

УДК 621.391.27

Панфілов В.И., к.т.н., доц.; Скопа А.А., к.т.н., доц.

## СИНТЕЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ МОДЕМОВ ПРИ СОВМЕСТНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ В КАНАЛЕ АДДИТИВНЫХ ШУМОВ И ПРЕДНАМЕРЕННЫХ ПОМЕХ

**Панфілов В.И., Скопа О.О. Синтез завадостійких модемів при сумісній дії в каналі адитивних шумів і навмисних завад.** Розглянуті завадостійкі модеми з двократною фазовою маніпуляцією. Показано, що завадостійкість прийому сигналів забезпечується за рахунок введення додаткової різниці фаз у всі канали. Запропоновано спосіб детектування фазоманіпульованих сигналів, який є інваріантним як відносно білого шуму, так і навмисних завад.

**Панфілов В.И., Скопа А.А. Синтез помехоустойчивых модемов при совместном воздействии в канале аддитивных шумов и преднамеренных помех.** Рассмотрены помехоустойчивые модемы с двукратной фазовой манипуляцией. Показано, что помехоустойчивость приема сигналов обеспечивается за счет введения дополнительной разности фаз во все каналы. Предложен способ детектирования фазоманипулированных сигналов, который является инвариантным как в отношении белого шума, так и преднамеренных помех.

**Panfilov V.I., Skopa O.O. Synthesis of antijamming modems at joint influence of additive noises and intentional interferences in the channel.** The noise-immunity modems with phase shift keying are considered. It is shown that noise immunity of signal reception is provided at the expense of the introduction of additional phase difference into all channels. The method of detection of phase-manipulated signals which is invariant both in respect of white noise and intentional interferences is proposed.

В ряде случаев радиоканал является единственным средством передачи сообщений между самыми различными абонентами. При этом, если сообщение имеет дискретную или цифровую структуру, наиболее целесообразно применение многочастотных (многоканальных) модемов с двукратной относительной фазовой (фазоразностной) модуляцией и ортогональными канальными сигналами [1...3]. Вместе с тем, именно радиоканал более всего подвержен воздействию как случайных, так и преднамеренных сосредоточенных или широкополосных помех. Достаточно часто, в многоканальных модемах с целью улучшения ряда их технических характеристик, например, скорости вхождения в синхронное состояние демодулятора, на границах посылок, независимо от передаваемых данных, регулярно от посылки к посылке, вводится по всем поднесущим дополнительная фазовая манипуляция на  $45^\circ$  [3]. Хотя указанная дополнительная разность фаз информации не несет, спектральные свойства группового сигнала модема улучшаются, оказывая положительное влияние на работу вспомогательных устройств демодулятора [4...6]. Однако, рассмотренные модемы не позволяют успешно бороться с шумами и преднамеренной помехой в канале. Постановкой задачи, решаемой в статье, является синтез модема, обладающего техническими преимуществами по сравнению с другими классами модемов по отношению к наличию в канале преднамеренных помех, имеющих тенденцию подстраиваться под структуру используемого группового сигнала.

### Структурная схема и принцип работы многоканального модема

Для улучшения спектральных свойств группового сигнала предлагается выше упомянутую дополнительную разность фаз в  $45^\circ$  производить во всех каналах по заранее заданному квазислучайному закону, который известен как в передатчике, так и в приемнике, причем с достаточно большим периодом повторения. Благодаря известности в демодуляторе закона введения дополнительной разности фаз в модуляторе, можно значительно точнее определять веса правдоподобия информационных символов на фоне аддитивных шумов и преднамеренных помех. Структурная схема такого многоканального модема с квазислучайной фазовой манипуляцией по всем посылкам на  $45^\circ$  представлена на рис. 1.

