

Глава 3

МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

3.1. Методы определения защитных отношений

Защитное отношение по высокой частоте определяется как минимально-допустимое (пороговое) отношение $Q_{\text{м доп}}$ мощности полезного сигнала (ПС) к мощности мешающего сигнала (МС) на входе приемника, которое позволяет получить на его выходе заданное качество полезного сигнала [1, 2]:

$$Q_{\text{м доп}} = (P_{\text{с вх}}/P_{\text{м вх}})_{\text{доп}}, \quad (3.1)$$

где $P_{\text{с вх}}$, $P_{\text{м вх}}$ — соответственно мощности ПС и МС на входе приемника.

Обычно защитные отношения (ЗО) выражаются в децибелах в соответствии с выражением

$$q_{\text{м доп}} = 10 \lg(P_{\text{с вх}}/P_{\text{м вх}})_{\text{доп}}. \quad (3.2)$$

Защитные отношения наиболее часто используют в качестве критерия ЭМС аналоговых и цифровых систем радиосвязи. Выбор такого критерия объясняется тем, что качество сигнала на выходе приемника обычно монотонно зависит от входного отношения сигнал/помеха $Q_{\text{вх}} = P_{\text{с вх}}/P_{\text{м вх}}$. Действие помех приводит к ухудшению характеристик ПС на выходе приемника, например, к увеличению коэффициента ошибок, ухудшению качества выходного изображения и (или) разборчивости речи.

На величину ЗО влияют многие факторы, такие, как частотный разнос между несущими ПС и МС, вид и глубина их модуляции, способ обработки сигнала и метод его кодирования, характеристики приемника (его чувствительность, избирательность) и др.

Заданное качество приема ПС в присутствии МС обеспечивается, если выполняется критерий ЭМС в виде

$$q_{\text{вх}} \geq q_{\text{м доп}}, \quad (3.3)$$

где $q_{\text{вх}}$, $q_{\text{м доп}}$ — соответственно отношение сигнал/помеха на входе приемника и требуемое ЗО, дБ.

Отношение сигнал/помеха на входе приемника $Q_{\text{вх}}$ изменяется во времени случайным образом, вследствие чего условие ЭМС (3.3) в определенном проценте времени ($T\%$) работы канала связи может не выполняться и соответственно качество выходного полезного сигнала в некоторые временные интервалы (при $q_{\text{вх}} < q_{\text{м доп}}$) будет хуже по сравнению с заданным. Например, в цифровых системах передачи в этом случае коэффициент ошибок превысит допустимое значение в течение $T\%$ времени. Поэтому в совмещаемых радиослужбах нормируется процент времени любого месяца ($T\%$), в течение которого коэффициент ошибок может быть больше допустимой величины. Например, в цифровых РРЛ прямой ви-

димости при помехах со стороны фиксированной спутниковой службы допускается увеличение длительности периода времени, когда коэффициент ошибок превышает 10^{-6} , не более, чем в 0,04% времени любого месяца [1].

Требуемая величина ЗО зависит от характеристик модуляции ПС и МС, а также от разности их несущих частот. Обычно при передаче аудио- или видеoinформации определение ЗО для систем радиосвязи осуществляется путем субъективных оценок качества сигналов на их выходе. Условия измерений ЗО определены рекомендациями МСЭ, а качество приема оценивается по пятибалльной шкале [1]. В телевизионных каналах качество выходного сигнала с оценкой 4,5 балла соответствует появлению едва заметной помехи на изображении. Потери качества выходного ПС под действием помех и зависимость этих потерь от входного отношения сигнал/помеха оценивают непосредственно получатели сообщений или группа квалифицированных экспертов. Результаты их субъективных оценок подвергаются статистической обработке и представляются в виде таблицы или графика.

На рис. 3.1 показаны полученные методом экспертных оценок защитные отношения для телевизионного сигнала стандарта SEKAM D,K при действии на входе приемника помех в виде гармонического колебания или ЧМ сигнала звукового радиовещания [2]. Защитные отношения на рис. 3.1 представлены в виде функции от разности частот несущих полезного (ТВ) и мешающего (ОВЧ ЧМ) радиосигналов. Такие помехи могут создаваться радиостанциями ОВЧ ЧМ звукового радиовещания (диапазон рабочих частот 88...108 МГц) при настройке телевизионного приемника на пятый ТВ канал, занимающий полосу частот 92...100 МГц [2].

