

3. Bohnke R. Reduced complexity MMSE detection for BLAST architectures / R. Bohnke et al. // Global Telecommunications Conference. – 2003. – Vol. 4. – P. 2258–2262.
4. Casella G. Explaining the Gibbs sampler / G. Casella, E. I. George // The American Statistician. – 1992. – Vol. 46, № 3. – P. 167–174.
5. Farhang-Boroujeny B. Markov chain Monte Carlo algorithms for CDMA and MIMO communication systems / B. Farhang-Boroujeny, H. Zhu, Z. Shi // Signal Processing: IEEE Transactions on. – 2006. – Vol. 54, № 5. – P. 1896–1909.
6. Guo Z. Algorithm and implementation of the K-best sphere decoding for MIMO detection / Z. Guo, P. Nilsson // Selected Areas in Communications: IEEE Journal on. – 2006. – Vol. 24, № 3. – P. 491–503.
7. Hansen M. Near-optimal detection in MIMO systems using Gibbs sampling / M. Hansen et al. // Global Telecommunications Conference, 2009. GLOBECOM 2009. IEEE. – 2009. – P. 1–6.
8. Zhu X. Performance analysis of maximum likelihood detection in a MIMO antenna system / X. Zhu, R. D. Murch // Communications: IEEE Transactions on. – 2002. – Vol. 50, № 2. – P. 187–191.

References

1. Slyusar V. Sistema MIMO: printsipy postroeniya i obrabotka signalov [MIMO system: principles of construction and signal processing]. *Elektronika: nauka, tekhnologiya, biznes* [Electronics: Science, Technology, Business], 2005, no. 8, pp. 52–58.
2. Akoum S. et al. Markov chain Monte Carlo detection methods for high SNR regimes. 2009. *ICC'09. IEEE International Conference on Communications*, 2009, pp. 1–5.
3. Bohnke R. et al. Reduced complexity MMSE detection for BLAST architectures. *Global Telecommunications Conference*, 2003, vol. 4, pp. 2258–2262.
4. Casella G., George E. I. Explaining the Gibbs sampler. *The American Statistician*, 1992, vol. 46, no. 3, pp. 167–174.
5. Farhang-Boroujeny B., Zhu H., Shi Z. Markov chain Monte Carlo algorithms for CDMA and MIMO communication systems. *Signal Processing: IEEE Transactions on*, 2006, vol. 54, no. 5, pp. 1896–1909.
6. Guo Z., Nilsson P. Algorithm and implementation of the K-best sphere decoding for MIMO detection. *Selected Areas in Communications: IEEE Journal on*, 2006, vol. 24, no. 3, pp. 491–503.
7. Hansen M. et al. Near-optimal detection in MIMO systems using Gibbs sampling. *Global Telecommunications Conference, 2009. GLOBECOM 2009. IEEE*, 2009, pp. 1–6.
8. Zhu X., Murch R. D. Performance analysis of maximum likelihood detection in a MIMO antenna system. *Communications: IEEE Transactions on*, 2002, vol. 50, no. 2, pp. 187–191.

УДК 621.396

ВНУТРЕННЯЯ МОДИФИКАЦИЯ СВЕРТОЧНЫХ КОДОВ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С РАЗНЕСЕНИЕМ

Статья поступила в редакцию 02.05.2014, в окончательном варианте 18.08.2014.

Синицин Дмитрий Вячеславович, аспирант, Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, 600000, Российская Федерация, г. Владимир, ул. Горького, 87, e-mail: Dimonych_taran@mail.ru

В настоящее время при передаче информации широко используются сверточные коды и одновременно различные методы разнесения сигналов. Особый интерес представляет возможность адаптации сверточных кодов применительно к системам передачи информации, использующих разнесение, в том числе частотное и пространственное. При частотном разнесении один из кодовых символов передается по одному из частотно-разнесенных каналов, а другой кодовый символ – по другому каналу, и затем оба символа отдельно демодулируются и подаются на декодер. При пространственном разнесении первому кодовому символу соответствует вертикально поляризованная волна, второму кодовому символу – горизонтально поляризованная волна. С помощью вычислительных экспериментов оценена эф-

фektivность метода разнесения. Представлены соответствующие графики, доказывающие его эффективность. Также разработан метод адаптации сверточного кода для системы с обратной связью, при котором используются квадратурные мосты для управления сигналами на передающей стороне. Описаны конкретные варианты технической реализации предлагаемых методов.

