

ЧАСТОТНОЕ РАЗДЕЛЕНИЕ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ В МНОГОКАНАЛЬНЫХ АСИНХРОННЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ

Широкое внедрение в народное хозяйство территориальных автоматизированных систем управления связано с созданием и развитием многоканальных систем связи (МАСС). Одними из перспективных для МАСС являются радиоканалы НЧ (ДВ, СДВ) диапазона. Они обеспечивают высокую стабильность параметров распространения и характеризуются преобладанием негауссовских, в частности, импульсных и узкополосных станционных помех [2].

В работе [1] в качестве эффективного средства борьбы с названными помехами предлагается использование широкополосных шумоподобных сигналов (ШПС), которые согласно утверждению автора позволяют решить задачу кодового разделения абонентов в асинхронном режиме. При этом не учитывается тот фактор, что в ряде случаев относительно высокий уровень взаимных помех может существенно снизить эффективность МАСС с кодовым разделением. Избежать высокого уровня взаимных помех можно с помощью системы с разделением абонентов по частоте. В то же время приходится принимать дополнительные меры для повышения помехоустойчивости к воздействию негауссовских помех.

Ранее было показано [3], что радиоканалы НЧ диапазона являются узкополосными и низкоскоростными, а глобальные МАСС характеризуются большим динамическим диапазоном сигналов и помех, в ряде случаев превышающем 50 дБ [3].

Цель статьи — анализ возможности построения узкополосных систем связи с множественным доступом и кодовым разделением абонентов, а также разработка предложений по использованию частотного разделения сложных узкополосных сигналов.

Проведем анализ эффективности кодового разделения в радиоканалах НЧ диапазона. Согласно работе [3] антенно-фидерные устройства НЧ диапазона имеют приемлемые значения коэффициента полезного действия при эффективной ширине спектра сигналов от единиц герц до единиц килогерц. Например, в низкочастотной части ДВ диапазона порядка 3—5 кГц [3].

В качестве основного показателя оценки динамического диапазона предлагается использовать параметр D , записав его как

$$D = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{TN_M} \int_0^T P_{\text{сум}}(t) dt, \quad (1)$$

где $P_{\text{сум}}(t) = \sum_{i=1}^{N_M} P_{mi}(t)$ — суммарная мощность сигналов мешающих

станции в момент времени t ; $P_{m_i}(t)$ — мощность сигнала i -й мешающей станции в момент времени t ; N_m — количество мешающих станций.

Особенность этого показателя состоит в том, что он позволяет учитывать изменение мощности сигналов во времени.

Воспользовавшись известной методикой [1] и дополнив ее возможностью учета показателя D , определяемого (1), получим выражение для максимального количества одновременно работающих абонентов L_A и будем использовать его как показатель эффективности

$$L_A = \frac{F_k}{Vh^2 D} \cdot \frac{F_k}{Vh_0^2 D} + 1. \quad (2)$$

Здесь $h^2 = \frac{E_c}{N_n}$ — отношение энергии сигнала к суммарной спектральной плотности помех; $h_0^2 = \frac{E_c}{N_0}$ — отношение энергии сигнала к спектральной плотности белого шума; N_n — суммарная спектральная плотность естественных гауссовских помех и шума взаимного влияния; V — скорость передачи информации в моноканале абонента; D — определяется выражением (1); F_k — эффективная полоса пропускания канала связи.

Таблица 1

h^2 дБ	$h_0^2 = 14$ дБ				$h_0^2 = 10$ дБ			
	$D = 0$ дБ		$D = 10$ дБ		$D = 0$ дБ		$D = 10$ дБ	
	50 $\frac{\text{бит}}{\text{с}}$	100 $\frac{\text{бит}}{\text{с}}$	50 $\frac{\text{бит}}{\text{с}}$	100 $\frac{\text{бит}}{\text{с}}$	50 $\frac{\text{бит}}{\text{с}}$	100 $\frac{\text{бит}}{\text{с}}$	50 $\frac{\text{бит}}{\text{с}}$	100 $\frac{\text{бит}}{\text{с}}$
14	1	1	1	1	—	—	—	—
10	7	4	1	1	1	1	1	1
9	9	5	1	1	3	2	1	1
8	13	7	2	1	7	4	1	1
6	22	11	3	2	15	8	2	1
3	46	23	5	3	40	20	5	3

В табл. 1 показана зависимость L_A от h^2 при различных значениях h_0^2 , D , V , откуда следует, что кодовое разделение в НЧ радиоканалах крайне не эффективно. Повысить эффективность позволяют частотные методы разделения.