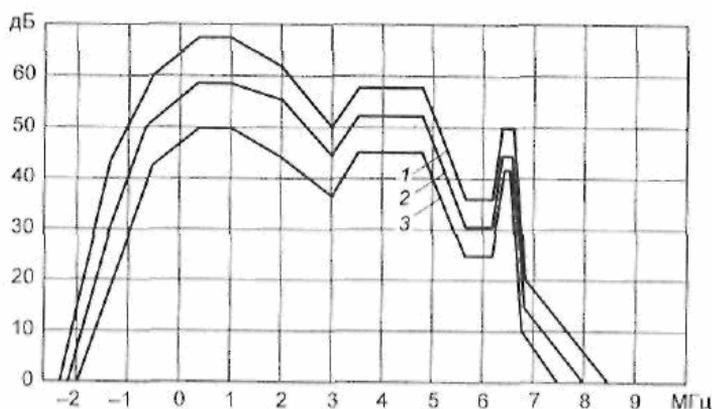


Рис. 3.1. Нормы на защитные отношения для системы SEKAM K, D при помехе от гармонического колебания или ЧМ радиосигнала звука: 1 — порог заметности; 2 — хорошее качество; 3 — удовлетворительное качество

Пример 1. Определить требуемую величину ЗО на входе телевизионного приемника, работающего в пятом ТВ канале, если на его вход поступает мешающий радиосигнал ОВЧ ЧМ радиостанции на частоте 95 МГц.

Решение. Несущая частота радиосигнала изображения в пятом ТВ канале равна 93,25 МГц [2]. Частотная расстройка между несущими полезного (ТВ) и мешающего (ОВЧ ЧМ) сигналов равна $95 - 93,25 = 1,75$ МГц. Для этого значения частотной расстройки по данным графика на рис. 3.1 ЗО, которое обеспечит хорошее качество изображения на экране телевизора, должно быть не менее 55 дБ.

Необходимое ЗО на входе приемника может быть определено аналитическим (расчетным) путем, если известны максимально допустимые значения уровня помех на выходе приемника (в канале связи), либо на входе демодулятора (для цифровых систем). Нормы на

предельно допустимые уровни взаимных помех для обеспечения ЭМС различных космических и наземных радиослужб, соответствующие рекомендациям МСЭ, приведены в [1]. Например, в случае совместного использования полос частот выше 1 ГГц фиксированными наземными (РРЛ) и фиксированными спутниковыми службами при передаче телефонных сообщений в аналоговой форме допустимая среднeminутная психофотметрическая мощность шумов на выходе телефонного канала (1000 пВт) может быть превышена не более чем в 20% времени любого месяца. При совмещении цифровых фиксированной спутниковой и фиксированной подвижной служб максимальная мощность МС на входе приемника не должна превышать такого значения, при котором доля помехи составляет не более 10% общей мощности шумов на входе демодулятора, вызывающих появление ошибок на его выходе с вероятностью 10^{-6} . Допускается увеличение коэффициента ошибок до 10^{-4} , но не более чем в 0,03% месяца [1]. Приведенные примеры норм определяют критерии ЭМС различных космических и наземных радиослужб и позволяют рассчитать допустимые уровни взаимных помех и требуемые ЗО при их совместной работе в перекрывающихся полосах частот.

Воздействие помех на приемник аналоговой системы радиосвязи. Полезный сигнал представляет собой радиосигнал несущей, модулированной по частоте многоканальным телефонным сообщением с частотным разделением каналов (сигнал вида ЧРК–ЧМ, класс излучения F8EJF). Мешающим сигналом может быть произвольный сигнал — аналоговый или цифровой. На выходе приемника (канала ТЧ) в точке с нулевым относительным уровнем ПС ($P_c = 1$ МВт) психофотметрическая взвешенная мощность помехи P_n , пВт, определяется выражением [1]

$$P_n = P_{\text{мвх}} \Delta F_k k_n^2 10^9 F_k^2 D(b, \delta) / [P_{\text{свх}} F_{\text{св}} B^2(F_k) \Delta f_k^2], \quad (3.4)$$

где $P_{\text{мвх}}$ — мощность мешающего радиосигнала на входе приемника; $P_{\text{свх}}$ — мощность полезного радиосигнала; $\Delta F_k = 3,1$ кГц — ширина полосы пропускания канала ТЧ; $k_n = 0,75$ — психофотметрический коэффициент; F_k — средняя частота канала в линейном спектре; $F_{\text{св}}$ — верхняя граничная частота спектра полезного сообщения; $B(F_k)$ — коэффициент предсказаний; Δf_k — эффективная девиация частоты, приходящаяся на один канал.