Ключевые слова: прием-передача информации, сверточное кодирование, частотное разнесение, пространственное разнесение, поляризационное разнесение, система с обратной связью, отношение «сигнал/шум», квадратурный мост

INTERNAL MODIFICATION OF CONVOLUTIONAL CODES IN COMMUNICATION SYSTEMS WITH DIVERSITY

Sinitsin Dmitriy V., postgraduate student, Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs, 87 Gorky St., Vladimir, 600000, Russian Federation, e-mail: Dimonych_taran@mail.ru

Convolutional codes and different methods of diversity are simultaneously used today for information transferring. Especially it is interesting in adaptation of convolutional codes in communication systems, using diversity, including frequency and space diversity. For frequency diversity one of the code symbols is transferred in one of the frequency-diverse channels, and other symbol – in other channel and then this symbols are separately demodulated and enter to decoder. For space diversity first code symbol corresponds vertically – polarized wave, second code symbol – horizontally – polarized wave are developed. Efficiency of these methods are estimated with using computer modeling. Some graphics were obtained. Also method of adaptation for system with feedback, which used quad bridges for management of signals on transfer side, is developed. Some ways of technical implementation of this methods are described.

Keywords: receive – transmit of information, convolutional coding, frequency diversity, polarizable diversity, space diversity, feedback system, signal-to-noise ratio, quad bridge

Введение. В настоящее время в различных системах передачи информации применяются методы разнесения, в частности – частотное и пространственное разнесение [3, 5, 8]. На линиях с большим количеством интервалов, т.е. отрезков между передающей и приемной антеннами (это характерно для радиорелейной связи), также, как правило, используется двухсторонняя передача, и разнесение одинаковой кратности реализуется в обоих направлениях. Поскольку при этом имеются служебные каналы обратной связи, то появляются дополнительные возможности повышения помехоустойчивости передачи сигналов в цифровых системах с кодированием за счет применения внутренней адаптации сверточных кодов.

Поэтому целью данной статьи был анализ возможностей повышения помехоустойчивости систем передачи информации, применяющих алгоритм сверточного декодирования Витерби путем внутренней адаптации декодера при использовании разнесения сигналов.

Адаптация сверточного кода при частотном разнесении. Применение описываемого метода при частотном разнесении не требует обратной связи. Рассмотрим случай использования двукратного частотного разнесения, т.е. с $N = 2$. При этом по каждому из каналов передаются одинаковые копии сигнала. На приемной стороне они принимаются, переводятся на одну промежуточную частоту (при додетекторном комбинировании) или по отдельности демодулируются (при последетекторном комбинировании). Далее сигналы складываются либо с одинаковыми весовыми коэффициентами при линейном сложении, либо с коэффициентами, зависящими от «качества» каждого из принятых разнесенных сигналов – при оптимальном сложении.

При этом достигаются две цели: 1) уменьшение влияния замираний амплитуды сигнала при достаточном частотном разнесении каналов; 2) увеличение отношения «сигнал/шум». Дополнительные возможности повышения помехоустойчивости появляются, если при кодировании отдельные фрагменты кодированного сигнала передавать по различным каналам разнесения.

Рассмотрим упрощенную функциональную схему системы цифровой связи применительно к сверточному кодированию и модуляции (рис. 1) [7].

В обычных системах передачи информации последовательность кодовых слов модулируется сигналом $S(t)$. Во время прохождения сигнала по каналу связи он «поражается» шумом, в результате чего на вход демодулятора поступает сигнал $\hat{S}(t)$. Далее производится демодуляция сигнала, который затем поступает на вход декодера. Задача декодера состоит в том, чтобы при наличии априорных знаний о структуре кодера и принятой последовательности произвести оценку исходной последовательности сообщения.

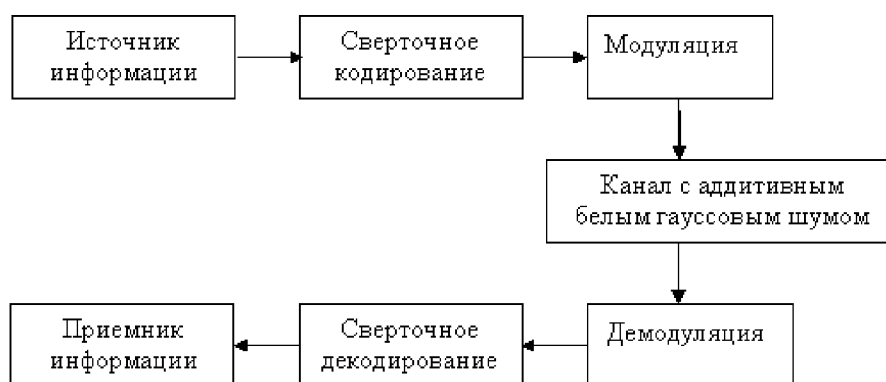


Рис. 1. Упрощенная функциональная схема системы цифровой связи

Свёрточный кодер – это устройство, принимающее на каждом такте работы в общем случае k входных информационных символов и выдающее на выход каждого такта n выходных символов. Число $R = k/n$ называется скоростью кода, где k – число символов, поступающих на вход сверточного кодера, n – число передаваемых в канал связи символов за один такт поступления на кодер информационного символа. Выходные символы сверточного кода однозначно определяются его входными символами. Основными элементами свёрточного кода являются: регистр сдвига, сумматор по модулю 2 и коммутатор.

