

КВАЗИКОГЕРЕНТНЫЙ ПРИЕМ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В КАНАЛЕ С БЫСТРЫМ ФЕДИНГОМ

Гармонов А.В., Карпитский Ю.Е., Манелис В.Б., Савинков А.Ю.

Федеральный исследовательский и производственный центр "Воронежский научно исследовательский институт связи". Россия 394018 г. Воронеж ул. Плехановская 14
Тел. (0732) 74-27-47, факс (0732) 74-28-22, E-mail: Manelis@kodofon.vrn.ru

1. Введение.

Одним из требований к системам мобильной связи 3-го поколения является поддержание связи с абонентами, перемещающимися с высокой скоростью. Как следствие, мобильная система связи должна эффективно функционировать в условиях быстрого (высокочастотного) фединга. Одной из основных возникающих при этом проблем является формирование оценки комплексной огибающей сигнала, необходимой для квазикогерентного приема ФМ сигнала. Для осуществления этой оценки полезный сигнал включает пилот компоненту, которая во многих случаях представляет собой известную пилот-последовательность, периодически вставляемую в сообщение. Оптимальный по методу максимального правдоподобия подход к решению этой задачи [1] требует знания автокорреляционной функции канала связи и приводит к алгоритму, вычислительная сложность которого очень велика. В данной статье комплексная огибающая входного сигнала трактуется, как некоторая неизвестная гладкая функция, подлежащая параметризации путем разложения в ряд по некоторой системе функций.

2. Постановка задачи.

Положим, что на интервале $[0, T]$ наблюдается реализация суммы полезного сигнала и помехи

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

где $n(t)$ - белый гауссовский шум с односторонней спектральной плотностью N_0 , $s(t, \mathbf{A}, \boldsymbol{\psi}, \mathbf{a}, \mathbf{b})$ - полезный двухкомпонентный сигнал

$$s(t, \mathbf{A}, \boldsymbol{\psi}, \mathbf{a}, \mathbf{b}) = \sum_{j=1}^N A_j g_j(t) [b_j \cos(\omega_0 t - \psi_j) + a_j \sin(\omega_0 t - \psi_j)]. \quad (2)$$

Здесь ω_0 - несущая частота, $g_j(t)$ - псевдослучайная последовательность, известная на интервале каждого элементарного символа Δ_j , длина каждого интервала равна Δ ; $\mathbf{A} = \{A_j\}$, $\boldsymbol{\psi} = \{\psi_j\}$, $j = \overline{1, N}$ - априори неизвестные амплитуда и фаза полезного сигнала, приближенно постоянные на интервалах Δ_j ; $\mathbf{a} = \{a_j\}$, $\mathbf{b} = \{b_j\}$, $j = \overline{1, N}$ - векторы параметров, каждый из которых содержит N_d неизвестных информационных параметров (соответствующие вектора обозначим $\mathbf{a}_d, \mathbf{b}_d$), а также N_p известных параметров пилот символов (соответствующие вектора - $\mathbf{a}_p, \mathbf{b}_p$), $N_d + N_p = N$; $N = T/\Delta$ - количество интервалов, укладываемых на $[0, T]$. Количество и взаимное расположение информационных и пилот бит в векторах \mathbf{a} и \mathbf{b} априори известно. Необходимо по наблюдаемым данным (1) вынести решение о значении информационных параметров $\mathbf{a}_d, \mathbf{b}_d$

3. Алгоритм максимального правдоподобия.

