

УДК 621.396.67

ПЕРСПЕКТИВИ ЗАСТОСУВАННЯ ЛІНІЙНО-ЧАСОТНО МОДУЛЬОВАНИХ СИГНАЛІВ ІЗ ВНУТРІШНЬО-ІМПУЛЬСНОЮ ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ І РІЗНИМИ МОДУЛЯЦІЙНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ В БАГАТОКАНАЛЬНИХ СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ



[В.А. ДРУЖИНІН](#)

Національний технічний університет України
«КПІ ім. Ігоря Сікорського»



[С.В. ТОЛЮПА](#), [Н.В. ЛУКОВА-ЧУЙКО](#)

Київський національний університет
ім. Тараса Шевченка

Abstract – The paper analyzes current state and prospects of using linearly frequency-modulated (LFM) signals with intra-pulsed phase-shifting (PS) and various modulation characteristics in multi-channel communication systems. When creating modern digital multi-channel communication systems, the code division of channels has become widespread. The main requirements for signals in such systems are their resistance to inconsistency in the frequency caused by the Doppler frequency shift and the sufficient amount of the weakly correlated forms of signal-code structures ensemble. Realization of these requirements needs signals formed by shifting using harmonic carrier oscillation according to the law of pseudorandom coding sequence changing (PS PRS) are mainly used. Ensembles of such signals might have the necessary mutual correlation properties. Analysis of the envelope of mutual uncertainty function in investigated signals, it is proven that they have significantly more volume of weakly correlated forms in comparison with pseudorandom sequences. In addition, the change in the Doppler shift of signal frequency in the real range (from 0 to 50 kHz), leads to a decrease in noise immunity of satellite telecommunication systems with complex signals. However, in comparison with signals with phase-shifting and pseudorandom sequences (PS PRS), the error probability values for code structures LFM PS vary insignificantly, which suggests that it is expedient to apply these classes of signals in satellite communication systems. It is concluded that linearly frequency-modulated signals with intra-pulsed phase-shifting and different modulation characteristics can be effectively used in multi-channel communication systems with mobile objects.

Анотація – В роботі проведено аналіз сучасного стану і перспектив використання лінійно-частотно модульованих сигналів із внутрішньо-імпульсною фазовою маніпуляцією та різними модуляційними характеристиками в багатоканальних системах зв'язку. На підставі проведеного аналізу огинаючої взаємної функції невизначеності досліджуваних сигналів доведено, що вони мають значно більший обсяг слабо корельованих форм у порівнянні з псевдовипадковими послідовностями. Зроблено висновок про те, що лінійно-частотно модульовані сигнали із внутрішньо-імпульсною фазовою маніпуляцією та різними модуляційними характеристиками можуть ефективно використовуватися в багатоканальних системах зв'язку із рухомими об'єктами.

Аннотация – В работе проведен анализ современного состояния и перспектив использования линейно-частотно модулированных сигналов с внутриимпульсной фазовой манипуляцией и различными модуляционными характеристиками в многоканальных системах связи. На основании проведенного анализа огибающей взаимной функции неопределенности исследуемых сигналов доказано, что они имеют значительно больший объем слабо коррелированных форм по сравнению с псевдослучайными последовательностями. Сделан вывод, что линейно-частотно модулированные сигналы с внутриимпульсной фазовой манипуляцией и различными модуляционными характеристиками могут эффективно использоваться в многоканальных системах связи с подвижными объектами.

Постановка проблеми

На цей час існує значний інтерес до лінійно-частотно модульованих сигналів із внутрішньо-імпульсною фазовою маніпуляцією (ЛЧМ ФМ). Використання таких сигналів дозволяє значно розширити можливості радіосистем різного призначення.

При побудові сучасних цифрових багатоканальних систем зв'язку широкого поширення набуло кодове розділення каналів [1-4]. Основними вимогами, які висуваються до сигналів в таких системах, є їх стійкість до неузгодженості за частотою, що викликається доплерівським зсувом частоти, і достатній обсяг ансамблю слабо корельованих форм сигнально-кодових конструкцій.

