

КВАЗИКОГЕРЕНТНЫЙ ПРИЕМ МНОГОЛУЧЕВОГО СИГНАЛА ПРИ ПРЕРЫВИСТОМ ПИЛОТ СИГНАЛЕ

Гармонов А.В., Каюков И.В., Манелис В.Б.

Федеральный центр "Воронежский НИИ связи"
Россия, 394018, Воронеж, ул.Плехановская 14, Тел. (0732) 74-27-47, факс (0732) 74-28-22

Воронежский государственный университет
394693, Воронеж, Университетская пл. 1, E-mail: Manelis@kodofon.vrn.ru

Для достижения высокой помехоустойчивости и емкости мобильных сотовых систем связи 3-го и 4-го поколений предполагается использование M-PSK и M-QAM видов модуляции. Потенциальные преимущества этих видов модуляции могут быть реализованы только при высокой точности оценки комплексной амплитуды принимаемого сигнала. Для этого полезный сигнал содержит пилот компоненту. В последнее время широкое распространение получил прерывистый пилот сигнал, когда пилот символы мультиплексированы во времени с информационными символами. Алгоритмам обработки сигналов с прерывистым пилот сигналом посвящен ряд публикаций, например [0,2,3], однако в условиях высокочастотного фединга они являются неработоспособными, либо недостаточно неэффективными.

В данной работе предложен эффективный алгоритм квазикогерентного приема многолучевого сигнала, основанный на адаптивном интерполировании комплексной амплитуды сигналов лучей и итеративной процедуре с использованием информационных символов.

Будем считать, что на интервале анализа наблюдается реализация суммы полезного сигнала и шума

$$x(t) = s(t, \mathbf{A}, \boldsymbol{\psi}, \mathbf{b}, \mathbf{a}) + n(t), \quad (1)$$

где $n(t)$ - белый гауссовский шум с односторонней спектральной плотностью N_0 , $\langle n(t_1)n(t_2) \rangle = (N_0/2)\delta(t_1 - t_2)$, $\delta(\cdot)$ - дельта-функция,

$$s(t, \mathbf{A}, \boldsymbol{\psi}, \mathbf{b}, \mathbf{a}) = \sum_{j=1}^p \sum_{i=1}^N \left(A_{j,i} \left[b_i I_i(t - \tau_j) \cos(\omega_0 t - \psi_{j,i}) + a_i Q_i(t - \tau_j) \sin(\omega_0 t - \psi_{j,i}) \right] \right) \quad (2)$$

- полезный многолучевой сигнал, содержащий p лучей, временные положения которых $\tau_j, j = \overline{1, p}$; ω_0 - несущая частота, $\mathbf{A} = \{A_{j,i}\}$, $\boldsymbol{\psi} = \{\psi_{j,i}\}$, $j = \overline{1, p}, i = \overline{1, N}$ - амплитуда и фаза сигналов лучей, приближенно постоянные на интервалах каждого элементарного символа $\Delta_{j,i}$, длина каждого интервала равна Δ ; N - количество символов, укладываемых на интервале анализа; $I_i(t), Q_i(t)$ - псевдослучайные последовательности I и Q каналов i -го символа, причем $I_i(t - \tau_j) = 0, Q_i(t - \tau_j) = 0$, если $t \notin \Delta_{j,i}$; $\mathbf{b} = \{b_i\}, \mathbf{a} = \{a_i\}$ $i = \overline{1, N}$ - векторы параметров, каждый из которых содержит N_d неизвестных информационных параметров (возможные значения величин b_i, a_i определяются видом модуляции), а также N_p известных параметров, соответствующих пилот символам ($b_i = b_i^{(p)}, a_i = a_i^{(p)}$), $N_d + N_p = N$.

По наблюдаемым данным (1) необходимо вынести решение о значении информационных параметров векторов \mathbf{b}, \mathbf{a} .

Предлагаемый в данной работе алгоритм оценки информационных параметров включает адаптивное интерполирование комплексной амплитуды сигналов лучей и итеративную процедуру с использованием информационных символов, когда оценка информационных параметров и оценка комплексной амплитуды последовательно уточняют друг друга.