Функция $D(b, \delta)$ представляет собой свертку энергетических спектров ПС и МС:

$$D(b, \delta) = \frac{\nu}{2} \left\{ \int_{-\infty}^{+\infty} g_c(\gamma) g_m[\nu(b - \delta + \gamma)] d\gamma + \int_{-\infty}^{+\infty} g_c(\gamma) g_m[\nu(b + \delta - \gamma)] d\gamma \right\}, \quad (3.5)$$

где $g_c(\gamma)$, $g_m(\gamma)$ — нормализованные энергетические спектры ПС и МС; $\gamma = (\omega - \omega_0) / \Omega_{\text{св}} = F / F_{\text{св}}$; $b = \Omega / \Omega_{\text{св}}$; $\nu = \Omega_{\text{св}} / \Omega_{\text{мв}}$; $\delta = -\delta\omega / \Omega_{\text{св}} = (\omega_c - \omega_m) / \Omega_{\text{св}}$; $\Omega_{\text{св}}$, $\Omega_{\text{мв}}$ — верхние граничные частоты спектров полезного и мешающего модулирующих сигналов.

Значения функций $g_c(\gamma)$ и $g_m(\gamma)$, входящих в выражение (3.5), могут быть определены по графикам нормализованных энергетических спектров, приведенных в [1]. Одно из семейств таких графиков, характеризующих спектры ЧМ радиосигналов в зависимости от значений эффективного индекса модуляции $M_s = \Delta f_{\text{дз}} / F_s$, показано на рис. 3.2. По оси ординат отложена величина $10 \lg g(\gamma)$, а по оси абсцисс — относительная частота γ .

Наибольшую мощность помехи имеют в верхнем телефонном канале при $F_k = F_{\text{св}}$, $b = 1$. В этом случае с учетом (3.4) защитное отношение выражается в виде [1]

$$q_{\text{м доп}} = 88,43 - 10 \lg P_{\text{н доп}} + 20 \lg(F_{\text{св}} / \Delta f_k) - 10 \lg F_{\text{св}} + 10 \lg D(1, \delta), \quad (3.6)$$

где $P_{\text{н доп}}$ — максимально допустимая величина мощности помехи от одного источника на выходе канала ТЧ, равная 800 пВт, превышаемая не более 20% времени месяца [1].

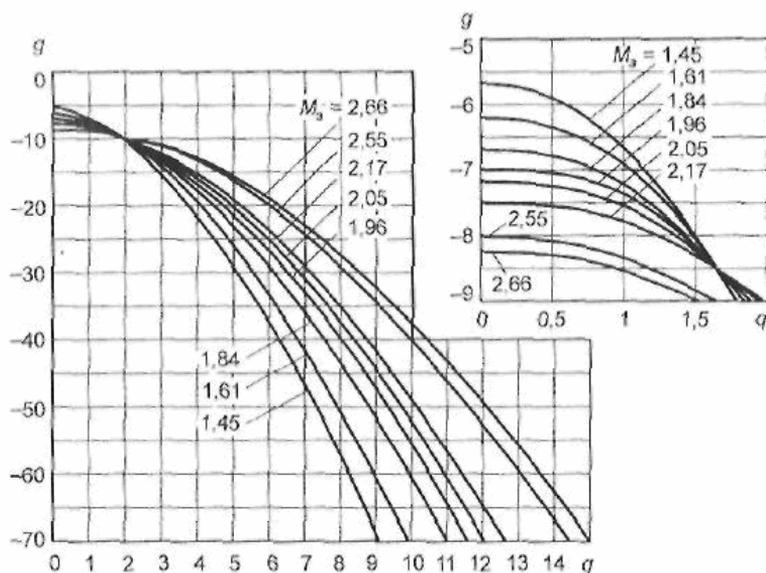


Рис. 3.2. Нормализованные энергетические спектры радиосигналов вида ЧРК-ЧМ

Формула (3.6) пригодна для любых видов мешающих сигналов, которые будут различаться только своим вкладом в выражение для функции $D(1, \delta)$.