З метою реалізації зазначених вимог в основному використовуються сигнали, сформовані за допомогою модуляції за фазою гармонійного несучого коливання за законом зміни псевдовипадкової кодуєчої послідовності (ФМ ПВП). Ансамблі таких сигналів можуть мати необхідні взаємно-кореляційні властивості при достатньому для практики обсязі [1, 2, 4].

Однак, таким сигналам не притаманна властивість інваріантності до доплерівського зсуву частоти, що викликає неузгодженість їх параметрів з параметрами оптимальної схеми прийому. Для забезпечення якісної обробки фазоманіпулірованих (ФМ) сигналів необхідно забезпечити усунення невизначеності за частотою, тобто вирішити завдання щодо забезпечення синхронізації, а це в свою чергу призводить до додаткового збільшення часу пошуку сигналу і практичної необхідності застосування складних пристроїв стеження за зміною значень несучої частоти сигналу [5].

Разом з тим, ЛЧМ сигнали мають властивість інваріантності до доплеровському зсуву за частотою.

В даний час можлива побудова ЛЧМ-сигналів з прямокутною, колоколообразною або косинусоїдною обвідними. З точки зору технічної реалізації, перевага віддається сигналам з прямокутною обвідною, а в разі очікуваних можливих ризиків великих доплерівських зсувів частоти доцільно використання сигналів з косинусоїдальною обвідною [5].

Даним сигналам притаманні необхідні для практичного використання функції невизначеності, що зумовлюють їх застосування в системах радіолокації.

Однак, малий ансамбль слабо корельованих форм цих сигналів не дозволяє їх застосовувати в багатоканальних системах зв'язку із кодовим розподілом каналів при великій кількості абонентів. Внаслідок цього зрозуміла актуальність завдання покращення взаємно-кореляційних властивостей даних сигналів з метою забезпечення можливості їх застосування в сучасних багатоканальних системах зв'язку. Існує необхідність оцінки можливості застосування в якості переносника інформації в зазначених системах зв'язку сигналів, отриманих в результаті модуляції за фазою лінійно-частотно модульованих радіоімпульсів (ЛЧМ РІ) за законом зміни ПВП.

На сьогоднішній момент становить інтерес питання дослідження можливості об'єднання позитивних властивостей ФМ ПСП та ЛЧМ-сигналів. Утворені в даному випадку ЛЧМ ФМ вже мали практичне застосування в системах радіолокації, оскільки їх використання забезпечує найкраще одночасне розділення за дальністю та швидкістю рухомих цілей у порівнянні з використанням звичайних ЛЧМ-сигналів [5]. При цьому було встановлено, що в міру збільшення довжини ПВП, спектр цього сигналу дедалі більше набуває рис спектру шумоподібного сигналу, а смуга займаних сигналом частот істотно збільшується. В системах передачі

інформації такі сигнали могли б не тільки забезпечити інваріантність до доплерівського зсуву за частотою, але і підвищити скритність їх функціонування.

Наявність інформації про «тонку структуру» спектрів розглянутих сигналів дозволяє раціонально їх використовувати в системах зв'язку з частотно-обмеженими каналами.

ЛЧМ ФМ-сигнали мають вигляд [6]:

$$S(t) = \left\{ S_0 \cdot \left(\sum_{i=1}^N v_i \right) \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - (l-1) \cdot \tau_{\text{э}} - \frac{T}{2} - \frac{\tau_{\text{э}}}{2}}{\tau_{\text{э}}} \right\} \cdot \exp \left(j \mu \frac{t^2}{2} \right); |t| \leq \frac{T}{2}, \right. \quad (1)$$

де S_0 – амплітуда обвідної сигналу; μ – крутизна модуляційної характеристики ЛЧМ – сигналу (швидкість зміни частоти), пов'язана з девіацією частоти ΔF і тривалістю сигналу T співвідношенням: $\mu = \frac{2\pi\Delta F}{T}$; $\text{rect}(x)$ – прямокутна «зрізаюча»

функція, яка визначається формулою $\text{rect}(x) = \begin{cases} 1, \text{ при } |x| \leq 1/2 \\ 0, \text{ при } |x| > 1/2 \end{cases}$; v_l – коефіцієнт, який

характеризує стан кодуєчої послідовності та приймає значення – +1, -1; $\tau_{\text{э}}$ – тривалість елемента кодуєчої послідовності; N – кількість елементів в кодуєчій послідовності.