При наличии оценок комплексных амплитуд сигналов лучей $\hat{A}_{cj} = \hat{A}_j \cos \hat{\psi}_j, \hat{A}_{sj} = \hat{A}_j \sin \hat{\psi}_j, j = \overline{1, p}$, соответствующих оцениваемому информационному

символу, при посимвольном приеме функционал отношения правдоподобия неизвестных параметров b, a символа с точностью до несущественных слагаемых имеет вид

$$\Omega(b, a) = \exp \left\{ \frac{2}{N_0} \left[b \sum_{j=1}^p C_j + a \sum_{j=1}^p D_j - (b^2 + a^2) \frac{\Delta}{4} \sum_{j=1}^p \hat{A}_j^2 \right] \right\} \quad (3)$$

где

$$C_j = \hat{A}_{cj} X_{Ij} + \hat{A}_{sj} Y_{Ij}, \quad D_j = \hat{A}_{cj} Y_{Qj} - \hat{A}_{sj} X_{Qj}, \quad (4)$$

$$X_{Ij} = \int_{\Delta_j} x(t) I(t - \tau_j) \cos(\omega_0 t) dt, \quad Y_{Ij} = \int_{\Delta_j} x(t) I(t - \tau_j) \sin(\omega_0 t) dt \quad (5)$$

$$X_{Qj} = \int_{\Delta_j} x(t) Q(t - \tau_j) \cos(\omega_0 t) dt, \quad Y_{Qj} = \int_{\Delta_j} x(t) Q(t - \tau_j) \sin(\omega_0 t) dt, \quad j = \overline{1, p}$$

Эффективная оценка информационных параметров возможна только при высокой точности оценки комплексной амплитуды сигналов лучей $\hat{A}_{cj}, \hat{A}_{sj}, j = \overline{1, p}$.

Основной частью алгоритма квазикогерентного приема M-PSK и M-QAM сигналов является оценка комплексной амплитуды входного сигнала. В предлагаемом алгоритме оценка комплексной амплитуды сигналов осуществляется в несколько этапов. На первом этапе для каждого луча производится фильтрация оценок комплексной амплитуды пилот символов

$$\tilde{A}_c^{(p)} = \frac{2(b^{(p)} X_I + a^{(p)} Y_I)}{b^{(p)2} + a^{(p)2}}, \quad \tilde{A}_s^{(p)} = \frac{2(b^{(p)} Y_Q - a^{(p)} X_Q)}{b^{(p)2} + a^{(p)2}}, \quad (6)$$

$X_I = \{X_{Ii}\}, Y_I = \{Y_{Ii}\}, X_Q = \{X_{Qi}\}, Y_Q = \{Y_{Qi}\}, i = \overline{1, J}$, J – количество используемых оценок комплексной амплитуды пилот символов.

Далее методом адаптивной стохастической интерполяции (по методу наименьших квадратов) по профильтрованным оценкам комплексной амплитуды пилот символов $\tilde{A}_c^{(p)}, \tilde{A}_s^{(p)}$ формируется предварительная оценка комплексной амплитуды информационных символов

$$\hat{A}_{cm} = \tilde{A}_c^{(p)T} K^{-1} R, \quad \hat{A}_{sm} = \tilde{A}_s^{(p)T} K^{-1} R, \quad (7)$$

где $R = \{ \langle A_{cm} A_{ci}^{(p)} \rangle \}, i = \overline{1, J}$, $K = \{ \langle A_{cn}^{(p)} A_{ci}^{(p)} \rangle \}, n, i = \overline{1, J}$. Адаптивная интерполяция (7) предполагает наличие устройства, измеряющего статистические свойства канала, а именно, автокорреляционную функцию $R(k-j) = \langle A_{ck} A_{cj} \rangle = \langle A_{sk} A_{sj} \rangle$. Оценка автокорреляционной функции определяет значения K, R и может производиться одним из известных методов, например как предложено в [4].