Синтез алгоритма выполним при параметризации комплексной огибающей, т. е. будем считать, что дискретные компоненты $A_{cj} = A_j \cos \psi_j$, $A_{sj} = A_j \sin \psi_j$ на рассматриваемом интервале $[0, T]$ хорошо описывается в некотором базисе $\{f_m(t)\}$, $m = \overline{0, K}$, $t \in [0, T]$

$$A_{cj} = \sum_{m=0}^K c_m f_m(t_j), \quad A_{sj} = \sum_{m=0}^K d_m f_m(t_j), \quad (3)$$

где t_j - временное положение элементарного интервала Δ_j . Максимизируя ЛФOPP по сопровождающим параметрам \mathbf{c}, \mathbf{d} , получаем решающую функцию в виде

$$M(\mathbf{a}_d, \mathbf{b}_d) = \frac{2}{N_0} \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N Q_{ij} (p_i p_j + q_i q_j) \chi_{ij}, \quad (4)$$

$$Q_{ij} = \sum_{m=0}^K \sum_{n=0}^K \theta_{mn} f_m(t_i) f_n(t_j), \quad \boldsymbol{\theta} = \{\theta_{mn}\}, \quad m, n = \overline{0, K}, \quad \boldsymbol{\theta} = \boldsymbol{\Gamma}^{-1}; \quad \boldsymbol{\Gamma} = \left\{ \Delta \sum_{j=1}^N f_m(t_j) f_n(t_j) \right\},$$

$$m, n = \overline{0, K}, \quad p_j = b_j X_j + a_j Y_j, \quad q_j = b_j Y_j - a_j X_j, \quad j = \overline{1, N},$$

$$X_j = \int_{\Delta_j} x(t)g_j(t)\cos(\omega_0 t)dt, \quad Y_j = \int_{\Delta_j} x(t)g_j(t)\sin(\omega_0 t)dt, \quad \chi_{ij} = 0 \text{ - если оба индекса } i \text{ и } j \text{ соответствуют}$$

пилот символам, в противном случае $\chi_{ij} = 1$. Элементы $Q_{ij}, i, j = \overline{1, N}$ не зависят ни от наблюдаемых данных, ни от оцениваемых параметров, и могут быть рассчитаны заранее.

Таким образом, для оценки информационных параметров $\mathbf{a}_d, \mathbf{b}_d$ необходимо рассчитать значение решающей функции (4) для всех возможных комбинаций значений векторов $\mathbf{a}_d, \mathbf{b}_d$, и найти положение ее абсолютного максимума. Для M-ичной ФМ число таких комбинаций равно M^{N_d} . Видно, что вычислительная сложность АМП резко возрастает с увеличением количества информационных символов N_d на интервале анализа.

4. Алгоритмы с решающей обратной связью.

Гораздо более простым по отношению к приему в “целом” является посимвольный прием. Осуществить переход к посимвольному приему можно, используя идею решающей обратной связи (РОС). Эта идея заключается в том, что для оценки текущих символов используются оценки информационных параметров предыдущих символов.

4.1 **Квазиоптимальный алгоритм с решающей обратной связью (КАРОС).** Одной из возможных реализаций идеи РОС применительно к рассматриваемой задаче является следующий квазиоптимальный алгоритм (будем обозначать его КАРОС). Пусть имеется блок из L символов, неизвестным в котором является только последний L-ый символ (b_L, a_L). Предыдущие L-1 символов либо известны (как пилот символы), либо оценены на предыдущих этапах работы алгоритма. Оценка неизвестного символа основана на использовании формулы (4). Отбрасывая в (4) слагаемые, не зависящие от оцениваемого L-го символа, после необходимых преобразований получаем

$$M(a_L, b_L) = \frac{2}{N_0} [b_L(X_L u_L + Y_L v_L) + a_L(Y_L u_L - X_L v_L)], \quad (5)$$

где $u_L = \sum_{i=1}^{L-1} Q_{iL} p_i, \quad v_L = \sum_{i=1}^{L-1} Q_{iL} q_i$. Находя значения $(\tilde{a}_L, \tilde{b}_L)$, максимизирующие (5), получаем

оценку КАРОС. Для QPSK модуляции имеем

$$\tilde{b}_L = \text{sgn}(X_L u_L + Y_L v_L), \quad \tilde{a}_L = \text{sgn}(Y_L u_L - X_L v_L). \quad (6)$$

Аналогично демодулируется следующий (L+1)-ый символ и т. д.

