

ОБ ОПТИМАЛЬНОМ ПРИЕМЕ АНАЛОГОВЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПОМЕХ

П. Ф. Поляков, А. А. Миц

Х а р ь к о в

В последние годы все больше внимания уделяется широкополосным системам связи, что объясняется рядом их преимуществ по сравнению с обычными узкополосными системами. Подобные системы работоспособны в условиях перегруженных диапазонов

при отношении сигнал/помеха на входе приемника, меньшем единицы [1, 2, 3].

Методы широкополосной радиосвязи рассчитаны для передачи сообщений в дискретной форме, хотя большая часть информации передается в исторически обозримый отрезок времени в аналоговой форме [4]. Поэтому представляет интерес решение задачи оптимального приема аналоговых широкополосных сигналов при наличии флуктуационного шума и сосредоточенных по спектру помех.

Оптимальный прием аналоговых широкополосных сигналов

При работе в условиях действия мощных сосредоточенных по спектру помех наиболее перспективным является применение параллельного составного сигнала, который можно сформировать из простого узкополосного сигнала (АМ, ЧМ и др.) с помощью разнесения по частоте. Многократное разнесение по частоте может быть получено дополнительной частотной модуляцией пилообразным напряжением с периодом $T = 1/F$ или синусоидальным тоном с частотой F сигнала, уже промодулированного полезным сообщением со спектром, ограниченным частотой $F_b < F$. Широкополосный составной сигнал при амплитудной модуляции полезным сообщением запишется в виде

$$u(t) = U_0 [1 + mx(t)] \cos(\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0), \quad (1)$$

где $x(t)$ — нормированное полезное сообщение; m — коэффициент глубины модуляции; U_0 — амплитуда сигнала; $\omega_0 = 2\pi f_0$ — центральная частота широкополосного сигнала; φ_0 — произвольный фазовый угол; $\varphi(t)$ — нелинейная составляющая фазы за счет дополнительной частотной модуляции, которая может меняться по квадратичному или по косинусоидальному законам. При больших индексах частотной модуляции ($\Psi \gg 1$) амплитуды элементов широкополосного сигнала (1) примерно одинаковы и равны (в случае пилообразного закона модуляции)

$$U_n = U_0 / \sqrt{2\Psi + 1},$$

а их число $N = 2\Psi + 1$.

В качестве несущего широкополосного сигнала может быть использован также сигнал с дискретным спектром, огибающая которого подчинена закону Гаусса [5].

Оптимальный прием сигнала (1) в целом можно осуществить путем перемножения его в приемнике на опорное колебание

$$u_0(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi(t) + \varphi_0)$$

и интегрирования полученного произведения фильтром нижних частот с полосой пропускания F_b . Опорное колебание может быть либо синтезировано в приемнике, либо выделено из принятого составного сигнала. В последнем случае прием делается адаптивным и позволяет бороться с искажениями сигнала, возникающими в тракте распространения.

Легко показать, что выигрыш в отношении сигнал/шум, даваемый таким приемником, при наличии на его входе только флуктуационных помех типа белого шума определяется выражением

$$B_{\text{ш}} = \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вх}} : \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вых}} = N, \quad (2)$$

где P_c — мощность полезного широкополосного сигнала; $P_{\text{ш}} = = 2N_0\Delta f$ — мощность флуктуационных помех в полосе $2\Delta f$; $2\Delta f = = NF$ — ширина спектра широкополосного сигнала; N_0 — энергетический спектр флуктуационных помех.

Рассмотренный метод приема является оптимальным при наличии только флуктуационных помех типа белого шума. Действие на входе приемника произвольным образом распределенных по спектру широкополосного сигнала сосредоточенных помех может привести к резкому снижению помехоустойчивости приема. Существуют два метода борьбы с сосредоточенными помехами в широкополосных системах связи [1, 2]: сложение элементов широкополосного сигнала в приемнике с весовыми коэффициентами

$$K_n = \frac{K_0}{2N_n F_v}, \quad (3)$$

где N_n — средняя спектральная плотность мощности помех, действующих в полосе частот $2F_v$ n -го элемента сигнала; K_0 — постоянный коэффициент, и, как частный случай первого, «вырезание» той части спектра широкополосного сигнала, в которую попадает сосредоточенная помеха.

Реализация этих методов борьбы с сосредоточенными помехами предполагает наличие в приемнике некоторого измерительного устройства, определяющего положение помехи в спектре сигнала и ее интенсивность. В качестве такого устройства можно использовать анализатор спектра параллельного типа [2, 6]. Полоса пропускания каждого фильтра анализатора равна $2F_v$. Напряжения с выходов фильтров суммируются с весовыми коэффициентами (3), а затем совместно обрабатываются.

Для приемника, близкого к идеальному, количество фильтров анализатора должно быть равно $2\Psi + 1$. Большое количество фильтров (при $\Psi \gg 1$) с идентичными амплитудно-частотными и линейными фазочастотными характеристиками выполнить трудно. Поэтому сигнал может претерпевать заметные искажения в тракте анализатора, которые трудно, а в некоторых случаях и невозможно (если $F_v < F$) скорректировать изменением формы опорного колебания.

В связи с этим интересно рассмотреть возможности оптимального сложения элементов широкополосного сигнала в соответствии с (3) без применения анализатора (выравнивателя) на входе приемника.