На втором этапе предварительные оценки (7) подставляются в (3) и производится оценка информационных параметров m -го символа \hat{b}, \hat{a}

$$\hat{b}, \hat{a} = \arg \max \Omega(b, a). \quad (8)$$

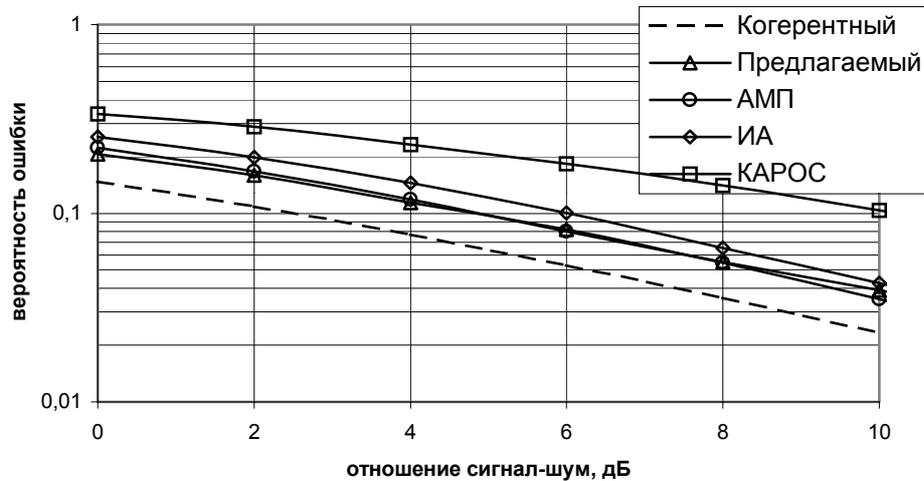
Затем для каждого луча формируются уточненные оценки комплексной амплитуды информационных символов

$$\tilde{A}_c = \frac{2(\hat{b}X_i + \hat{a}Y_i)}{\hat{b}^2 + \hat{a}^2}, \quad \tilde{A}_s = \frac{2(\hat{b}Y_o - \hat{a}X_o)}{\hat{b}^2 + \hat{a}^2}. \quad (9)$$

Далее для подавления шумов производится фильтрация оценок комплексной амплитуды информационных $\tilde{A}_{ci}, \tilde{A}_{si}, i = \overline{1, N_d}$ и пилот $\tilde{A}_{ci}^{(p)}, \tilde{A}_{si}^{(p)}, i = \overline{1, N_p}$ символов, в результате получаем улучшенные оценки комплексной амплитуды информационных символов, которые используются в (3). Второй этап оценки комплексной амплитуды повторяется несколько раз.

Анализ помехоустойчивости предлагаемого алгоритма квазикогерентного приема был выполнен методом компьютерного моделирования. Использование информационных символов для оценки комплексной амплитуды, позволяет резко (более 4 дБ) повысить помехоустойчивость квазикогерентно приема по сравнению с алгоритмами, использующими для оценки комплексной амплитуды только пилот символы. На рисунке приведена зависимость вероятности ошибочного приема двоичных символов предлагаемого алгоритма от отношения сигнал-шум. Принимаемый сигнал представлял собой последовательность групп символов длительностью 0.625мс, каждая из которых содержала 6 информационных QPSK символов и 4 пилот символа. Фединг сигнала соответствовал модели Джейкса [5]. Произведение частоты фединга F на длительность символа Δ , выбиралось $F\Delta = 0.055$, что при частоте несущей 1.8 ГГц соответствует скорости движения абонента 500 км/ч. Для сравнения приведены также характеристики квазиоптимального алгоритма с решающей обратной связью (КАРОС), итеративного алгоритма (ИА) и алгоритма максимального правдоподобия (АМП) из [3]. Из рисунка видно, что помехоустойчивость предлагаемого алгоритма не уступает помехоустойчивости сложного для реализации алгоритма АМП, а выигрыш по сравнению с более простым алгоритмом КАРОС составляет 4-5 дБ. Предлагаемый алгоритм обладает быстрой сходимостью, так что при его реализации достаточно одной – двух итераций второго этапа. На рисунке представлен вариант двух итераций второго этапа.