Регистр сдвига производит сдвиг информационных символов на один разряд вправо. При этом символ, хранящийся в крайнем правом разряде, выводится из регистра и сбрасывается. Таким образом, освобождается крайний левый разряд, куда будет поступать новый информационный символ.

Сумматор по модулю 2 осуществляет сложение поступающих на него символов 1 и 0. Правило сложения по модулю 2 таково: сумма двоичных символов равна 0, если число единиц среди поступающих на входы символов четно, и равно 1, если это число нечетно.

Рассмотрим сверточное кодирование со скоростью $R = 1/2$. С появлением каждого информационного символа кодер передатчика вырабатывает два кодовых символа, которые в «классическом» методе передаются последовательно по времени. При этом длительность каждого кодового символа в два раза меньше длительности информационного символа. В предлагаемом нами методе один из кодовых символов передается по одному из частотно-

разнесенных каналов, а другой – по другому. На приемной стороне оба символа по отдельности демодулируются и подаются в нужном порядке на декодер, восстанавливающий из них передаваемую информационную последовательность.

Нетрудно заметить, что в данном случае средняя мощность сигналов, поступающих на декодер, в обоих вариантах одинакова. Действительно, при классическом методе отношение «сигнал/шум» после комбинирования в среднем возрастает в два раза, поскольку полезные составляющие входных сигналов синфазны, а шумы в разных каналах разнесения независимы друг от друга.

Такое же возрастание наблюдается и в предлагаемом методе, но по другой причине. Поскольку оба кодированных сигнала передаются по отдельным каналам, то длительность каждого из них может быть увеличена в два раза. Следовательно, в два раза возрастает отношение E_b/N_0 , где E_b – энергия сигнала, приходящаяся на один бит принимаемого сообщения, N_0 – спектральная мощность шума.

Различия между методами наблюдаются в законе распределения уровня сигнала перед декодированием. В «классическом» методе оба кодовых символа, относящихся к одному информационному символу, замирают синхронно и с одинаковой амплитудой. В случае рассмотрения наиболее распространенной релеевской модели замираний [2] интегральное распределение амплитуды сигналов Y при линейном сложении определится формулой:

$$W_{\text{лин}}(Y) = 1 - \exp(-Y)\sqrt{\pi Y}\Phi(Y) - \exp(-2Y), \quad (1)$$

где Φ – интеграл вероятности. При оптимальном сложении, использующем весовые коэффициенты для сигналов, интегральное распределение уровня сигналов описывается формулой:

$$W_{\text{онм}}(Y) = 1 - (1 + Y)\exp(-Y). \quad (2)$$

В предлагаемом нами методе огибающая уровня каждого из двух кодовых символов, относящихся к одному информационному символу, замирает по релеевскому закону уже независимо одна от другой. Повышения помехоустойчивости можно добиться при использовании способа, описанного в [4, 6]. Принцип заключается в том, что поскольку уровни соседних кодовых символов различаются, то при сверточном декодировании с помощью алгоритма Витерби [7] нужно вводить поправки в соответствующие метрики переходов в решетчатой диаграмме, которая полностью описывает конкретный сверточный код. Действительно, при сравнении различных вариантов путей по решетке, соответствующих разным возможным вариантам принятой последовательности и равных сумме соответствующих метрик, различные метрики имеют разную «ценность», зависящую от соотношения «сигнал/шум» в момент поступления данного кодового символа. Метрики, соответствующие символам, принятым при высоком отношении «сигнал/шум», должны входить в общую сумму метрик с большим весом, и наоборот.

Подобная внутренняя адаптация сверточного декодера дает дополнительное улучшение исправляющих свойств декодера и снижает вероятность появления ошибок. Эффективность предлагаемого метода исследовалась с помощью компьютерного моделирования. Его результаты представлены на рис. 2.

Использовалась релеевская модель замираний сигналов. Длина сгенерированных сообщений составляла 10^5 символов. Принималось, что блоки длиной 10^3 символов замирают с одинаковой амплитудой. Использовался стандартный сверточный код 3 (7,5) [7].