4.2 **Алгоритм с решающей обратной связью и экстраполяцией (АРОСЭ).** Упрощенной модификацией описанного выше КАРОС является алгоритм с решающей обратной связью и с экстраполяцией (АРОСЭ). В АРОСЭ оценка комплексной огибающей на интервале текущего (L+1)-го символа выносится по значениям комплексной огибающей L предыдущих символов (либо пилот символы, либо оцененные ранее информационные символы). Эти значения используются следующим образом. Комплексная огибающая представляется в виде (3) в полиномиальном базисе. Производится оценка векторов \mathbf{c} и \mathbf{d} по методу наименьших квадратов в соответствии с условием

$$\sum_{j=1}^L \left(\tilde{A}_{cj} - \sum_{m=0}^K c_m (t_j - T/2)^m \right)^2 = \min, \quad \sum_{j=1}^L \left(\tilde{A}_{sj} - \sum_{m=0}^K d_m (t_j - T/2)^m \right)^2 = \min, \quad (7)$$

где

$$\tilde{A}_{cj} = \frac{\tilde{b}_j X_j + \tilde{a}_j Y_j}{\Delta}, \quad \tilde{A}_{sj} = \frac{\tilde{b}_j Y_j - \tilde{a}_j X_j}{\Delta}. \quad (8)$$

Для информационных символов величины \tilde{b}_j, \tilde{a}_j в (8) представляют собой полученные ранее оценки, для пилот символов $\tilde{b}_j = \tilde{a}_j = 1$. Условие (4) приводит к системе линейных уравнений, решение которой относительно векторов \mathbf{c}, \mathbf{d} не представляет затруднений. Далее в предположении справедливости полученной модели на интервале текущего оцениваемого (L+1)-го символа осуществляется экстраполяция (прогноз) (\hat{A}_c, \hat{A}_s) его комплексной огибающей по формулам

$$\hat{A}_c = \sum_{m=0}^K \tilde{c}_m (t_{L+1} - T/2)^m, \quad \hat{A}_s = \sum_{m=0}^K \tilde{d}_m (t_{L+1} - T/2)^m, \quad (9)$$

где t_{L+1} - временное положение оцениваемого символа, $\tilde{c}_m, \tilde{d}_m, m = \overline{0, K}$ - оценки, удовлетворяющие (7).

В соответствии с прогнозом (9) производится демодуляция $(L+1)$ -го символа, а также оценка комплексной огибающей этого символа по формуле (8). Описанная процедура повторяется для последующих символов. Заметим, что, если в КАРОС окно символов, по которому формируется прогноз комплексной огибающей демодулируемого символа, включает этот символ, то в АРОСЭ демодулируемый символ не включается в окно.

4.3 Двухпроходный алгоритм с решающей обратной связью и экстраполяцией (ДАРОСЭ).

В КАРОС и АРОСЭ ошибочно оцененные предыдущие символы увеличивают вероятность ошибки при оценке текущего символа. При удалении от пилот символов вероятность ошибки возрастает, и появляется тенденция к срыву приема. Поэтому, для улучшения помехоустойчивости необходимо минимизировать максимальный интервал между пилот группой и информационными символами, “привязанными” к этой пилот группе. Эта идея реализована в двухпроходном алгоритме с решающей обратной связью (ДАРОСЭ), где поздняя часть слота демодулируется начиная с последнего информационного символа по пилотным отсчетам следующего слота, то есть, процесс демодуляции информационной части слота идет как с начала, так и с конца слота к его середине [2]. Граничный символ слота здесь может выбираться по-разному: либо по середине слота; либо по символу с минимальной энергией, где имеет место сильное замирание полезного сигнала, и вероятность ошибочного приема символа наиболее велика. Заметим, что выбор граничного символа по минимуму энергии позволяет улучшить характеристики алгоритма в рабочей области примерно на 1ДБ по сравнению с случаем граничного символа в середине слота. Тем не менее, из-за отмеченных выше недостатков, свойственных алгоритмам посимвольной демодуляции с РОС, ДАРОСЭ существенно уступают в точности АМП.

5. Итеративный алгоритм (ИА).