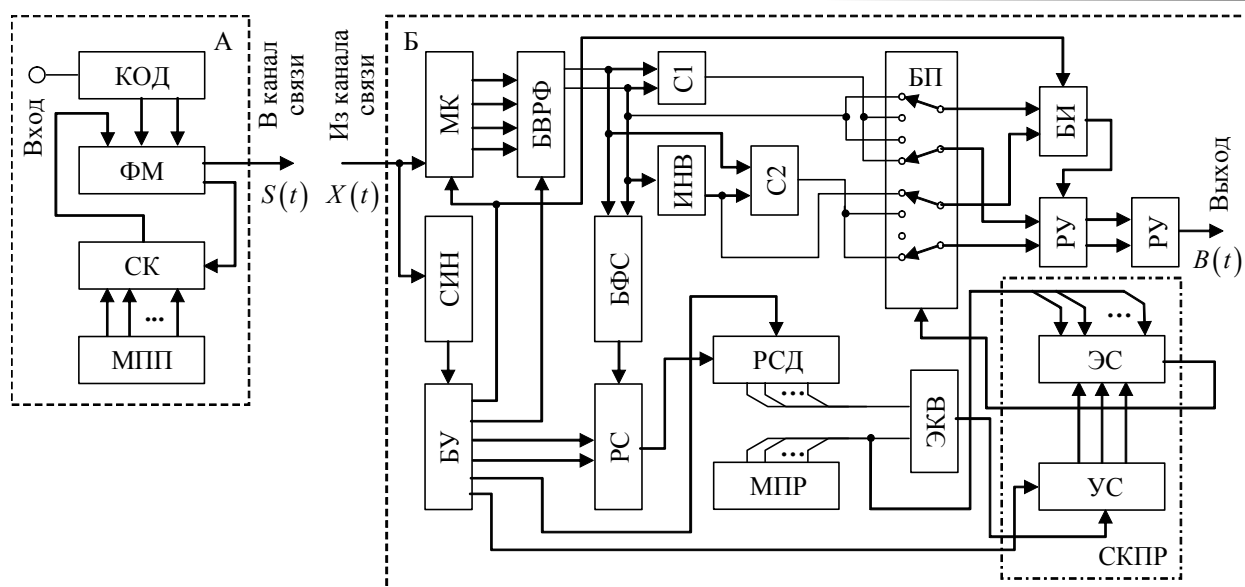


Рис. 1. Структурная схема многоканального модема с квазислучайной фазовой манипуляцией

Многоканальный модем с двукратной фазовой манипуляцией содержит на передающей стороне А: – блок кодирования КОД, блок сканирования СК, блок памяти МПП и блок фазовых манипуляторов ФМ; на приемной стороне Б: – блок синхронизации СИН, блок вычисления разности фаз БВРФ, блок выявления дополнительного фазового сдвига БФС, два сумматора С1 и С2 соответственно, переключающий блок БП, инвертор ИНВ, блок измерения превышения уровня сигнала над помехой БИ, регулируемый усилитель РУ, аналоговый декодер АД, реверсивный счетчик РС, регистр сдвига РСД, элемент эквивалентности ЭКВ, блок памяти МПП, блок сканирования СКПР, который состоит из управляющего счетчика УС и элемента сканирования ЭС. В приемнике также содержится многоканальный коррелятор МК и блок управления БУ.

Блок выявления дополнительного фазового сдвига состоит из двух выпрямителей В1 и В2, сумматора СУМ, инвертора И, усреднителя УС, третьего выпрямителя В3 и компаратора К (рис. 2).