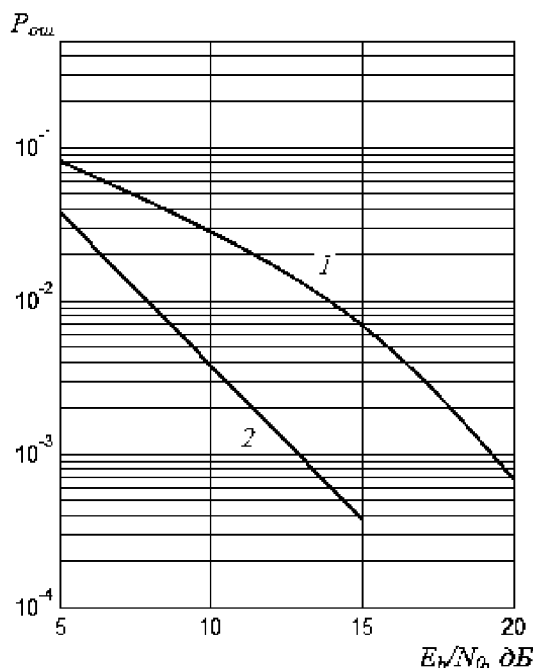


Рис. 2. Теоретическая зависимость вероятности ошибки декодирования от соотношения «сигнал/шум»: 1 – работа декодера в условиях замираний сигналов без внутренней адаптации; 2 – с адаптацией, т.е. по предлагаемому методу

На этом графике по горизонтальной оси отложена величина отношения энергии сигнала, приходящейся на один бит входного сообщения, к спектральной мощности шума, по вертикальной – вероятность ошибочного декодирования символа.

Предлагаемый метод также может быть использован при другой кратности разнесения и других кодовых скоростях. В этом случае, если $N = 1/R$, то по каждому каналу разнесения передается один из кодовых символов, соответствующих одному информационному символу. Если $N < 1/R$, то по каждому из частотно-разнесенных каналов передается несколько кодовых символов. Если же $N > (1/R)$, то несколько частотно-разнесенных каналов используется для передачи каждого кодового символа.

Следует отдельно отметить еще одну особенность, возникающую при использовании предлагаемого метода. Поскольку длительность символов, передаваемых по каждому из каналов, увеличивается в два раза, постольку в два раза уменьшается и полоса частот, занимаемая каждым из каналов. Как следствие, имеет место существенная экономия ширины общей спектральной полосы – «сэкономленный» частотный диапазон может быть использован для других целей.

Адаптация сверточного кода при пространственном разнесении. При использовании пространственного разнесения также возможно применить предлагаемый метод, однако при этом возникают определенные трудности разделения сигналов. Данный метод при определенной модификации применим, в частности, для кодовой скорости $R \geq 1/2$ и наиболее эффективен для кратности разнесения $N = 2$.

Поскольку при пространственном разнесении оба разнесенных сигнала излучаются на одной и той же частоте, то встает задача разделения в каждой из приемных антенн сигналов, пришедших от каждой из передающих антенн. Для этих целей может быть использована

но поляризационное разделение. Укрупненная структурная схема, реализующая подобную обработку сигналов, представлена на рис. 3.

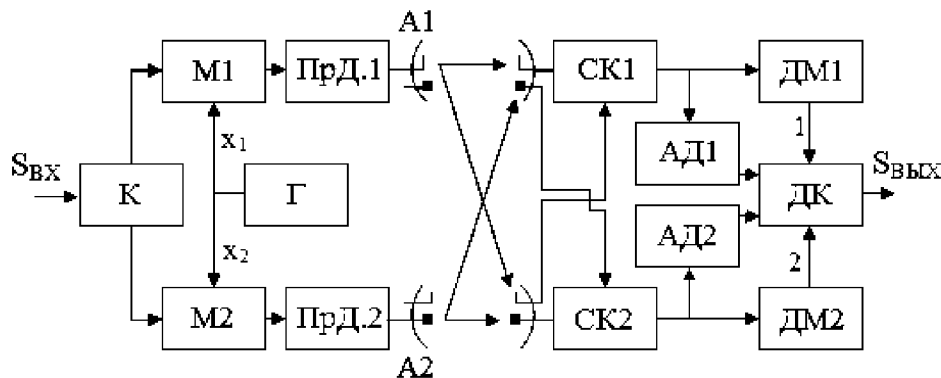


Рис. 3. Схема, реализующая поляризационное разделение сигналов

На передающей стороне на кодер (К) поступает передаваемая информационная последовательность $S_{вх}$. На двух его выходах формируются первый x_1 и второй x_2 кодовые символы, относящиеся к текущему информационному символу. Сформированные кодовые символы направляются, соответственно, на первый и на второй модуляторы (М1 и М2), а с них сигналы подаются на первый и второй передатчики (ПрД1 и ПрД2). Передатчик 1 излучает через соответствующие облучатель антенны А1 вертикально поляризованную волну, а передатчик 2 (через облучатель антенны А2) – горизонтально поляризованную волну. Первый кодовый символ излучается антенной А1, второй кодовый символ – антенной А2.

На приемной стороне в каждой антенне один из облучателей принимает только сигналы, излученные антенной А1, а другой облучатель – только сигналы, излученные антенной А2. Далее сигналы первого символа с обеих антенн складываются одним из методов сложения в первой схеме комбинирования (СК1), а сигналы второго символа складываются во второй схеме комбинирования (СК2). Далее сигналы демодулируются в демодуляторах (ДМ1 и ДМ2) и подаются на декодер (ДК), вырабатывающий на их основе выходной информационный сигнал $S_{вых}$.