Очевидно, точность оценок комплексной огибающей и информационных параметров взаимозависимы. ИА [3] основан на последовательном улучшении оценки информационных параметров за счет улучшения оценки несущей. Последнее в свою очередь обусловлено последовательным увеличением точности демодуляции.

ИА, так же, как и АМП, и алгоритмы восстановления несущей с РОС, предполагает полиномиальную аппроксимацию (3) комплексной огибающей сигнала в пределах слота. Первоначально формируется первое приближение оценок информационных параметров слота, например, используя описанный выше ДАРОСЭ. Затем на основании этих оценок по методу наименьших квадратов (7) выносятся оценка параметров полинома \mathbf{c}, \mathbf{d} , т. е. осуществляется восстановление несущей. В соответствии с восстановленной несущей проводится демодуляция информационной части слота, в результате формируется второе приближение оценки информационных параметров. Это второе приближение используется для уточнения комплексных огибающих символов слота по формуле (8), находятся новые значения векторов \mathbf{c}, \mathbf{d} и т. д. Использование нескольких итераций позволяет увеличить точность окончательной демодуляции.

6. Заключение.

Представленные алгоритмы квазикогерентного приема ФМ сигналов основаны на параметризации изменяющейся во времени комплексной огибающей сигнала путем разложения ее в ряд по некоторой системе функций. Анализ алгоритмов выполнен в условиях быстрого фединга (произведение длительности символа на частоту фединга составляло 0.06) в соответствии с моделью Джейкса, когда изменение комплексной огибающей от символа к символу является существенным. Предполагалось, что данные передаются слотами по 10 QPSK символов каждый. Первые 4 символа каждого слота являются пилот символами (пилот группа), следующие 6 символов слота – информационные. Сравнительная точность рассмотренных алгоритмов представлена на рисунке.

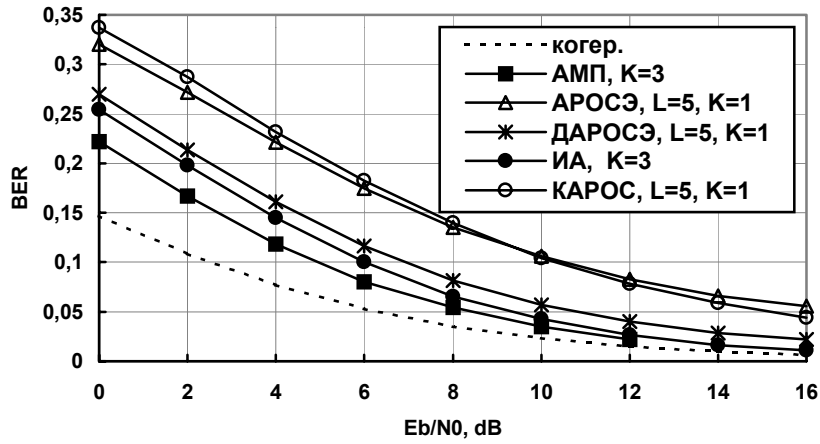


Рисунок. Зависимость вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум на бит

Были выбраны наилучшие параметры для каждого алгоритма. Из кривых рисунка следует, что наилучшей точностью из относительно легко реализуемых алгоритмов обладают ДАРОСЭ и ИА. Последний уступает сложному для реализации АМП не более 1 ДБ. Таким образом, полученные результаты позволяют обоснованно выбрать алгоритм квазикогерентного приема ФМ сигналов в условиях быстрого фединга в зависимости от требований к точности и простоте его реализации.