Слід зазначити, що сигнали із ЛЧМ не є ортогональними при довільному часовому і частотному зсуві і в даному випадку коректно говорити лише про квазіортогональність цих сигналів, тобто про наближення складних сигналів з ЛЧМ до класу ортогональних.

З метою оцінки ортогональності досліджуваних сигналів при їх часовому і частотному зсуві використовується взаємна функція невизначеності (ВФН), яка має вигляд [6, 7]:

$$\chi_{ij}(\tau, F_{\Delta}) = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_i(t) \dot{S}_j^*(t - \tau) \cdot \exp(j2\pi F_{\Delta} t) dt, \quad (2)$$

де τ – часовий зсув між сигналами; F_{Δ} – доплерівський зсув частоти; E – енергія сигналу; $\dot{S}_i(t)$ – огинаюча прийнятого i -го сигналу; $\dot{S}_j^*(t - \tau)$ – комплексно-сполучена огинаюча j -го сигналу.

Для ЛЧМ ФМ сигналів ВФН має вигляд [7]:

$$\chi_{ij}(\tau, F_{\Delta}) = \frac{1}{2E} \int_{\frac{-T}{2} + \tau}^{\frac{T}{2}} \sum_{l=1}^N v_l^i \cdot \text{rect} \left\{ \frac{t - (l-1) \cdot \tau_{\text{э}} - \frac{T}{2} - \frac{\tau_{\text{э}}}{2}}{\tau_{\text{э}}} \right\} \cdot \exp \left(j \mu \frac{t^2}{2} \right) \times$$

$$\times \text{rect} \left\{ \frac{t - (l-1) \cdot \tau_{\Theta} - \frac{T}{2} - \frac{\tau_{\Theta}}{2}}{\tau_{\Theta}} \right\} \cdot \exp \left(-j\mu \frac{(t-\tau)^2}{2} \right) \cdot \exp(j\pi F_{\Delta} t) dt. \quad (3)$$

Далі вважаємо, що $\tau = p\tau_{\Theta} + \theta$; $0 \leq |\theta| \leq \tau_{\Theta} p = \pm(0, 1, 2, \dots, N-1, N)$.

Після ряду перетворень для значень $\tau > 0$ отримаємо вид ВФН [7]:

$$\chi_{ij}(\tau, F_{\Delta}) = \frac{1}{T} \left\{ \sum_{l=1}^{N-p} v_l^i \cdot v_{l+p}^j \int_a^b \exp \left(j \left((2\pi F_{\Delta} + \mu(p\tau_{\Theta} + \theta))t - \mu \frac{(p\tau_{\Theta} + \theta)^2}{2} \right) \right) dt + \sum_{l=1}^{N-p} v_l^i \cdot v_{l+p+1}^j \cdot \int_{a_1}^{b_1} \exp \left(j \left((2\pi F_{\Delta} + \mu(p\tau_{\Theta} + \theta))t - \mu \frac{(p\tau_{\Theta} + \theta)^2}{2} \right) \right) dt \right\} \quad (4)$$

$$\text{де } a = -\frac{T}{2} + p\tau_{\Theta} + \theta + (l-1)\tau_{\Theta}; \quad b = -\frac{T}{2} + p\tau_{\Theta} + l\tau_{\Theta}; \quad a_1 = -\frac{T}{2} + p\tau_{\Theta} + l\tau_{\Theta}; \quad b_1 = -\frac{T}{2} + p\tau_{\Theta} + l\tau_{\Theta} + \theta.$$