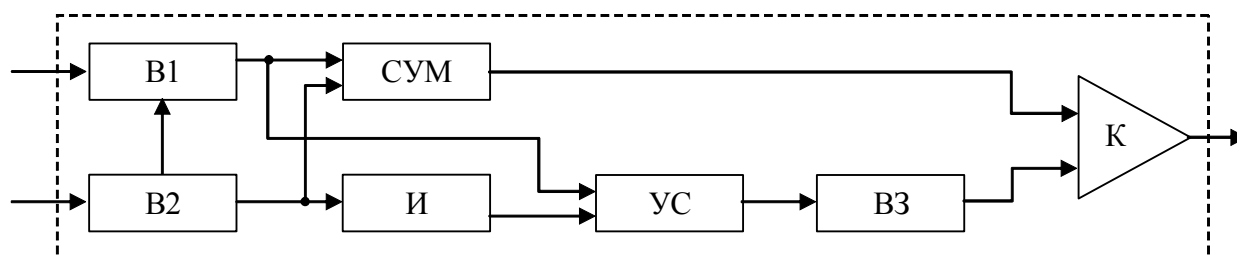


Рис. 2. Блок выявления дополнительного фазового сдвига

Блок измерения превышения уровня сигнала над помехой состоит из двух выпрямителей В1 и В2 соответственно, двух переключателей Кл1 и Кл2, компаратора К, двух многоканальных усреднителей У1 и У2 и делителя напряжений ДН (рис. 3). Передатчик производит преобразование поступающей на вход информации в многочастотный сигнал  $S(t)$  с двукратной фазовой модуляцией, который направляется в канал связи, а затем сигнал  $X(t)$  с выхода канала связи преобразуется в последовательности информационных символов  $B(t)$ . Особенность рассматриваемого модема заключается в том, что путем нерегулярного введения дополнительной разности фаз в  $45^\circ$  одновременно во все каналные сигналы и

последующей обработки удастся повысить помехоустойчивость по отношению к сосредоточенным помехам.

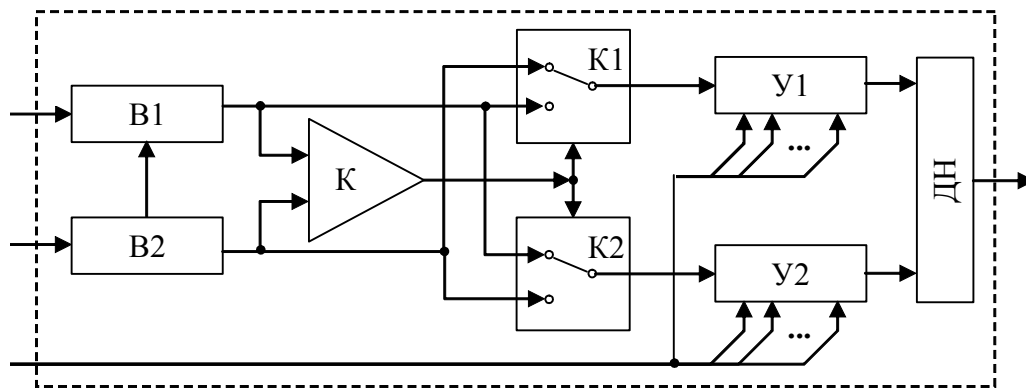


Рис. 3. Блок измерения превышения уровня сигнала над помехой

На передающей стороне в блоке фазовых манипуляторов ФМ осуществляется двухкратная фазоразностная модуляция канальных сигналов после преобразования входной последовательности информационных символов, которые затем задают фазы канальных сигналов в блоке фазовых манипуляторов. На вход блока фазовых манипуляторов подается также последовательность неинформационных квазислучайных символов (один символ за посылку группового сигнала), из блока памяти МПП посредством блока сканирования СК, причем единица в этой последовательности задает дополнительную разность фаз в  $45^\circ$ , а ноль в последовательности оставляет заданную блоком разность фаз без изменений.

Групповой сигнал на приемной стороне поступает на вход многоканального коррелятора МК, в котором осуществляется разделение канальных сигналов и определение проекций канальных сигналов  $X$  и  $Y$  на опорные колебания вида  $f_{KB}(t) = A \cos \omega_k t$ ,  $f_{CF}(t) = A \sin \omega_k t$ .

По проекциям канальных сигналов очередной  $n$ -й и предыдущей  $(n-1)$ -й посылок в блоке вычисления разностей фаз БВРФ находятся напряжения, пропорциональные косинусу и синусу разности фаз соседних посылок ( $\cos \psi$  и  $\sin \psi$ ).

По значениям  $\cos \psi$  и  $\sin \psi$  определяются напряжения пропорциональные величине сигнала и помехи, а также производится выявление (декодирование) принятых информационных символов в аналоговом декодере АД. Для удобства декодирования символов целесообразно разделить принятые сигналы на два подканала: синфазный и квадратурный. Тогда знак напряжения синфазного подканала, пропорционального  $\cos(\psi + 45^\circ)$  будет соответствовать первому символу переданного дибита, а знак квадратурного подканала, пропорционального  $\sin(\psi + 45^\circ)$ , будет соответствовать второму символу переданного дибита. Само определение напряжений пропорциональных сигналу и помехе производится после исключения (снятия) дополнительной разности фаз в  $45^\circ$  блоком БФС. При этом БФС выдает высокий потенциал, если в обрабатываемом в данный момент канальном сигнале есть дополнительный фазовый сдвиг на  $45^\circ$ , и низкий потенциал, если дополнительный фазовый сдвиг отсутствует. Эти потенциалы управляют направлением заполнения реверсивного счетчика РС. В конце обработки каждой посылки (всех канальных сигналов) знак числа в реверсивном счетчике будет определять наличие дополнительного фазового сдвига, выявленного мажоритарным декодированием.