Кроме этого, с помощью амплитудных детекторов (АД1 и АД2) определяются текущие уровни сигналов, соответствующих принятым первому и второму символам. Затем на основе этого в ДК производятся соответствующие поправки при вычислении метрик переходов. Обработка информационных сигналов (обычно это информация обратной связи), передаваемых в противоположном направлении, производится аналогично.

Разная поляризация используется не для разнесения, а только лишь для разделения. Разнесение имеет пространственный характер, и при достаточном расстоянии между антеннами статистика замираний близка к статистике замираний при частотном разнесении. Однако после комбинирования распределение уровней каждого из кодовых символов уже не остается релейским, а определяется формулами (1) и (2).

Адаптация сверточного кода в системах с обратной связью. Если в системе используется двухсторонняя передача, то можно, анализируя уровни сигналов после амплитудных детекторов, транслировать эту информацию по служебному каналу обратной связи на передающую сторону. На ее основе общую мощность передатчиков можно перераспределять между антеннами таким образом, чтобы получить дополнительный выигрыш в помехоустойчивости передачи информации.

Для осуществления оптимального перераспределения мощности передающей стороны определим, как влияет неравенство уровней первого и второго кодовых символов на результирующую вероятность ошибки после декодирования.

Будем исходить из того, что суммарная излучаемая мощность

$$P_0 = P_1 + P_2 \quad (3)$$

в общем случае неравномерно распределяется между мощностями

$$P_1 = k_n S_1^2 \text{ и } P_2 = k_n S_2^2, \quad (4)$$

излучаемыми первой и второй антеннами, где S_1 и S_2 – уровни сигналов, поступающих на антенны, k_n – соответствующий коэффициент пропорциональности. Пусть K_1 и K_2 – коэффициенты передачи сигналов от первой и второй антенн до выходов блоков комбинирования СК1 и СК2 соответственно, $y_1 = K_1 S_1$ и $y_2 = K_2 S_2$ – амплитуды первого и второго кодовых символов на их выходах. Тогда зависимость между y_1 и y_2 выразится формулой:

$$y_2 = \sqrt{P_0 / k_n K_2^2 - K_1^2 y_1^2 / K_2^2}. \quad (5)$$

Введем обозначения

$$y_0^2 = (P_0 / k_n K_2^2) \text{ и } k = (K_1^2 / K_2^2). \quad (6)$$

Зависимость между величинами y_1 и y_2 при разных k приведена на рис. 4.

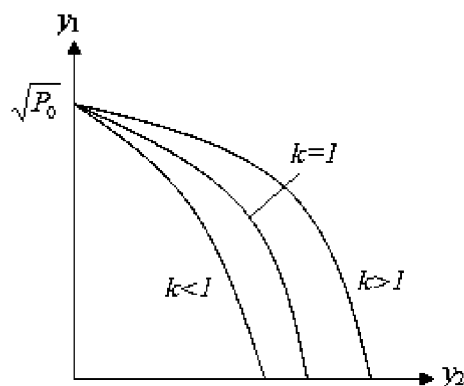


Рис. 4. Теоретическая зависимость между y_1 и y_2 :
 1 соответствует $k < 1$; 2 соответствует $k = 1$; 3 относится к $k > 1$

При равных коэффициентах передачи по обоим каналам ($k = 1$) оптимальный режим (в смысле минимизации вероятности ошибочного декодирования символа) будет, когда общая мощность передающей стороны поровну распределяется между антеннами. Однако при различающихся значениях коэффициентов передачи минимальная вероятность ошибки достигается уже при неравном распределении общей мощности. Если $K_1 > K_2$, то выгоднее отдавать большую мощность первому каналу, чем второму.

Зависимость величины ошибки от соотношения уровней сигналов в приемнике известна заранее. Поэтому процессор в приемнике на основе соотношения величин K_1 и K_2 определяет оптимальные доли для перераспределяемой между антеннами мощности в передатчике.

Однако непосредственная регулировка мощности высокочастотного сигнала, вырабатываемого выходными мощными каскадами передатчика, имеет существенные недостат-

ки. Если использовать один передатчик, то плавно перераспределять его мощность между антеннами затруднительно, так как сигналы, излучаемые ими, различны. Если применять два передатчика, то отводить часть мощного высокочастотного сигнала одного из передатчиков в другую антенну технически также затруднительно.

Эти недостатки снимаются, если использовать принцип квадратурного моста [1], который поясняется рис. 5.