В общем случае значения $D(1, \delta)$ рассчитываются численным интегрированием по формуле (3.5). Для некоторых частных случаев, рассмотренных далее, формула (3.5) упрощается.

Мешающий радиосигнал — аналоговый (ЧРК-ЧМ). Если спектр МС значительно шире спектра ПС, то функция $g_m[v(b \pm \delta \pm \gamma)]$ приблизительно постоянна в пределах большей части спектра ПС и ее можно вынести за знак интеграла в выражении (3.5). Для оставшегося под знаком интеграла нормализованного спектра ПС справедливо равенство

$$\int_{-\infty}^{+\infty} g_c(\gamma) d\gamma = 1,$$

вследствие чего выражение (3.5) при $b = 1$ преобразуется к виду [1]

$$D(1, \delta) \approx 0,5v \{g_m[(\delta - 1)v] + g_m[(\delta + 1)v]\}. \quad (3.7)$$

При совпадении частот несущих полезного и мешающего радиосигналов $\delta = 0$, и из (3.7) следует

$$D(1, 0) \approx (F_{св}/F_{мв}) g_m(F_{св}/F_{мв}). \quad (3.8)$$

Если, кроме того, мешающая система той же емкости, что и полезная, т.е. $F_{мв} = F_{св}$, то из (3.8) следует

$$D(1, 0) = g_{экв}(1), \quad (3.9)$$

где $g_{экв}$ определяется по графикам нормализованных энергетических спектров при индексе модуляции $M_{экв} = \sqrt{M_c^2 + M_m^2}$.

В другом случае, когда спектр ПС значительно шире спектра МС, функция $D(1, \delta)$ вычисляется по формулам (3.7)–(3.9) после замены в них $g_m(\gamma)$ на $g_c(\gamma)$. Вычисления по этим приближенным формулам обеспечивают достаточную точность, если в пределах ширины

спектра одного из взаимодействующих радиосигналов, измеренном на уровне $(-25 \dots -30)$ дБ, спектральная плотность мощности другого радиосигнала уменьшается относительно максимальной не более чем на $3 \dots 5$ дБ [1].

Мешающий радиосигнал — несущая, модулированная по фазе цифровым сигналом (сигнал типа ИКМ–ФМ, класс излучения G7EВТ). Если спектр цифрового МС значительно шире спектра ПС ЧРК–ЧМ, а их несущие частоты совпадают ($\delta = 0$), то можно использовать выражение [1]

$$D(1, 0) = (F_{\text{св}}/\beta R)(\sin x/x)^2, \quad (3.10)$$

где R — скорость передачи, бит/с; $\beta = 1$ при двухпозиционной ФМ; $\beta = 0,5$ при четырехпозиционной ФМ; $x = \pi F_{\text{св}}/\beta R$. Величина $F_{\text{св}}/\beta R$ определяет долю мощности МС, попадающую на выход канала ПС.

Мешающий радиосигнал цифровой типа «один канал на каждой несущей». Мешающий сигнал состоит из множества несущих, каждая из которых модулируется цифровым сигналом одного канала (один канал на каждой несущей, ОКН). Приблизительно можно полагать, что энергетический спектр такого сигнала равномерен с верхней граничной частотой $F_{\text{мв}} = \beta R$. Если в полосу частот полезного сигнала ЧРК–ЧМ попадают N каналов системы ОКН, то

$$D(1, \delta) = 0,5 \sum_{i=1}^N [g_c(\delta_i - 1) + g_c(\delta_i + 1)], \quad (3.11)$$

где $\delta_i = \delta f_i/F_{\text{св}}$ — относительная разность частоты несущей ПС и частоты i -й несущей сигнала ОКН.