Учитывая, что на передающей стороне дополнительный фазовый сдвиг у всех канальных сигналов одинаковый, можно убедиться, что такой метод выявления наличия дополнительного фазового сдвига имеет высокую помехоустойчивость.

Для определения напряжений пропорциональных сигналу и помехе в блоке БИ использован следующий принцип. Известно, что напряжения на выходах БФРФ пропорциональные  $\cos\psi$  и  $\sin\psi$  различаются по абсолютной величине. Действительно, т. к. разность фаз  $\psi$  приводится к вариантам равным  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  и  $270^\circ$ , то одно из этих напряжений велико по абсолютной величине, а другое с точностью до помех равно нулю.

При воздействии помех правомерно большее из этих напряжений считать сигналом, а меньшее – помехой. Вследствие случайного характера вектора помехи по отношению к сигналу, значение напряжений помехи, измеренные на каждой посылке, следует усреднять по ансамблю.

Для усреднения (рис. 3) использованы многоканальные усреднители  $У1$  и  $У2$ , каждый из которых содержит набор усредняющих  $RC$ -цепей, на входах и выходах которых установлены ключи. Управляющие входы этих ключей соединены с выходами блока управления к тем же шинам, от которых поступают импульсы выдачи проекций канальных сигналов из многоканального коррелятора. Поэтому значения сигналов и помех каждого канала подаются для усреднения в свои ячейки первого и второго многоканальных усреднителей  $У1$  и  $У2$ .

Абсолютные величины напряжений, поступающих на вход БИ, формируются выпрямители  $В1$  и  $В2$ . Выходные напряжения этих выпрямителей анализируются компаратором  $К$ , который устанавливает переключатели  $Кл1$  и  $Кл2$  в соответствующее положение. В результате на вход первого многоканального усреднителя всегда попадает большее из напряжений (сигнал), а на вход второго – меньшее из напряжений (помеха). Делитель напряжения  $ДН$ , на входы которого поступают средние значения сигналов и помех, вычисляет отношение сигнала к помехе, для управления величиной усиления регулируемого усилителя  $РУ$ . В результате величины канальных сигналов, поступающие на вход аналогового декодера задаются значениями правдоподобия этих сигналов (отношениями сигнала к помехе в каждом из них). Аналоговый АД декодер производит либо простое сложение разнесенных сигналов, либо аналоговое декодирование в зависимости от того, какой из методов повышения помехоустойчивости выбран для демодуляции.

Рассмотрим случай, когда в полосе группового сигнала действует гармоническая помеха близкая по частоте к некоторому канальному сигналу и значительно превышающая последний по величине. За счет такого воздействия изменение фазы суммарного вектора (суммы сигнала и помехи) будет меньше, чем изменения фазы суммарного вектора, когда величины сигнала и помехи близки между собой.

В этой ситуации становится важным правильно определить степень пораженности помехой канального сигнала, особенно при большой величине помехи.

Следует также отметить, что выбор других вариантов разности фаз, например  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  и  $315^\circ$ , не устраняет указанный выше недостаток, изменяются только значения “опасных” частот помехи. В этом случае значения “опасных” частот смещаются на величину, удовлетворяющую условию  $m\pi/4$ , где  $m$  – целое число.

Наиболее простой метод устранения обнаруженного недостатка достигается чередованием вариантов разности фаз, например разность фаз между четными и нечетными посылками выбирать одну из вариантов  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $270^\circ$ , а разность фаз между нечетными и четными посылками задавать вариантами  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$  и  $315^\circ$ .

Такой метод позволит уменьшить влияние сосредоточенной гармонической помехи, однако будет неэффективным по отношению к помехам от работы аналогичного передатчика, и особенно по отношению к преднамеренным помехам. Действительно достаточно ввести в гармоническую помеху манипуляцию с постоянной разностью фаз  $45^\circ$ , как демодулятор воспримет эту помеху как сигнал и будет отдавать предпочтение такой помехе по сравнению с малопораженными канальными сигналами.