Литература

1. J.H. Lodge and M.J. Moher, "Maximum-likelihood sequence estimation of CPM signals transmitted over Rayleigh flat-fading channels," IEEE Trans. Commun., vol. 38, no 6, pp.787-794, June, 1990.
2. А.В. Гармонов, Ю.Е. Карпитский, В.Б. Манелис, А.Ю Савинков "Алгоритмы квазикогерентного приема фазоманипулированного сигнала при наличии прерывистого пилот-сигнала в канале с быстрыми замираниями," Синтез, передача и прием сигналов управления и связи, Воронеж, ВГТУ, 1999.-№ 6.
3. Гармонов А.В., Савинков А.Ю., Карпитский Ю.Е. "Итеративный квазикогерентный многолучевой прием с линейной регрессией," 5 международная научно-техническая конференция "Радиолокация, навигация, связь", Воронеж, 1999. – Т1, с. 546-551



QUASI-COHERENT RECEPTION OF MPSK SIGNALS IN FAST FADING CHANNEL

Garmonov A.V., Karpitski Yu.E., Manelis V.B., Savinkov A.Yu.

Federal Research and Production Center "Voronezh Research Institute for Telecommunications". 14, Plekhanovskaya st., Voronezh 394018 Russia.

Phone (0732) 74-27-47, fax (0732) 74-28-22, E-mail: manelis@kodofon.vrn.ru

One of the requirements to 3G mobile telecommunications systems is support of communication with users moving at fast speed. So, a mobile telecommunications system should operate efficiently in fast (high frequency) fading environment. One of the major problems to be tackled with this respect is generation of an estimate of complex signal envelope (carrier recovery) needed for quasi-coherent reception of MPSK signal. To produce this estimate, the desired signal includes a pilot component, which is mostly a known pilot sequence periodically inserted into a message. The optimum by the maximum likelihood approach to solving this problem [1] requires knowledge of the auto-correlation function of a propagation channel and leads to the algorithm, whose computation complexity is very large. In this paper the components of the complex input signal envelope $A_{cj} = A_j \cos \Psi_j$, $A_{sj} = A_j \sin \Psi_j$ (A_j, Ψ_j - amplitude and phase of j -th symbol) are treated as some known smooth functions within the analysis interval $[0, T]$, subject to parameterization by expansion them into a series by some system of functions $\{f_m(t)\}, m = \overline{0, K}$.

$$A_{cj} = \sum_{m=0}^K c_m f_m(t_j), \quad A_{sj} = \sum_{m=0}^K d_m f_m(t_j) \quad , \quad (1)$$

where t_j - time position of j -th symbol. As a result of maximization of the likelihood ratio functional logarithm by accompanying parameters $\mathbf{c} = \{c_m\}, \mathbf{d} = \{d_m\}, m = \overline{0, K}$ the decision function of the maximum likelihood algorithm (MLA) is derived for estimation of info parameters of a signal. MLA requires calculation of the decision function values for all the possible combinations of values of info parameters and determination of the position of its absolute maximum. For MPSK the number of such combinations equals M^{N_d} , where N_d - number of info parameters within the analysis interval. It can be clearly seen that the computation complexity of MLA dramatically increases as the number of info symbols N_d increases within the analysis interval.

Compared to the reception on the whole, symbolwise reception seems to be a lot simpler. It is possible to switch to the symbolwise reception using the decision feedback (DF) idea. The idea consists in that estimates of info parameters of previous symbols are used to estimate current symbol. For estimation of L -th symbol, the quasi-optimum DF algorithm (QDF) uses values of previous $L-1$ symbols that are either known (as pilot symbols) or estimated at previous steps of algorithm operation. Estimation of current L -th symbol is based on the use of the MLA decision function. A simpler modification to the QDF is the algorithm with decision feedback and extrapolation (EDF). EDF produces the estimate of the complex envelope within the current interval of $(L+1)$ -th symbol by the values of the complex envelope of L previous symbols. The complex envelope is represented as (3) in polynomial basis. The vectors \mathbf{c} and \mathbf{d} are estimated by the method of the least squares. Next, assuming that the obtained model is true, extrapolation (prediction) of complex envelope is carried out within the interval of current $(L+1)$ -th symbol. According to the prediction, demodulation of $(L+1)$ -th symbol as well as estimation of the complex envelope of this symbol are performed. The described procedure is repeated for consequent symbols. In QDF and EDF algorithms the erroneously estimated previous symbols increase error probability during current symbol estimation. Further away from pilot symbols it is, the greater error probability is and the tendency to reception failure emerges. Improvement of interference stability has been achieved in bi-direction decision feedback algorithm (EDFB), where the latest part of a slot is demodulated starting from the last info symbol by pilot symbols of a next slot, i.e. the process of demodulation of the info part of a slot is both from the beginning and from the end of a slot to its middle [2]. The boundary symbol of a slot can be selected variously: in the middle of a slot, by the minimum energy symbol, where the desired signal is severely attenuated, and the probability of erroneous reception of a symbol is the largest. Note that selection of the boundary symbol by the energy minimum enables improvement of the algorithm performance by 1dB in the target area compared to the boundary symbol in the middle of a slot.