Пример 2. Определить необходимое ЗО в случае, когда на вход приемника фиксированной спутниковой службы поступает полезный радиосигнал типа ЧРК–ЧМ с параметрами: число каналов ТЧ в модулирующем телефонном сигнале $n = 24$, верхняя граничная частота линейного спектра $F_{\text{св}} = 108$ кГц, девиация частоты на канал $\Delta f_k = 164$ кГц, эффективный индекс модуляции $M_s = 2,55$ и ширина полосы частот радиосигнала $1,25$ МГц [1]. Мешающий радиосигнал от совмещаемой спутниковой службы также типа ЧРК–ЧМ с параметрами: число каналов ТЧ в модулирующем сигнале $n = 60$, верхняя граничная частота линейного спектра $F_{\text{св}} = 252$ кГц, девиация частоты на канал $\Delta f_k = 270$ кГц, эффективный индекс модуляции $M_s = 2,16$ и ширина полосы частот радиосигнала 5 МГц [1]. Согласно критерию ЭМС, допустимая среднеминутная психофотметрическая мощность шума в телефонном канале 2500 пВт может быть превышена не более чем в 20% времени любого месяца. При этом максимально-допустимая мощность мешающего радиосигнала от одного источника 800 пВт [1].

Решение. Расчет ведется для худшего случая, когда несущие частоты ПС и МС совпадают и для верхнего телефонного канала.

Для расчета функции $D(1, 0)$ можно применить приближенную формулу (3.8):

$$D(1, 0) \approx (F_{\text{св}}/F_{\text{мв}})g_s(F_{\text{св}}/F_{\text{мв}}) = (108/252)g_s(108/252).$$

По графику нормализованного спектра на рис. 3.2 для индекса модуляции МС $M_s = 2,16$ и относительной частоты $\gamma = F_{\text{св}}/F_{\text{мв}} \approx 0,4$ находим $g_s(0,4) \approx -7,5$ дБ. Значение функции $10 \lg D(1, 0)$ при этом равно $-11,5$ дБ. По формуле (3.6) при мощности помехи $P_n = 800$ пВт требуемое защитное отношение

$$q_{\text{н, доп}} = 88,4 - 10 \lg 800 + 20 \lg(108/164) - 10 \lg 108 - 11,5 \approx 24 \text{ дБ.}$$

При действии на этот же полезный радиосигнал ЧРК–ЧМ мешающего радиосигнала с четырехпозиционной фазовой модуляцией (4-ФМ) при скорости передачи цифрового потока $R = 2,048$ Мбит/с по формуле (3.10) получаем

$$D(1, 0) = (2F_{\text{св}}/R)[(\sin(2\pi F_{\text{св}}/R)/(2\pi F_{\text{св}}/R)]^2 = \\ = (2 \cdot 108/2048)[(\sin(6,28 \cdot 108/2048)/(6,28 \cdot 108/2048)]^2 \approx 0,1.$$

Требуемое защитное отношение по формуле (3.6)

$$q_{\text{н, доп}} = 88,4 - 10 \lg 800 + 20 \lg(108/164) - 10 \lg 108 + 10 \lg 0,1 \approx 25,4 \text{ дБ.}$$

Воздействие помех на приемник цифровой системы радиосвязи. В космических системах цифровой радиосвязи полезным сигналом, как правило, является сигнал с M -позиционной ФМ (M -ФМ). Помехи, поступающие на вход приемника вместе с ПС, приводят к увеличению количества ошибочно принятых символов на выходе демодулятора. В соответствии с критерием ЭМС [1], мощность помехи от одного источника не должна превышать a процентов полной мощности шумов $P_{ш}$ на входе демодулятора приемника, при которой обеспечивается заданное качество связи, соответствующее коэффициенту ошибок 10^{-6} . Если номинальное отношение мощности сигнала к мощности шума $C/Ш = C_{ном} = 10 \lg(P_c/P_{ш})_{вх}$ на входе демодулятора обеспечивает коэффициент ошибок 10^{-6} , то, согласно критерию ЭМС, минимально-допустимое отношение мощности ПС к мощности МС от одного источника (т.е. защитное отношение) составит

$$q_{м доп} = C_{ном} + 20 - 10 \lg a.$$

Если в спектре ПС размещается N мешающих сигналов одинаковой мощности, то ЗО должно быть увеличено в N раз, т.е.