В предложенном модеме использован квазислучайный закон введения дополнительной разности фаз в  $45^\circ$ . При этом характер квазислучайного закона определяется кодом,

заложенных в блоках памяти МПП и МПР как на передающей, так и на приемной сторонах, и задающем в передатчике модуляционную рекурренту достаточной длины. Конкретный вид кода может периодически изменяться в процессе работы по известному для приемника закону.

Предлагаемый метод всегда приводит к четкому выявлению помехи, если даже в качестве помехи будут сигналы от аналогичного передатчика (но с другим законом введения дополнительной разности фаз в  $45^\circ$ ). Появление преднамеренных помех также не будет нарушать работу, даже если излучатель преднамеренной помехи будет вести слежение за полезным сигналом с целью имитации параметров полезного сигнала. Действительно, частоту смены законов квазислучайной последовательности (т.е. частоту смены кодов в блоках памяти) всегда можно выбрать достаточной для того, чтобы следящее устройство излучателя преднамеренных помех не успевали расшифровывать коды, находящиеся в каждый данный момент в блоках памяти.

### Оценка помехоустойчивости

Определим на выходе делителя напряжения ДН отношение сигнала к помехе, под которой понимается аддитивная смесь шумовой и преднамеренной помех.

Согласно предложенному алгоритму работы следует, что

$$Q = \frac{\overline{p_1 z_1(\psi)} + \overline{p_2 z_2(\psi)}}{\overline{p_1 z_3(\psi)} + \overline{p_2 z_4(\psi)}}, \quad (1)$$

где

$$z_1(\psi) = \begin{cases} |\cos \psi| & npu & |\cos \psi| > |\sin \psi| \\ |\sin \psi| & npu & |\cos \psi| > |\sin \psi| \end{cases}, \quad (2)$$

$$z_3(\psi) = \begin{cases} |\sin \psi| & npu & |\sin \psi| > |\cos \psi| \\ |\cos \psi| & npu & |\sin \psi| > |\cos \psi| \end{cases}, \quad (3)$$

$$z_2(\psi) = z\left(\psi + \frac{\pi}{4}\right), \quad z_4(\psi) = z\left(\psi + \frac{\pi}{4}\right),$$

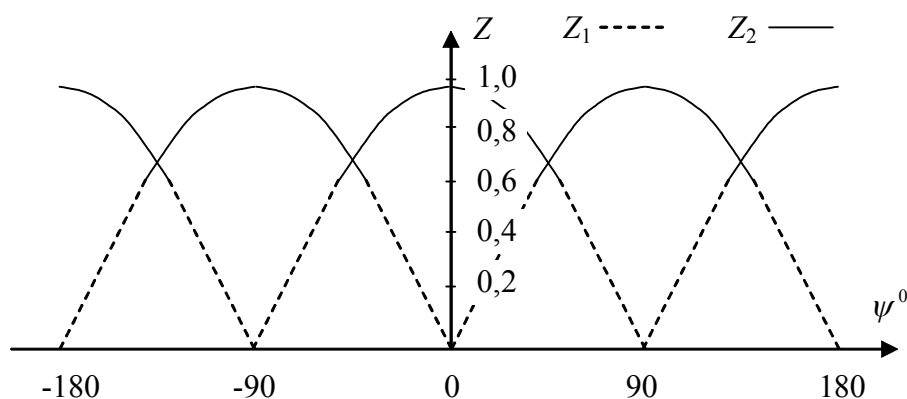
$p_1$  и  $p_2$  – вероятности первого и второго режимов работы (вероятности нахождения переключающего блока БП в 1 и 2 положениях, а прямая и волнистая линии означают усреднение по шумовой и преднамеренной помехе. На рис. 4 показаны зависимости  $z_1(\psi)$  сплошной и  $z_3(\psi)$  пунктирной линиями.