Після перетворень вираз (4) може бути представлено у вигляді [7]:

$$\begin{aligned} \dot{\chi}_{ij}(\tau, F_{\Delta}) = & \frac{2}{T} \exp \left(j \left((2\pi F_{\Delta} + \mu(p\tau_{\Theta} + \theta)) \cdot \left(-\frac{T}{2} + p\tau_{\Theta} + \frac{\theta}{2} \right) - \frac{\mu(p\tau_{\Theta} + \theta)^2}{2} \right) \right) \cdot \frac{1}{2\pi F_{\Delta} + \mu(p\tau_{\Theta} + \theta)} \times \\ & \times \left\{ \sum_{l=1}^{N-p} v_l^i \cdot v_{l+p}^j \cdot \exp \left((2\pi F_{\Delta} + \mu(p\tau_{\Theta} + \theta)) \frac{2l-1}{2} \cdot \tau_{\Theta} \right) \cdot \sin \left((2\pi F_{\Delta} + \mu(p\tau_{\Theta} + \theta)) \frac{\tau_{\Theta} - \theta}{2} \right) + \right. \\ & \left. + \sum_{l=1}^{N-p} v_l^i \cdot v_{l+p}^j \left((2\pi F_{\Delta} + \mu(p\tau_{\Theta} + \theta)) l \cdot \tau_{\Theta} \right) \cdot \sin \left((2\pi F_{\Delta} + \mu(p\tau_{\Theta} + \theta)) \cdot \frac{\theta}{2} \right) \right\}. \quad (5) \end{aligned}$$

Аналогічний вираз може бути отриманий і для $\tau < 0$.

Далі розглянемо тільки огинаючу ВФН, оскільки у безпідстроюваних за частотою каналах використовується некогерентний метод обробки сигналів.

Об'єднав результати обчислень для $\tau < 0$ та $\tau > 0$, отримаємо вираз для обвідної ВФН ЛЧМ ФМ сигналів у вигляді [7]:

$$\begin{aligned}
 |x_{ij}(\tau, F_{\Delta})| = \frac{1}{N} & \left\{ \frac{\sin\left(\frac{2\pi F_{\Delta} + \mu(|p|\tau_{\Theta} + |\theta|)}{2}(\tau_{\Theta} - |\theta|)\right)}{2\pi F_{\Delta} + \mu(|p|\tau_{\Theta} + |\theta|)(\tau_{\Theta} - |\theta|)} \cdot \left(1 - \frac{|\theta|}{\tau_{\Theta}}\right) \times \right. \\
 & \times \sum_{l=1}^{N-|p|} v_l^i v_{l+p}^j \cdot \cos\left(\frac{2\pi F_{\Delta} + \mu(|p|\tau_{\Theta} + |\theta|)}{2} \cdot (2l-1)\tau_{\Theta}\right) + \\
 & + \frac{\sin\left(\frac{2\pi F_{\Delta} + \mu(|p|\tau_{\Theta} + |\theta|)}{2} \cdot |\theta|\right)}{2\pi F_{\Delta} + \mu(|p|\tau_{\Theta} + |\theta|) \cdot |\theta|} \cdot \frac{|\theta|}{\tau_{\Theta}} \cdot \sum_{l=1}^{N-|p|-1} v_l^i v_{l+p+1}^j \cdot \cos\left(\left(2\pi F_{\Delta} + \mu(|p|\tau_{\Theta} + |\theta|)\right)l\tau_{\Theta}\right) \left. \right\}^2 + \\
 & + \frac{\sin\left(\frac{2\pi F_{\Delta} + \mu(|p|\tau_{\Theta} + |\theta|)}{2}(\tau_{\Theta} - |\theta|)\right)}{2\pi F_{\Delta} + \mu(|p|\tau_{\Theta} + |\theta|)(\tau_{\Theta} - |\theta|)} \cdot \left(1 - \frac{|\theta|}{\tau_{\Theta}}\right) \times \\
 & \times \sum_{l=1}^{N-|p|} v_l^i v_{l+p}^j \cdot \sin\left(\frac{2\pi F_{\Delta} + \mu(|p|\tau_{\Theta} + |\theta|)}{2} \cdot (2l-1)\tau_{\Theta}\right) + \\
 & + \frac{\sin\left(\frac{2\pi F_{\Delta} + \mu(|p|\tau_{\Theta} + |\theta|)}{2}(\tau_{\Theta} - |\theta|)\right)}{2\pi F_{\Delta} + \mu(|p|\tau_{\Theta} + |\theta|)(\tau_{\Theta} - |\theta|)} \cdot \frac{|\theta|}{\tau_{\Theta}} \cdot \sum_{l=1}^{N-|p|-1} v_l^i v_{l+p+1}^j \cdot \sin\left(\left(2\pi F_{\Delta} + \mu(|p|\tau_{\Theta} + |\theta|)\right)l\tau_{\Theta}\right) \left. \right\}^2. \quad (6)
 \end{aligned}$$