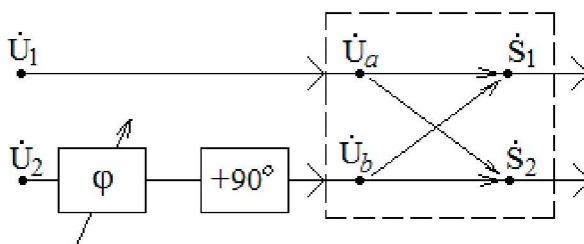


Рис. 5. Схема использования квадратурного моста

На два входа такого моста подаются сигналы от двух однотипных усилителей мощности. Оба сигнала одинаковы по уровню, но сдвинуты по фазе на 90° . В результате на одном из выходов моста сигналы складываются по мощности, а на другом выходе они вычитаются. Таким образом, при равенстве их уровней вся общая мощность выделяется на одном из выходов.

Однако такой квадратурный мост можно использовать и по-другому. Пусть на входах моста (рис. 5) комплексные амплитуды (с учетом фазы сигнала) напряжений равны \dot{U}_a и \dot{U}_b .

Тогда комплексные амплитуды на его выходах будут равны:

$$\dot{S}_1 = \left(\dot{U}_a \exp\left(-j\frac{\pi}{2}\right) + \dot{U}_b \exp(-j\pi) \right) / \sqrt{2}, \quad (7)$$

$$\dot{S}_2 = \left(\dot{U}_a \exp(-j\pi) + \dot{U}_b \exp\left(-j\frac{\pi}{2}\right) \right) / \sqrt{2}. \quad (8)$$

С предыдущих каскадов на входы квадратурного моста подаются такие сигналы: на первый вход – непосредственно с амплитудой $\dot{U}_1 = \dot{U}_a$, а на второй вход – сигнал с некоторым фазовым сдвигом, равным $\varphi + \pi/2$. Амплитуда на втором входе равна $\dot{U}_2 = \dot{U}_b \exp\left(j\varphi + j\frac{\pi}{2}\right)$.

Пусть также обе амплитуды подчиняются соотношению:

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 = \dot{U}. \quad (9)$$

Тогда амплитуды сигналов на его выходах будут равны:

$$\dot{S}_1 = \exp\left(j\frac{\pi}{2}\right) (\dot{U}_1 + \dot{U}_2 \exp(j\varphi)) / \sqrt{2} = j\dot{U}1 + (\exp(j\varphi)) / \sqrt{2}, \quad (10)$$

$$\dot{S}_2 = (\dot{U}_1 \exp(-j\pi) + \dot{U}_2 \exp(j\varphi)) / \sqrt{2} = \dot{U}(-1 + \exp(j\varphi)) / \sqrt{2}. \quad (11)$$

В «классическом» случае $\varphi = 0$, сигнал на втором выходе равен нулю, а амплитуда сигнала на первом выходе равна $\sqrt{2}U$, что соответствует удвоенной мощности. Если $\varphi \neq 0$, то средняя мощность сигналов на первом и втором выходах будет равна:

$$P_1 = \overline{(\dot{S}_1 \dot{S}_1^*)} / 2 = P(1 + \exp(j\varphi))(1 + \exp(-j\varphi)) / 2 = \\ = P[1 + (\exp(j\varphi) + \exp(-j\varphi)) / 2] = P(1 + \cos\varphi), \quad (12)$$

$$P_2 = \overline{(\dot{S}_2 \dot{S}_2^*)} / 2 = P(-1 + \exp(j\varphi))(-1 + \exp(-j\varphi)) / 2 = \\ = P[1 - (\exp(j\varphi) + \exp(-j\varphi)) / 2] = P(1 - \cos\varphi), \quad (13)$$

где P – мощность сигнала амплитуды U ; «звездочка» означает комплексное сопряжение; черта над выражением – усреднение по времени. Таким образом, изменяя величину φ , можно плавно перераспределять общую мощность передатчика, равную $2P$, между выходами моста.

На практике в схемах передатчиков с мостовым сложением мощностей на входах моста ставятся мощные усилители. Регулировку фазы сигнала, сдвинутого по фазе, можно производить до входа второго усилителя мощности. В этом месте схемы уровень сигнала невелик, и техническая реализация подстройки фазы затруднений не встречает.

Определим фазовый сдвиг между выходными сигналами моста.

Введем обозначение:

$$z = \exp\left(j \frac{\varphi}{2}\right), \quad (14)$$

тогда

$$\frac{\dot{S}_2}{\dot{S}_1} = -j \frac{z^2 - 1}{z^2 + 1} = -j \frac{z - z^{-1}}{z + z^{-1}} = \operatorname{tg} \frac{\varphi}{2}. \quad (15)$$

Таким образом, сигналы на выходах моста либо синфазны (при $0 < \varphi < \pi$), либо противофазны (при $-\pi < \varphi < 0$). Это свойство реализуется при организации адаптивного управления на передающей стороне. Укрупненная структурная схема передатчика приведена на рис. 6.