The iterative algorithm (IA) [3] is based on successive improvement of estimation of info parameters due to complex envelope estimation improvement. The latter, in its turn, is due to successive increasing in demodulation accuracy. IA, as well as MLA, and the decision feedback reception algorithms presuppose polynomial approximation (3) of the complex signal envelope within a slot. Initially, the first approximation of slot info parameter estimates is generated, using, for example, the above described EDFB. Then based on these estimates polynomial parameters \mathbf{c}, \mathbf{d} are estimated according to the least square method, i.e. carrier is recovered. According to the recovered carrier the info slot part is demodulated, which results in generation of the second approximation of info parameter estimates. The

second approximation is used to make complex slot symbol envelopes more accurate, and find new values of vectors \mathbf{c}, \mathbf{d} , etc. Use of several iterations enables increase in the accuracy of final demodulation.

The algorithms have been analyzed in fast fading environment (product of symbol duration and fading frequency of 0.06), where change of complex envelope from symbol to symbol is considerable. It has been assumed that data are transmitted in slots, 10 QPSK symbols each. First 4 symbols of each slot are pilot symbols (pilot group), next 6 slot symbols – info ones. Comparative accuracy of the algorithms is shown in Figure 1.

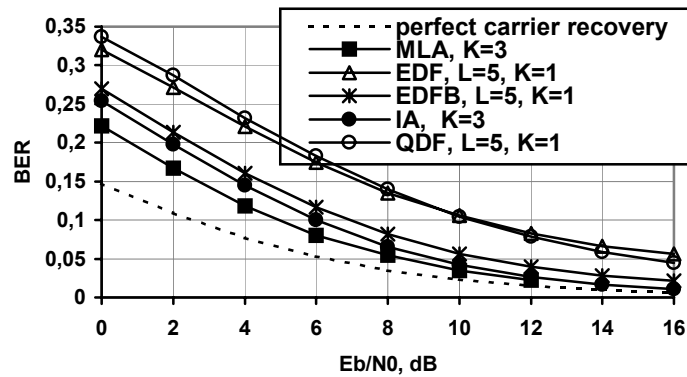


Figure 1 BER vs. E_b/N_0

The best parameters for each reception algorithm have been selected. From Figure 1, EDFB and IA are the most accurate out of the easily implementable algorithms. The latter is worse than the complex in implementation MLA by about 1 dB. Hence, the results obtained allow us to make a validated choice in favor of the algorithm of quasi-coherent reception of MPSK signals in fast fading environment depending upon the requirements to accuracy and simplicity in implementation.

References

1. J. H. Lodge and M. J. Moher, "Maximum-likelihood sequence estimation of CPM signals transmitted over Rayleigh flat-fading channels," IEEE Trans. Commun., vol. 38, no 6, pp.787-794, June. 1990.
2. A.V. Garmonov, Yu.E. Karpitski, V. B. Manelis, A.Yu. Savinkov, "Algorithm of Quasi-Coherent Reception of MSPK Signal with Burst Pilot Signal in Fast Fading Channel," Synthesis, transmission and reception of communication and control signals, Voronezh, VSTU, 1999.-N6.
3. A.V. Garmonov, A.Yu. Savinkov, Yu.E. Karpitski, "Iterative Quasi-Coherent Multipath Reception with Linear Regression," 5th international scientific conference "Radio location, navigation, communication", Voronezh, 1999. – vol.1, p. 546-551.