Высокие точностные характеристики алгоритма в сочетании с относительной простотой реализации делают его перспективным для использования в мобильных системах сотовой связи.



Литература

1. S. Abeta, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Adaptive channel estimation for coherent DS-CDMA mobile radio using time-multiplexed pilot and parallel pilot structures," IEICE Trans. Commun., vol.E82-B, no.9, pp.1505-1513, Sept. 1999.
2. K. Genko, L. Nam, K. Sakaniwa, "Improvement of extended symbol-aided estimation for Rayleigh fading channels," IEICE Trans. Fundam., vol.E81-A, no.10, pp.2073-2082, Oct. 1998.
3. А.В. Гармонов, Ю.Е. Карпитский, В.Б. Манелис, А.Ю Савинков " Квазикогерентный прием фазоманипулированных сигналов в канале с быстрым федингом," // 7-я международная конференция и выставка "Цифровая обработка сигналов и её применение", Москва, 2000. Т3 с.123-128.
4. И.В. Каюков, В.Б. Манелис, "Оценка канала распространения в мобильных системах связи"// 7-я международная научно-техническая конференция "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж, 2001.– Т2. с.958–965.
5. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ. Под ред. У.К. Джейкса, М.: "Связь", 1979

QUASI-COHERENT RECEPTION OF MULTIPATH SIGNAL AT DISCONTINUOUS PILOT SIGNAL

Garmonov A., Kaioukov I., Manelis V.

Federal Center "Voronezh Research Institute",
Russia, 394018, Voronezh, 14 Plekhanovskaya St., Tel. (0732) 74-2747, fax (0732) 74-2822

Voronezh State University,
394693, Voronezh, 1 Universitetskaya Sq., E-mail: Manelis@kodofon.vrn.ru

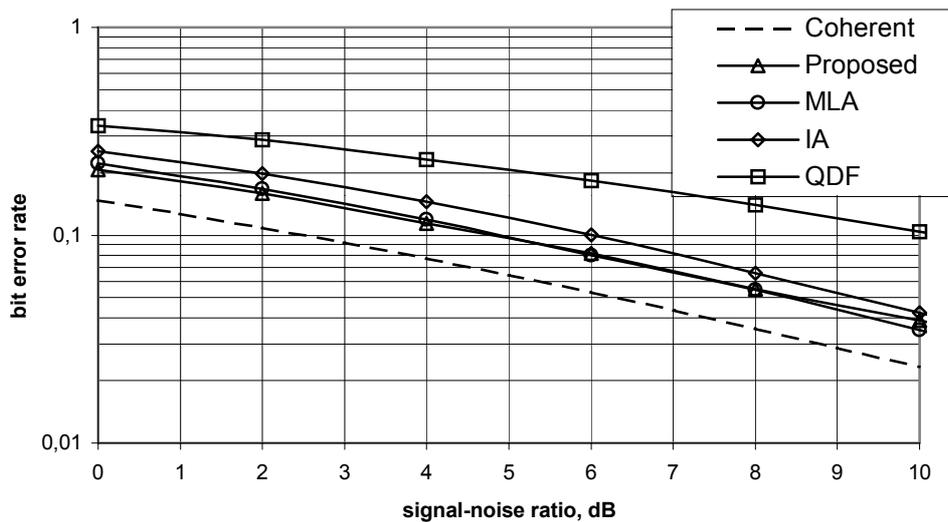
In order to reach the high interference stability and capacity of 3G and 4G mobile cellular communication systems it is supposed to use M-PSK and M-QAM types of modulation. Potential advantages of these types of modulation can be implemented only at the high estimation accuracy of the complex amplitude of the received signal. For that a desired signal has a pilot component. The discontinuous pilot signal when pilot symbols are time-multiplexed with information symbols has been widespread recently. A large number of publications, for example, [0, 2, 3], are devoted to the signal reception with the discontinuous pilot signal. However under the high frequency fading condition they are either disabled or inefficient.