Разложим функции  $z_i(\psi)$ ,  $i \in 1, 2, 3, 4$  в ряд Фурье, учитывая, что их период согласно рис. 4 равен  $\pi/2$ :

$$\begin{aligned} z_1(\psi) &= \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos 4k\psi; \quad z_2(\psi) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k a_k \cos 4k\psi; \\ z_3(\psi) &= \frac{b_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \cos 4k\psi; \quad z_4(\psi) = \frac{b_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k b_k \cos 4k\psi; \end{aligned} \quad (4)$$

где

$$a_k = \frac{-4\sqrt{2}(-1)^k}{(16k^2 - 1)\pi} \quad \text{и} \quad b_k = \frac{-4\sqrt{2}[\sqrt{2} - (-1)^k]}{(16k^2 - 1)\pi}.$$

Рис. 4. Зависимости  $z_1(\psi)$  и  $z_3(\psi)$  от разности фаз  $\psi$ 

Рассмотрим случай, когда шумовая помеха слабая по сравнению с результирующей амплитудой сигнала и преднамеренной помехой:

$$Q = \sqrt{U_c^2 + U_n^2 + 2U_c U_n \cos(\psi_c - \psi_n)}, \quad (5)$$

где  $U_c$  и  $U_n$  амплитуда сигнала и преднамеренной помехи, а  $\psi_c$  и  $\psi_n$  – их фазы.

В этих условиях разность фаз  $\psi_{in}$  шумовой помехи на данной и предыдущей посылках сигнала распределена по нормальному закону с нулевым средним и дисперсией  $\sigma^2 = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{a_1} + \frac{1}{a_2} \right)$ , где  $a_1 = U_{p1}^2 / 2\sigma_{in}^2$ ,  $a_2 = U_{p2}^2 / 2\sigma_{in}^2$ ,  $\sigma_{in}^2$  дисперсия шума на входе БФРФ, а  $U_{p1}$  и  $U_{p2}$  – результирующие амплитуды в соседних посылках сигнала.

При этом полная разность фаз равна:

$$\psi = \psi_{cn} + \psi_{in}, \quad (7)$$

где  $\psi_{cn}$  – разность фаз соседних посылок, обусловленная сигналом и преднамеренной помехой.

Усредняя  $\cos 4k\psi$  по  $\psi_{in}$  получим:

$$\begin{aligned} \cos 4k\psi &= \int_{-\infty}^{\infty} \cos 4k\psi_{cn}(\psi_{in}) d\psi_{in} = \cos 4k\psi_{cn} \int_{-\infty}^{\infty} \cos 4k\psi_{in} \omega(\psi_{in}) d\psi_{in} - \\ &- \sin 4k\psi_{cn} \int_{-\infty}^{\infty} \sin 4k\psi_{in} \omega(\psi_{in}) d\psi_{in} = e^{-8k^2\sigma^2} \cos 4k\psi_{cn}, \end{aligned} \quad (8)$$

$$\text{где: } \omega(\psi_{in}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{\psi_{in}^2}{2\sigma^2}}, \quad \psi_{cn} = \arctg \frac{\sin \alpha_m + \sin \beta}{h \cos \alpha_m + \cos \beta_z} - \arctg \frac{h \sin \alpha_n + \sin \beta_s}{h \cos \alpha_n + \cos \beta_s}, \quad (9)$$

$$\text{где: } h = U_c / U_n.$$

Для первого режима работы, который определяется функциями  $z_1(\psi)$  и  $z_3(\psi)$ , фаза сигнала для данной посылки составляет множество:

$$\alpha'_m \in 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ, \quad m \in 1, 2, 3, 4 \quad (10)$$

и такое же множество для предыдущей посылки:

$$\alpha''_n \in 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ, \quad n \in 1, 2, 3, 4.$$

Во втором режиме, которому соответствуют функции  $z_2(\psi)$  и  $z_4(\psi)$ , фаза сигнала для данной посылки составляет множество:

$$\alpha''_m \in 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ, \quad m \in 1, 2, 3, 4 \quad (11)$$

и такое же множество для предыдущей посылки:  $\alpha_n'' \in 45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$ ,  $n \in 1, 2, 3, 4$  или наоборот.

Что касается фазы помехи, то ее можно записать для данной и предыдущей посылок –  $\beta_r = \beta_0 + \Delta\beta_r + \Delta\omega\tau$  и  $\beta_s = \beta_0 + \Delta\beta_s$ , где  $\beta_0$  – начальная фаза помехи,  $\Delta\beta_r$  и  $\Delta\beta_s$  – фазы помехи в соседних посылках,  $\Delta\omega$  разность частот сигнала и помехи и  $\tau$  – длительность посылки, при этом значения  $\beta_r$  и  $\beta_s$  от режима работы не зависят.