Первая и вторая антенны (A1 и A2) подсоединены к выходам квадратурного моста (Кв.М). На его входах стоят идентичные усилители мощности (УМ1 и УМ2). С задающего генератора несущей частоты (Γ) сигнал поступает на модулятор (М) и дальше на усилители мощности: на УМ1 – непосредственно, а на УМ2 – через перестраиваемый фазовращатель и далее через фазосдвигающую цепочку, в которой в сигнал вносится постоянный фазовый сдвиг, равный $+90^\circ$. В фазовращателе фазовый сдвиг регулируется управляющим сигналом.

Значение управляющего сигнала U_y поступает с противоположной станции по обратной связи через служебный канал. Перед фазовращателем стоит коммутатор (Комм.), который подает для управления либо напряжение U_y , либо его же, но прошедшее через инвертор (Инв.). Изменение величины U_y позволяет регулировать фазовый сдвиг от нуля до π при его положительном значении и от нуля до $-\pi$ при его отрицательном значении. На управляющий вход модулятора поступают логические сигналы, в соответствии с которыми в сигнал задающего генератора вносится фазовый сдвиг, равный 0° (если поступает логическая единица) или 180° (если поступает логический ноль).

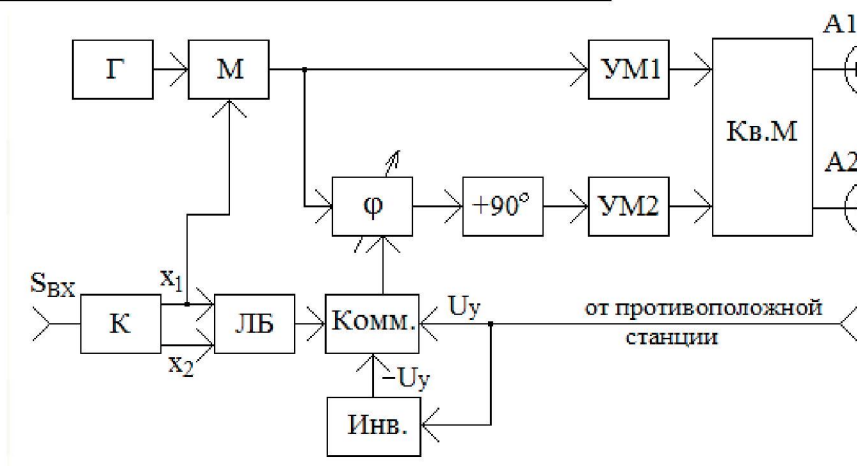


Рис. 6. Увеличенная структурная схема передатчика

В сверточном кодере (К) на основе каждого из входных информационных символов $S_{ВХ}$ вырабатываются первый (x_1) и второй (x_2) кодовые символы. Первый кодовый символ управляет работой модулятора. Кроме того, в логическом блоке (ЛБ) на основе первого и второго кодовых символов производится логическая операция $z = x_1 x_2 \vee \overline{x_1 x_2}$. При совпадении логических значений вырабатывается логическая единица, при несовпадении – логический ноль. Выходным сигналом ЛБ управляет коммутатор. Если управляющий сигнал z равен единице, то на выход коммутатора подается величина « U_y », если управляющий сигнал равен нулю, то подается « $-U_y$ ».

Таким образом, начальная фаза сигнала, излучаемого первой антенной, определяется первым кодовым символом. Начальная фаза сигнала, излучаемого второй антенной, совпадает с фазой сигнала, излучаемого первой антенной, если логические значения первого и второго кодовых символов совпадают. Если же они не совпадают, то фазы сигналов, излучаемых антеннами, различаются на 180° . Кроме того, производится перераспределение мощности между излучаемыми сигналами в соответствии с текущей величиной коэффициентов передачи по разнесенным каналам.

Заключение. Было рассмотрено три метода повышения помехоустойчивости систем передачи информации, применяющих алгоритм сверточного декодирования Витерби при использовании разнесения сигналов:

1. Для адаптации сверточного кода при частотном разнесении компьютерное моделирование с параметрами согласно рис. 3 показало высокую эффективность данного метода. При этом отношение энергии сигнала, приходящейся на один входной символ, к спектральной мощности шума при вероятности ошибочного декодирования 10^{-3} в отсутствие замираний составляет 3,7 дБ [7]. При замираниях сигнала, но без адаптации – уже 19 дБ, а с использованием адаптации это отношение составляет порядка 13 дБ. Величина выигрыша от адаптации зависит от типа сверточного кода, скорости и вида замираний сигналов.

2. Адаптация сверточного кода при пространственном разнесении основана на предыдущем методе, но для разделения сигналов, пришедших от каждой передающей антенны, используется поляризационное разнесение.

3. Для адаптации сверточного кода в системах с обратной связью выигрыш в помехоустойчивости достигается за счет перераспределения мощности между антеннами на передающей стороне. Путем автоматической подстройки фазы одного из двух сигналов, по-

ступающих на вход квадратурного моста, можно добиться оптимального сложения двух разнесенных сигналов.