In the present work we proposed the efficient algorithm of quasi-coherent reception of the multipath signal based on the adaptive interpolation of the complex amplitude of path signals and iteration procedure using information symbols.

The main part of the quasi-coherent reception algorithm of M-PSK and M-QAM signals is the complex amplitude estimation of the input signal since the efficient estimation of information parameters is only possible at the high estimation accuracy of the complex amplitude of path signals. In the proposed algorithm the complex amplitude estimation of signals is performed in several steps. At the first step the filtration of complex amplitude estimates of pilot symbols is carried out for each path. Further the preliminary complex amplitude estimate of information symbols is performed by the filtered complex amplitude estimates of pilot symbols using the method of adaptive stochastic interpolation (by the least-square method). The adaptive interpolation presupposes the presence of a device which measures the statistic features of the channel namely the autocorrelation function. The channel autocorrelation function can be estimated using one of the known methods, for example, as it is proposed in [4]. At the second step the estimation of the information parameters of the input signal is performed preparatory using the preliminary complex amplitude estimate obtained at the first step. Then the more accurate complex amplitude estimates of information symbols are generated for each path by the obtained estimates of information parameters. Further the complex amplitude estimates of information and pilot symbols are filtered to cancel noises. As a result we obtain the improved complex amplitude estimates of information symbols which are used for the repeated determination of estimates of information parameters. The second step of the complex amplitude estimation is repeated several times.

Analysis of the interference stability of the proposed quasi-coherent reception algorithm is implemented using the computer simulation method. Utilization of information symbols for the complex amplitude estimation enables us to dramatically increase the interference stability of the quasicohherent reception (more than 4 dB) as compared to algorithms which use only pilot symbols for the complex amplitude estimation. The figure below shows the dependence of bit error rate of the proposed algorithm on the signal-noise ratio. The received signal is a sequence of symbol groups of 0.625ms duration each having 6 information QPSK symbols and 4 pilot symbols. Channel fading corresponded to Jackes model [5]. Product of fading frequency F and symbol duration Δ is chosen equal to $F\Delta = 0.055$ that corresponds to the speed of the subscriber movement equal to 500 km/h at the carrier frequency 1.8 GHz. For comparison this figure also shows the performance of quasi - optimal decision feedback algorithm (QDF), iterative algorithm (IA) and maximum likelihood algorithm (MLA) from [3]. From the figure follows that the interference stability of the proposed algorithm is equal to the interference stability of MLA algorithm which is complex for implementation and the gain as compared to the simpler QDF algorithm is equal to 4-5 dB. The proposed algorithm has the rapid convergence so that while its implementing one-two iterations of the second step are sufficient. The figure demonstrates a variant of two iterations of the second step.

The high accuracy performance of the algorithm in combination with the relative simplicity of its implementation makes this algorithm perspective to utilize in mobile cellular communication systems.



References

1. S. Abeta, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Adaptive channel estimation for coherent DS-CDMA mobile radio using time-multiplexed pilot and parallel pilot structures," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E82-B, no.9, pp.1505-1513, Sept. 1999.
2. K. Genko, L. Nam, K. Sakaniwa, "Improvement of extended symbol-aided estimation for Rayleigh fading channels," *IEICE Trans. Fundam.*, vol.E81-A, no.10, pp.2073-2082, Oct. 1998.
3. A.V. Garmonov, Yu. E. Karpitsky, V.B. Manelis, A. Yu. Savinkov "Quasi-coherent reception of MPSK signals in fast fading channel" // the 7-th international conference and exhibition "Digital signal processing and its application", Moscow, 2000. V3 p.123-128.
4. I. V. Kaioukov, V. B. Manelis, "Propagation channel estimation in mobile communication systems"// the 7-th international scientific and technical conference "Radio location, navigation, communication", Voronezh, 2001.- V2. p.958-965.
5. Communication with mobile objects in microwaves. Under the editorship of W. K Jackes, M.: "Communication", 1979.