$$q_{м доп} = C_{ном} + 20 - 10 \lg a + 10 \lg N. \quad (3.12)$$

В идеальной системе цифровой радиосвязи с 4-ФМ, в которой может быть реализована теоретическая (потенциальная) помехоустойчивость, вероятность появления ошибок 10^{-6} обеспечивается при номинальном отношении мощности сигнала к мощности теплового шума на входе демодулятора $C_{ном} \approx 14$ дБ [1]. Если на входе приемника, кроме тепловых шумов, действует одиночный мешающий радиосигнал, то значение $C_{ном}$ удобно определять по полученным расчетным путем графикам, показанным на рис. 3.3 [1]. Графики характеризуют зависимость вероятности появления ошибок $P_{ош}$ на выходе демодулятора сигналов с 4-ФМ от отношения ПС к МС ($C/П = q_{вх} = 10 \lg(P_{с вх}/P_{м вх})$) на входе приемника. Параметром семейства является отношение сигнал/шум на входе демодулятора. Из графиков на рис. 3.3 следует, что при $C/Ш \approx 14$ дБ заданное качество приема цифрового сигнала на выходе приемника с коэффициентом ошибок 10^{-6} обеспечивается, если на его входе отношение полезного сигнала к мешающему ($C/П$) не менее 25 дБ.

Выражение (3.12) и данные графиков на рис. 3.3 справедливы для идеального канала связи. В реальных каналах всегда имеются определенные энергетические потери, ухудшающие их помехоустойчивость по сравнению с потенциальной (теоретически возможной). Причинами появления потерь являются искажения АЧХ и ФЧХ элементов тракта передачи сигналов, погрешности синхронизации, нестабильность частоты гетеродинов, колебания уровней сигналов и др. На основе опытных данных и в соответствии с рекомендациями МСЭ эти потери могут быть учтены с помощью соотношения [1]

$$\Delta = 3 + 0,7 \log_2 M,$$

где Δ — энергетические потери, дБ; M — число уровней манипуляции фазы радиосигнала. Энергетические потери показывают, на какую величину нужно увеличить отношение сигнал/шум на входе демодулятора приемника в ре-

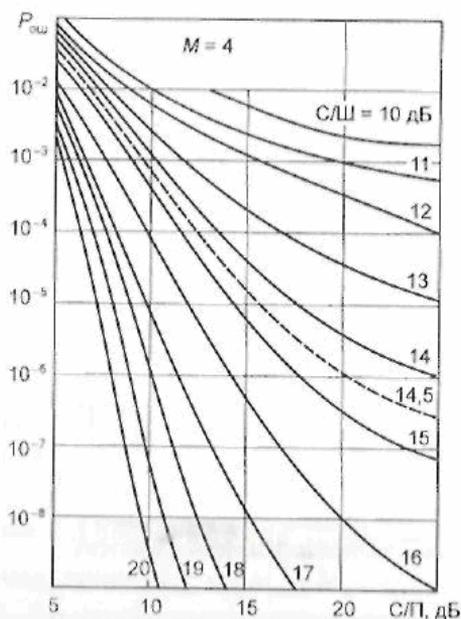


Рис. 3.3. Вероятность ошибки для четырехпозиционной ФМ

альном канале связи по сравнению с идеальным, чтобы получить на его выходе то же самое качество цифрового сигнала, т.е. такую же вероятность появления ошибок (10^{-6} в данном случае). Поэтому с учетом (3.13) и данных рис. 3.3 величина отношения сигнал/шум на входе демодулятора приемника реального канала связи с 4-ФМ должна быть не менее

$$C'_{\text{ном}} = C_{\text{ном}} + 3 + 0,7 \log_2 M = 14 + 3 + 1,4 = 18,4 \text{ дБ.}$$

Тогда из (3.12) для требуемого защитного отношения получаем при $a = 6\%$

$$q_{\text{м.доп}} = 18,4 + 20 - 10 \lg a + 10 \lg N = 30,6 + 10 \lg N. \quad (3.14)$$

Формула (3.14) пригодна для мешающих сигналов любого вида [1].

Пример 3. Определить величину ЗО для случая, когда полезный радиосигнал спутниковой системы МДВУ-40, модулированный по фазе цифровым потоком со скоростью передачи $R_1 = 40$ Мбит/с, передается в полосе частот $\Delta f_1 = 34$ МГц. Мешающий радиосигнал модулирован по фазе цифровым потоком со скоростью $R_2 = 2,048$ Мбит/с. Оба радиосигнала имеют модуляцию типа 4-ФМ.

Решение. В соответствии с принятой методикой оценки требуемых ЗО в случае, когда ширина спектра ПС значительно больше ширины спектра МС, при расчетах следует предполагать, что мешающие радиосигналы могут заполнять всю полосу пропускания приемника ПС [1].