Однако очень жестким является требование к высокой полосной эффективности $\alpha_p = \frac{V_k}{F_m}$, где V_k — скорость передачи информации

в групповом тракте F_k . Узкополосные элементарные сигналы (УЭС), позволяющие выполнить эти условия, не обеспечивают достижения требуемых показателей помехоустойчивости передачи информации при воздействии импульсных и узкополосных гармонических помех.

Покажем, что решить задачу борьбы с названными помехами в условиях разделения абонентов по частоте можно путем использования для передачи информации в моноканале абонента сложных параллельных составных сигналов, сформированных как линейная комбинация функций ортогонального базиса Уолша (ПССУ). В работе [4] рассмотрены вопросы анализа помехоустойчивости ПССУ при воздействии импульсных помех.

Однако вопрос режекции узкополосных гармонических помех остался открытым. Покажем, что такие сигналы обладают потенциально «хорошими» характеристиками при использовании их для борьбы с некоторыми узкополосными гармоническими помехами.

Рассмотрим процесс режекции мощных гармонических помех, используя аппарат спектрального анализа. Согласно работе [5] огибающая усредненного по ансамблю амплитудного спектра ПССУ совпадает с огибающей амплитудного спектра прямоугольного видеоимпульса, а при амплитудной модуляции гармонического колебания с частотой ω_0 сигналом ПССУ огибающая его амплитудного спектра может быть описана выражением

$$S(\omega) = \frac{A\tau}{2} \left[\frac{\sin \frac{(\omega_0 - \omega)\tau}{2}}{\frac{(\omega_0 - \omega)\tau}{2}} + \frac{\sin \frac{(\omega_0 + \omega)\tau}{2}}{\frac{(\omega_0 + \omega)\tau}{2}} \right], \quad (3)$$

где τ — длительность элемента ПССУ. Как видно из (3), спектральная плотность амплитудно-модулированного ПССУ (ПССУАМ) симметрична относительно ω_0 .

Амплитудный спектр помехи, представляющей собой отрезок гармонического колебания с амплитудой A_n и частотой ω_n вида $A_n \cos \omega_n t$ (4) длительности T_0 , имеет амплитудный спектр, описываемый выражением (3), с параметрами $A = A_n$, $\tau = T_0$, $\omega_0 = \omega_n$, где $\frac{A_n}{2}$ — мощность помехи.

Рассмотрим процесс воздействия помехи такого вида на ПССУАМ при совпадении максимумов спектральных плотностей. Пусть скорость передачи информации равна R_n , тогда длительность элемента ПССУАМ равна $\tau = \frac{1}{R_n}$. Если размерность ПССУАМ равна N , то

длительность бита $T_n = \frac{N}{R_n}$. Подставив в (3) значения A_n , A , τ ,

получим выражение для амплитудных спектров ПССУАМ

$$S_n(\omega) = \frac{A_n}{2} \left[\frac{\sin \frac{(\omega_0 - \omega)\tau}{2}}{\frac{(\omega_0 - \omega)\tau}{2}} + \frac{\sin \frac{(\omega_0 + \omega)\tau}{2}}{\frac{(\omega_0 + \omega)\tau}{2}} \right]; \quad (5)$$

$$S_{\text{пом}}(\omega) = \frac{A_n N \tau}{2} \left[\frac{\sin \frac{(\omega_0 - \omega) N \tau}{2}}{\frac{(\omega_0 - \omega) N \tau}{2}} + \frac{\sin \frac{(\omega_0 + \omega) N \tau}{2}}{\frac{(\omega_0 + \omega) N \tau}{2}} \right], \quad (6)$$

где $S_{\text{пом}}(\omega)$ — амплитудный спектр помехи (4). Сравнение выражений (5) и (6) показывает, что ширина спектра ПССУАМ в N раз больше, чем ширина спектра гармонической помехи вида (4).