Список литературы

1. Андреев Г. А. Схемотехника устройств формирования сигналов / Г. А. Андреев, А. Г. Самойлов, С. А. Самойлов. – Владимир : Изд-во ВлГУ, 2001. – 168 с.
2. Кловский Д. Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам / Д. Д. Кловский. – Москва : Радио и связь, 1982. – 304 с.
3. Никитин О. Р. Управление приемом и передачей сигналов в двусторонних системах с многократным пространственным разнесением / О. Р. Никитин, П. А. Полушин, Д. В. Синицин, В. А. Матюха // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. – 2012. – № 5 (часть 1). – С. 65–70.
4. Полушин П. А. Адаптация алгоритма сверточного кодирования при замираниях сигналов / П. А. Полушин, Д. В. Синицин, Д. А. Мартышевская // Перспективные технологии в средствах передачи информации : мат-лы X МНТК. – 2013. – Т. 1. – С. 134–136.
5. Полушин П. А. Сравнительные характеристики оптимального и квазиоптимального управления передачей разнесенных сигналов / П. А. Полушин, В. А. Пятов, Д. В. Синицин // Перспективные технологии в средствах передачи информации : мат-лы IX МНТК. – 2011. – Т. 1. – С. 199–202.
6. Синицин Д. В. Модификация алгоритма сверточного декодирования Витерби в условиях замираний сигналов // Наука. Технологии. Инновации : мат-лы ВНК молодых ученых. – 2013. – С. 232–234.
7. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение : пер. с англ. / Б. Скляр. – Москва : Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
8. Polushin P. A. Using of Joint Management of Transmission and Receiving of Signals by Parallel Channels / P. A. Polushin, D. V. Sinitsin // Indian Science Cruiser. – 2013. – Vol. 27, № 4. – P. 52–54.

References

1. Andreev G. A., Samoylov A. G., Samoylov S. A. *Skhemotekhnika ustroystv formirovaniya signalov* [Circuitry of devices of signal generation]. Vladimir, Vladimir State University Publ., 2001. 168 p.
2. Klovskiy D. D. *Peredacha diskretnykh soobshcheniy po radiokanalam* [Transmitting of discrete messages on radio channels]. Moscow, Radio i svyaz, 1982. 304 p.
3. Nikitin O. R., Polushin P. A., Sinitsin D. V., Matyukha V. A. *Upravlenie priemom i peredachey signalov v dvustoronnikh sistemakh s mnogokratnym prostranstvennym razneseniem* [Signal transmission and reception control in two-way communication systems with multiple spatial diversity]. *Vestnik Nizhegorodskogo universiteta imeni N.I. Lobachevskogo* [Vestnik of Lobachevsky State University of Nizhni Novgorod], 2012, no. 5 (part 1), pp. 65–70.
4. Polushin P. A., Sinitsin D. V., Martyshevskaya D. A. *Adaptatsiya algoritma svertochnogo kodirovaniya pri zamiraniyakh signalov* [Adaptation of convolutional coding algorithm with signal fading]. *Perspektivnye tekhnologii v sredstvakh peredachi informatsii: Materialy X Materialy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii* [Perspective technologies in mass media: Proceedings of the X Scientific Practical Conference], 2013, vol. 1, pp. 134–136.
5. Polushin P. A., Pyatov V. A., Sinitsin D. V. *Sravnitelnye kharakteristiki optimalnogo i kvaziopimalnogo upravleniya peredachey raznesennykh signalov* [Comparitive characteristics of optimum and quasioptimum management of diversed signal transferring]. *Perspektivnye tekhnologii v sredstvakh peredachi informatsii: Materialy IX Materialy nauchno-tekhnicheskoy konferentsii* [Perspective technologies in mass media: Proceedings of the IX Scientific Practical Conference], 2011, vol. 1, pp. 199–202.
6. Sinitsin D. V. *Modifikatsiya algoritma svertochnogo dekodirovaniya Viterbi v usloviyakh zamiraniy signalov* [Modification of convolutional Viterbi algorithm in conditions of signal fading]. *Nauka. Tekhnologii. Innovatsii: Materialy Vserossiyskoy nauchnoy konferentsii molodykh uchenykh* [Science. Technologies. Innovations: Proceedings of the All-Russian Conference of Young Scientists], 2013, pp. 232–234.
7. Sklyar B. *Tsifrovaya svyaz. Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primeneniye* [Digital communication. Fundamentals and applications]. Moscow, “Viliams” Publ. House, 2003. 1104 p.
8. Polushin, P. A., Sinitsin D. V. Using of Joint Management of Transmission and Receiving of Signals by Parallel Channels. *Indian Science Cruiser*, 2013, vol. 27, no. 4, pp. 52–54.