Аналіз перетинів огинаючих ВФН ЛЧМ ФМ сигналів, отриманих в процесі модуляції за фазою ПСП ЛЧМ РІ із однаковою крутизною модуляційної характеристики, площиною $F_{\Delta} = 0$, дозволив встановити, що максимальний рівень бічного викиду практично не залежить від бази ЛЧМ РІ, а в основному визначається довжиною і типом ПСП. Значення максимальних рівнів бічних викидів знаходяться в межах $(\Delta F \cdot T) \frac{(1,0-4,0)}{\sqrt{N}}$ [7].

При довільних часових (τ) і частотних (F_{Δ}) неузгодженнях максимальні значення рівнів бічних викидів знаходяться в межах [7].

Викликає певний інтерес розгляд властивостей ЛЧМ ФМ-сигналів, у яких додатковою ознакою відмінності є крутизна модуляційної характеристики ЛЧМ-РІ. Для цих сигналів ВФН в математичному вигляді може бути представлена наступним співвідношенням [7]:

$$\left| \dot{\chi}_{ij}(\tau, F_A) \right| = \frac{1}{\sqrt{2 \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) \cdot T}} \cdot \left\{ \left[\sum_{l=1}^{N-|p|} v_l^i v_{l+p}^j \cdot \left((C(x_2) - C(x_1)) + \sum_{l=1}^{N-|p|-1} v_l^i v_{l+p+1}^j \cdot (C(x_4) - C(x_3)) \right) \right]^2 + \left[\sum_{l=1}^{N-|p|} v_l^i v_{l+p}^j \cdot \left((S(x_2) - S(x_1)) + \sum_{l=1}^{N-|p|-1} v_l^i v_{l+p+1}^j \cdot (S(x_4) - S(x_3)) \right) \right]^2 \right\}^{\frac{1}{2}}, \quad (7)$$

де $C(x) = \int_0^x \cos\left(\frac{\pi y^2}{2}\right) dy$ – косинус інтеграла Френеля; $S(x) = \int_0^x \sin\left(\frac{\pi y^2}{2}\right) dy$ – синус інтеграла Френеля; (x_1, x_2, x_3, x_4) – аргументи інтегралів Френеля, які математично мають такий вигляд:

$$\begin{aligned} x_1 &= \frac{2}{\sqrt{2 \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) \cdot T}} \cdot \left(\left(l\tau_{\Theta} - \frac{T}{2} \right) \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) + (p\tau_{\Theta} + \theta) \cdot \Delta F_1 + F_A \cdot T \right); \\ x_2 &= \frac{2}{\sqrt{2 \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) \cdot T}} \cdot \left(\left(l\tau_{\Theta} - \frac{T}{2} \right) \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) + p\tau_{\Theta} \Delta F_1 + F_A \cdot T + \theta \cdot \Delta F_2 \right); \\ x_3 &= \frac{2}{\sqrt{2 \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) \cdot T}} \cdot \left(\left(l\tau_{\Theta} - \frac{T}{2} \right) \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) + p\tau_{\Theta} \Delta F_1 + F_A \cdot T + \theta \cdot \Delta F_2 \right); \\ x_4 &= \frac{2}{\sqrt{2 \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) \cdot T}} \cdot \left(\left(l\tau_{\Theta} - \frac{T}{2} \right) \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) + (p\tau_{\Theta} + \theta) \cdot \Delta F_1 + F_A \cdot T \right). \end{aligned}$$

При оцінці рівнів бічних викидів огинають ВФН цих сигналів встановлено, що їх максимальні значення знаходяться в межах $(1,5 \div 2) \cdot \frac{1}{\sqrt{(\Delta F_1 - \Delta F_2) \cdot T}}$ і практично не залежать від типу і довжини ПВП.

Крім того, при $(\Delta F_1 - \Delta F_2) \cdot T \gg 100$ рівень бічних викидів практично не залежить від величини зсуву між сигналами.