Подставляя в (8) формулы (6), (5) и (9), усредняя по множествам (10), (11) и (12) и полагая все значения фазы равновероятными, получим для 1 и 2 режимов работы:

$$C'_k = \overline{\cos 4k\psi'} = C_k(\alpha'_m, \alpha'_n), \quad (13)$$

$$C''_k = \overline{\cos 4k\psi''} = C_k(\alpha''_m, \alpha''_n)$$

где: 
$$C_k(\alpha_m, \alpha_n) = \frac{1}{16RS} \sum_{m=1}^4 \sum_{n=1}^4 \sum_{r=1}^R \sum_{s=1}^S \exp \left\{ - \left( \frac{2kh}{h_u} \right)^2 \left[ \frac{1}{1+h^2+2h\cos(\alpha_m+\beta_r)} + \frac{1}{1+h^2+2h\cos(\alpha_n-\beta_s)} \right] \cdot \cos 4k \left( \arctg \frac{h\sin\alpha_m + \sin\beta_r}{h\cos\alpha_m + \cos\beta_r} - \arctg \frac{h\sin\alpha_n + \sin\beta_s}{h\cos\alpha_n + \cos\beta_s} \right) \right\} \quad (14)$$

и  $h_u = U_c / \sqrt{2}\sigma_u$ .

Подставляя в (1) значения функции  $z(\psi)$ , полученные после усреднения выражений (4) с учетом формул (13), можно окончательно записать:

$$Q(h) = \frac{a_0 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} [p_1 C'_k + (-1)^k p_2 C''_k] a_k}{b_0 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} [p_1 C'_k + (-1)^k p_2 C''_k] b_k}. \quad (15)$$

На рис. 5 приведены зависимости  $Q(h)$  при различных значениях  $h_u$ .

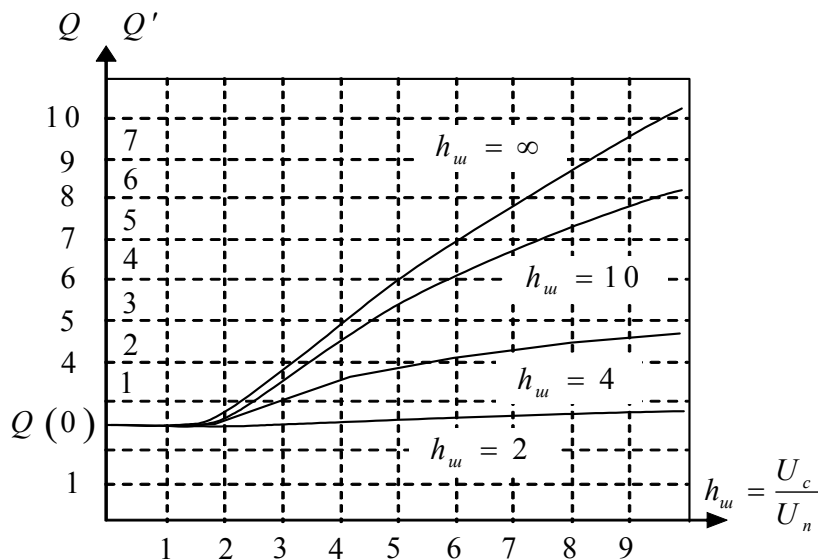


Рис. 5. Зависимости  $Q(h)$  при различных значениях  $h_u$

Вычисления приведены для случая гармонической помехи, когда  $\beta_r = \beta_s = 0$  с использованием  $k=2$  членов сумм, входящих в (15), при  $p_1 = p_2 = 0,5$ . Расчеты при других значениях  $\beta_r$  и  $\beta_s$  в случае гармонической помехи и фазоманипулированной помехи с

использованием множества разности фаз  $\psi = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$ , и  $45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$  дают отличия от приведенных зависимостей, не превышающие 5%.

