рівня шуму в модифікованому ФАПЧ така пропорційність зберігається (рис. 4*г*), а у класичному відбуваються аномальні стрибки фази (рис. 4*в*) – детектування стає неможливим. Залежності, наведені на рис. 4*в* і *г* отримані за значення ВСШ на рівні 0,8 і свідчать про здатність модифікова-

ного ФАПЧ до детектування сигналу ФМн4 навіть у випадку, коли потужність сигналу є меншою від потужності завади.

Аналіз процесу детектування великої кількості (двадцяти) тривалих реалізацій (1с, 200 тактів) за однакових низьких ВСШ на входах класичного та модифікованого пристроїв ФАПЧ виявив, що класичний пристрій помилково приймає близько 25% посилань, а модифікований – близько 8%.

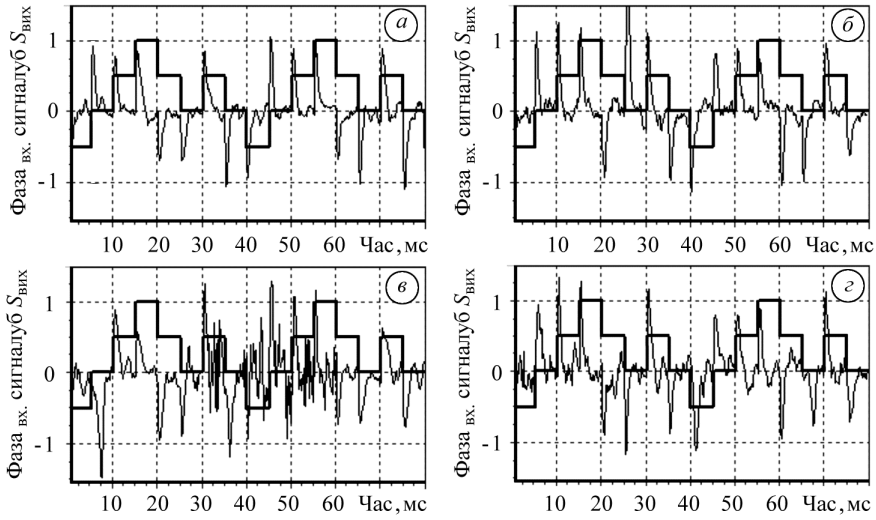

Рис. 4. Вихідні сигнали класичного (*а*, *в*) та модифікованого (*б*, *г*) ФАПЧ у надпороговій (*а*, *б*) та підпороговій (*в*, *г*) областях під час дії сигналу ФМн4.

ВИСНОВКИ

У цій статті показана можливість інженерної реалізації детектування ФМ4-сигналу за умов низького ВСШ.

Проведене імітаційне моделювання модифікованого СФД виявило можливість збільшення завадостійкості приймання сигналів з фазовою маніпуляцією та здатність модифікованого ФАПЧ до детектування сигналу ФМн4 навіть у випадку, коли потужність сигналу є меншою від потужності завади. Подальші дослідження стосуватимуться виявлення можливості застосування описаного ефекту для збільшення міткості систем транкінгового зв'язку, а також дослідження підвищення завадостійкості приймання сигналів з іншими перспективними видами модуляції.

1. *Веселовский К.* Системы подвижной радиосвязи / Пер. с польск. – М.: Горячая линия–Телеком, 2006. – 536 с.
2. *Стеклов В. К., Скляренко С. Н., Костик Б. Я.* Системы фазовой автоподстройки с дифференциальными связями. – К: Техніка, 2003. – 328 с.
3. *Стеклов В. К., Мирошников В. В.* Анализ нелинейных систем фазовой автоподстройки // Радиотехника. – 2004. – № 138. – С. 105–110.
4. *Бондарєв А.* Теоретичні засади аналізу завадостійкості пристроїв синхронізації // Вісник НУ "Львівська політехніка". Радіоелектроніка та телекомунікації. – 2004. – № 508. – С. 3–18.
5. *Мандзій Б. А., Бондарєв А. П.* Підвищення завадостійкості демодулятора фазомодульованого сигналу // Відбір і обробка інформації. – 2007. – Вип. 26(102). – С. 65–73.
6. *Mandzij B., Bondarev A.* Symulacja komputerowa układu synchronizacji fazowej w obecności sygnału PSK // Zeszyty naukowe Wyższej Szkoły Informatyki w Łodzi. – Łódz: ReadMe, 2006. – **5**, № 1. – P. 31–36.
7. *Пестряков В. Б.* Фазовые радиотехнические системы (основы статистической теории). – М.: Сов. радио, 1968. – 468 с.
8. *Бондарєв А. П., Мартинів М. С.* Пристрій фазового автопідстроювання частоти. Патент України на винахід № 66435. Бюлетень № 5, 2004.

Національний університет "Львівська політехніка"

Одержано 20.01.2009