В данном случае спектр МС с четырехпозиционной фазовой модуляцией при его формировании с помощью идеального фильтра Найквиста занимает полосу частот шириной $\Delta f_2 = 1,024$ МГц. Поэтому в полосу частот 34 МГц попадает 34 узкополосных сигнала ($N = 34$). В соответствии с формулой (3.14) необходимое ЗО при попадании в полосу пропускания приемника нескольких МС одинаковой мощности

$$q_{\text{м.доп}} = 30,6 + 10 \lg N = 30,6 + 10 \lg(34/1,024) \approx 30,6 + 15,2 = 45,8 \text{ дБ.}$$

Полученная оценка является завышенной, так как не учитывает расширение спектров мешающих радиосигналов вследствие их скругления и введение защитных частотных интервалов между ними. Учет этих факторов уменьшит полученную величину защитного отношения примерно на 2...2,5 дБ.

Полезный сигнал цифровой, вида «один канал на каждой несущей (ОКН)». Практически все виды мешающих радиосигналов имеют спектры, существенно более широкие, чем спектр одноканального сигнала ОКН. Поэтому можно считать, что спектральная плотность мощности МС постоянна в пределах полосы пропускания одного канала системы ОКН. При аналоговом МС вида ЧРК-ЧМ защитное отношение [1]

$$q_{\text{м.доп}} = C'_{\text{ном}} + g_{\text{м}}(0) + 10 \lg(\Delta f_{\text{окн}}/F_{\text{мв}}) - 10 \lg a, \quad (3.15)$$

где $g_{\text{м}}(0)$ — максимальная величина нормализованной спектральной плотности мощности мешающего сигнала; $\Delta f_{\text{окн}}$ — ширина полосы одного канала в системе передачи ОКН.

Для цифрового МС типа ИКМ-ФМ требуемое ЗО [1]

$$q_{\text{м.доп}} = 30,6 + 10 \lg(\Delta f_{\text{окн}}/\beta R), \quad (3.16)$$

где $1/\beta R$ — максимальная относительная величина спектральной плотности мощности цифрового МС.

Отношение $\Delta f_{\text{окн}}/\beta R$ в (3.16) определяет долю мощности МС, попадающую в полосу пропускания канала ОКН. Если мешающим сигналом является сигнал ОКН, такой же, как и полезный, и их несущие частоты совпадают, то вся мощность помехи попадает на вход демодулятора приемника полезного сигнала. В этом случае защитное отношение [1]

$$q_{\text{м.доп}} = 30,6 \text{ дБ.} \quad (3.17)$$

Пример 4. Определить требуемое ЗО для приемника системы ОКН, на вход которого поступает ПС с параметрами: скорость цифрового канального потока 64 Кбит/с; модуляция несущей 4-ФМ; ширина полосы пропускания канала $\Delta f_{\text{окн}} = 38$ кГц. Мешающий сигнал модулирован по закону 4-ФМ цифровым потоком со скоростью $R = 40$ Мбит/с. Несущие частоты сигнала и помехи совпадают.

Решение. Спектральная плотность мощности МС, модулированного по фазе цифровым сигналом, определяется выражением [1]

$$W(x) = (1/\beta R)(\sin x/x)^2,$$

где $x = \pi F/\beta R$; $F = f_0 - f$; $\beta = 0,5$ для модуляции 4-ФМ.

Максимальная спектральная плотность мощности помехи при $f_0 = f$

$$W(0) = 1/\beta R = 1/0,5R.$$

Мощность МС, попадающая в полосу пропускания канала системы ОКН,

$$P_{\text{м.окн}} = \Delta f_{\text{окн}} W(0) = \Delta f_{\text{окн}}/0,5R = 38 \cdot 10^3 / (0,5 \cdot 40 \cdot 10^6) = 1,9 \cdot 10^{-3}.$$

Мощность широкополосной помехи на выходе узкополосного канального фильтра приемника системы ОКН ослабляется в $1/P_{\text{м.окн}} = 10^3/1,9 \approx 526$ раз (на 27,2 дБ по уровню) по сравнению с входной мощностью. В соответствии с формулой (3.16) требуемое защитное отношение в этом случае

$$q_{\text{м.доп}} = 30,6 + 10 \lg (\Delta f_{\text{окн}}/\beta R) = 30,6 - 27,2 = 3,4 \text{ дБ}.$$