Для получения оценки потерь сигнала $E_{\text{пс}}$ при режекции гармонической помехи в полосе, определяемой частотами ω_1, ω_2 , необходимо проинтегрировать квадрат амплитудного спектра сигнала в полосе режекции:

$$E_{\text{пс}} = \int_{\omega_1}^{\omega_2} S_{\text{псс}}^2(\omega) d\omega. \quad (7)$$

Аналогично можно определить потери энергии помехи $E_{\text{рп}}$ в полосе от ω_1 до ω_2 :

$$E_{\text{рп}} = \int_{\omega_1}^{\omega_2} S_{\text{пом}}^2(\omega) d\omega. \quad (8)$$

Для получения количественной оценки эффективности режекции узкополосной помехи вида (4) введем коэффициент эффективности режекции

$K_p = \frac{E_{\text{рп}}}{E_{\text{пс}}}$ (9). Из анализа выражений (5)–(9) видно, что числовое значение K_p будет зависеть от взаимного расположения максимумов спектральных плотностей сигнала и помехи, от соотношения их мощностей, от размерности ПССУАМ и от выбора значений ω_1 и ω_2 .

Проведем сравнительный анализ коэффициентов эффективности режекции при использовании ПССУАМ ($K_{\text{рпсс}}$) и узкополосных элементарных амплитудно-манипулированных сигналов ($K_{\text{рам}}$). Для этого введем коэффициент Q_p и определим его как $Q_p = \frac{K_{\text{рпсс}}}{K_{\text{рам}}}$ (10).

Подставим в выражение (10) выражения (5)–(9) и после несложных преобразований запишем выражение для зависимости Q_p от N и ω :

$$Q_p(N, \omega) = \frac{\int_0^{(\omega N \tau)/2} \left[\frac{\sin y}{y} \right]^2 dy}{\int_0^{(\omega \tau)/2} \left[\frac{\sin y}{y} \right]^2 dy}. \quad (11)$$

Табл. 2 иллюстрирует зависимость Q_p от N . Значение ω принималось равным $2\pi/N\tau$, что определяло режекцию порядка 90 % энергии помехи вида (4).

Анализ выражения (11) и табл. 2 позволяет сделать вывод о том, что ПССУАМ обладают асимптотически бесконечно высокой помехоустойчивостью при воздействии узкополосных помех вида (4).

Таблица 2

<i>N</i>	1	4	6	8	10	15	20	60	128	512	1024
<i>Q_p</i>	1	1,93	2,79	3,67	4,56	6,08	9,05	27	57	231	459

Таким образом, для построения МАСС НЧ диапазона целесообразно использовать разделение абонентов по частоте; достичь требуемых показателей помехоустойчивости передачи информации в условиях воздействия импульсных и гармонических помех можно путем использования сложных параллельных составных сигналов в базисе Уолша.

Список литературы: 1. Варакин Л. Е. Теория систем сигналов. М., 1978. 303 с. 2. Архипов А. П. Секреты ГВЭН // Новое время. 1985. № 5. С. 12—13. 3. Кочержевский Г. Н., Ерохин Г. А., Козырев Н. Д. Антенно-фидерные устройства. М., 1989. 350 с. 4. Суворов Н. П., Козленко А. Н. Помехоустойчивость параллельных составных сигналов // Тр. Н.-и ин-та резиновых и латексных изделий. 1982. № 2. С. 18—20. 5. Суворов Н. П., Козленко А. Н. Корреляционные свойства параллельных сигналов // Вопр. радиоэлектроники. Техника радиосвязи. 1982. № 7. С. 31—33.

Поступила в редколлегию 22.11.89