Полученная оценка  $Q$  является смещенной, причем наибольшее смещение имеет место в области значений  $h < 2$ . Однако эта особенность не играет существенной роли, так как при малых значениях  $h$  данный канал должен просто отключаться. Тогда в качестве управляющего весового сигнала, поступающего на усилитель с регулируемым коэффициентом усиления РУ, можно использовать разность  $Q'(h) = Q(h) - Q(0)$ , где  $Q(0) = 1 + \sqrt{2}$  (рис. 5).

На рис. 6 показаны зависимости  $Q(h_u)$  для значений  $h = const$ , которые также являются смещенными с прежним порогом  $Q(0)$ , что позволяет и при воздействии только шумовой помехи применять весовой сигнал (16).

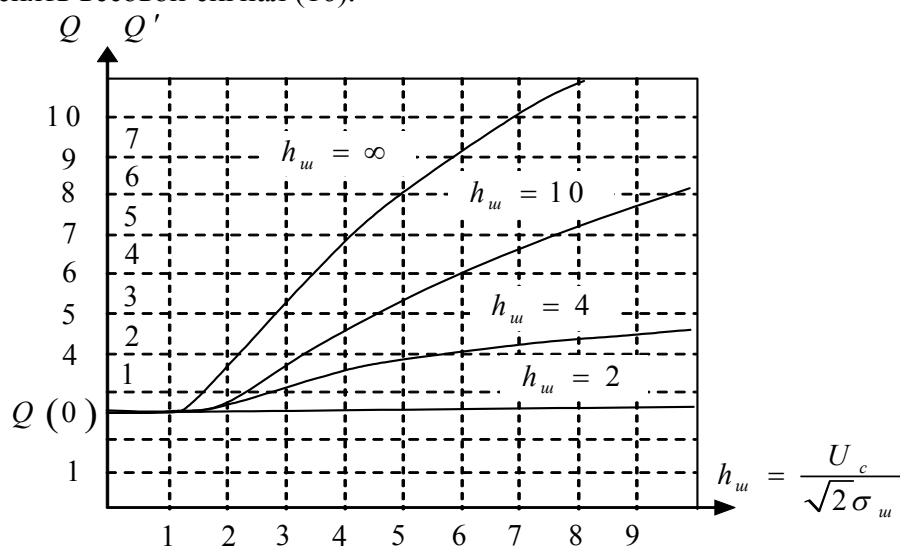


Рис. 6. Зависимости  $Q(h_u)$  для значений  $h = const$

### Выводы

Предлагаемый способ повышения помехоустойчивости демодуляции сигналов двухрешетчатой ОФМ является инвариантным как в отношении шума, так и преднамеренных помех. При этом повышение помехоустойчивости происходит из-за более достоверного и более точного измерения правдоподобия (измерения отношения сигнала к помехе) канальных сигналов и за счет этого эффективного исключения ошибок путем взвешенного сложения разнесенных сигналов или путем аналогового декодирования в декодере рассматриваемого демодулятора. Особенно существенно технические преимущества рассматриваемого модема проявляются при наличии преднамеренных помех, имеющих тенденцию подстраиваться под структуру используемого группового сигнала. *Перспективной дальнейших исследований* в данном направлении является составление и исследование математической модели предлагаемого модема.

### Литература

1. Петрович Н.Т. Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией. – М.: Сов. радио, 1965. – 263 с.
2. Окунев Ю.Б. Теория фазоразностной модуляции. – М.: Связь, 1979. – 215 с.
3. Панфилов И.П. Устройство для детектирования фазоманипулированных сигналов. Авт. свид. СССР №1042203 // БИ. – 1983. – №34.
4. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / Под редакцией А.Г. Зюко (Ф.Г. Зюко, А.И. Фалько, И.П. Панфилов, В.Л. Банкет, П.В. Иващенко). – М.: Радио и связь, 1985. – 271 с.



5. Евсиков М.Ю. Методы вычисления дискретных преобразований Фурье при распознавании многочастотных сигналов, передаваемых в цифровом виде // Электросвязь. – 2000. – №5. – С. 30-32.

6. Балашов В.А., Ляховецкий Л.М. Алгоритмы оптимизации спектра группового сигнала в многоканальных модемах // Наукові праці УДАЗ ім. О.С. Попова. – 1999. – №1. – С. 37-43.

7. Панфилов В.И. Синтез квазиоптимальных дискретных сигналов // Праці УНДІРТ. – 2002. – №4. – С.16-17.