Аналіз рівнів бічних викидів перетинів огинаючих ВФН ЛЧМ ФМ із $\frac{\Delta F \cdot T}{N} \ll 1$ показує, що максимальні рівні бічних викидів огинаючих ВФН в основному визначаються довжиною і типом ПСП і знаходяться в межах $\frac{1,0 \div 4,0}{\sqrt{N}}$ [7].

При $\tau = 0$ та однакових структурах ПСП вираз (7) після деяких перетворень може бути представлено у вигляді:

$$\left| \dot{\chi}_{II}(\tau, F_A) \right| = \frac{2}{\sqrt{2 \cdot (\Delta F_1 - \Delta F_2) \cdot T}} \sqrt{C^2(x_2) + S^2(x_2)}, \quad (8)$$

тобто цей вираз збігається із виразом для огибаючих ВФН «звичайних» ЛЧМ РІ із відмінними параметрами модуляційних характеристик.

Для використання цих сигналів в системах зв'язку із кодовим розподілом каналів необхідно приділяти увагу їх ансамблевим характеристикам.

Слід зазначити, що ознаками відмінності у представлених сигналах є як структура ПСП так і крутизна модуляційних характеристик ЛЧМ РІ.

У зв'язку з цим для кількісної оцінки ансамблевих характеристик розглянутих сигналів скористаємося співвідношенням виду:

$$N = N_{\text{ПСП}} \cdot N_{\text{ЛЧМ}}, \quad (9)$$

де $N_{\text{ПСП}}$ – кількість форм в ансамблі використовуваних ПВП; $N_{\text{ЛЧМ}}$ – кількість форм в ансамблі ЛЧМ РІ. В якості ПВП можуть бути використані як лінійні так і нелінійні послідовності, а також ПВП із змінною тривалістю.

Висновки

Аналіз виразу (9) дозволяє зробити висновок про те, що обсяг ансамблю ЛЧМ ФМ сигналів із різною крутизою модуляційної характеристики ЛЧМ РІ може бути значно збільшений. Крім того, зміна доплерівського зсуву частоти сигналу в реальних межах (від 0 до 50 кГц), призводить до зменшення завадостійкості супутникових телекомунікаційних систем зі складними сигналами. Однак у порівнянні з ФМ ПВП сигналами, значення ймовірності помилки для кодових конструкцій ЛЧМ ФМ змінюються незначно, що дозволяє стверджувати про доцільність застосування цих класів сигналів у супутникових системах зв'язку [8].

Розглянуті в роботі кодові конструкції ЛЧМ ФМ із різними модуляційними характеристиками мають значно більший обсяг слабо корельованих форм у порівнянні із обсягом ПВП. Дані сигнали, при виконанні певних умов $\Delta F \cdot T / N > 1$, інваріантні до доплерівського зсуву за частотою, що дозволяє зробити висновок про доцільність їх використання в багатоканальних системах зв'язку з кодовим розподілом каналів.

Список використаних джерел:

1. Тузов Г.И. Статистическая теория приема сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1977. – 400 с.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384.
3. Маковеева М.М., Шинаков Ю.С. Системы связи с подвижными объектами: учеб. Пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.
4. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр.: пер. с англ. – М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

5. Кочемасов В.Н., Белов Л.А., Оконешников В.С. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. – М.: Радио и связь, 1983. – 192 с.
6. Долгов В.И., Белов С.П., Горбенко И.Д. Исследование тонкой структуры спектров ЛЧМ-сигналов с внутриимпульсной фазовой манипуляцией // Радиотехника. – 1981. – Т.36. - № 10. – С. 66-69.
7. Белов С.П., Сидоренко И.А. О некоторых свойствах сложных сигналов с ЛЧМ. // Белгородский государственный университет. Научные ведомости. – 2007. – № 7 (38) – С. 181-187.
8. Белов С.П., Рачинский С.А., Белов А.С., Белов Ан.С., Ефимов Н.О. О влиянии доплеровского сдвига частоты на помехоустойчивость спутниковых телекоммуникационных систем со сложными сигналами // Белгородский государственный университет. Научные ведомости. Серия Экономика. Информатика. – 2017. – № 9(258). – Вып. 42. – С. 179-185.