Определение параметров помех с помощью дисперсионного анализатора спектра

На рис. 1 приведена схема оптимального приемника с использованием дисперсионного метода анализа входной смеси широкополосного составного сигнала и помех. Дисперсионный анализатор спектра, включающий в себя смеситель С, дисперсионную линию задержки ДЛЗ, линейно-частотнодулированный гетеродин ЛЧМ и квадратичный детектор КД, воспроизводит

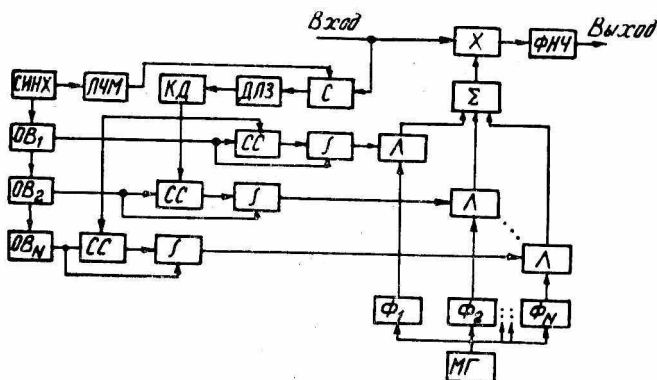


Рис. 1.

спектры последовательных отрезков смеси сигнала и помех при условии, что интервалы между соседними анализируемыми отрезками меньше, чем их длительность. Девиация частоты гетеродина импульса выбирается равной $2\Delta f$; при этом отклики на соседние выборки не перекрываются, а рабочая полоса ДЛЗ равна $4\Delta f$, т. е. удвоенной ширине спектра входного сигнала.

Выходной сигнал дисперсионного анализатора, представляющий собой квадрат модуля спектральной функции выборок анализируемой смеси сигнала и помех, подвергается временному квантованию с помощью цепи одновибраторов $ОВ_1 - ОВ_N$ и схем совпадения $СС_1 - СС_N$. Длительность шага квантования (длительность импульса одновибратора)

$$\tau_n = \frac{\tau}{N}, \quad (4)$$

где τ — длительность выходного сигнала дисперсионного анализатора. Начало импульса первого одновибратора совпадает с началом отклика анализатора на соответствующую выборку, а длительность его с учетом (4) на временной оси соответствует ширине спектра элемента широкополосного составного сигнала на частотной оси. Длительности импульсов всех одновибраторов равны. Каждый последующий одновибратор запускается задним фронтом импульса предыдущего.

Таким образом, выделение элементов широкополосного сигнала на частотной оси с помощью узкополосных фильтров с прилегающими амплитудно-частотными характеристиками эквивалентно заменяется временной селекцией этих элементов в отклике дисперсионного анализатора. Площадь выходного импульса схемы совпадения пропорциональна средней спектральной плотности мощности сигнала и помех в полосе одного элемента составного сигнала:

$$U_{s_n} = \int_{\tau_n} y_i(t) dt = C \int_{2F_B} |S_\tau(f)|^2 df, \quad (5)$$

где U_{s_n} — напряжение на выходе n -го интегратора; $y_i(t)$ — отклик дисперсионного анализатора на i -ю выборку; $|S_\tau(f)|$ — амплитудный спектр выборки; C — постоянный коэффициент.

Составляющую в выражении (5) за счет полезного сигнала можно не учитывать, так как она будет одинакова на выходах всех интеграторов и может быть скомпенсирована введением соответствующего напряжения смещения в регулируемых усилителях. Регулирующее напряжение запишем в виде

$$U_{\text{рег}n} = C \int_{2F_B} N_n(f) df = 2CF_B N_n,$$

т. е. регулировку усиления можно производить в соответствии с условием (3) и, следовательно, производить оптимальное сложение элементов широкополосного сигнала. Приемник в данном случае будет оптимальным, отношение сигнал/шум на его выходе равно сумме отношений сигнал/шум в парциальных полосах на входе.

Определение параметров помех с использованием фазовых фильтров

При определении параметров помех и выработки регулирующего напряжения для весовой обработки широкополосного сигнала по формуле (3) можно использовать фазовые фильтры. Схема приемника для этого случая приведена на рис. 2. Смесь широкополосного сигнала и помех поступает, как и в схеме приемника рис. 1, непосредственно на перемножитель напряжений корреляционного детектора.

Регулирующее напряжение вырабатывается следующим образом. Входная смесь сигнала и помех через преобразователь Гильберта ПГ подается на ряд фазовых фильтров (перемножитель — фильтр нижних частот ФНЧ), в которых выделяется напряжение помех в полосе $2F_B$ каждого элемента составного сигнала. Мощность помех на выходе n -го фазового фильтра

$$P_n = \overline{\left(u_{\text{ш}n}(t) + \sum_{i=1}^R u_{nni}(t) \right)^2} \approx F_B N_n, \quad (6)$$

где $u_{шн}(t)$ и $\sum_{i=1}^R u_{пнi}(t)$ — напряжения флуктуационных шумов и сосредоточенных помех в полосе одного элемента составного сигнала; R — число сосредоточенных помех в этой полосе.

Из выражения (6) видно, что напряжение на выходе n -й цепи квадратичный детектор КД — интегратор пропорционально спектральной плотности мощности помех в полосе, занимаемой n -м элементом широкополосного сигнала:

$$U_{регn} = C_1 F_B N_n,$$

где C_1 — постоянный коэффициент. Это напряжение используется для изменения коэффициента усиления n -го усилителя по закону (3).

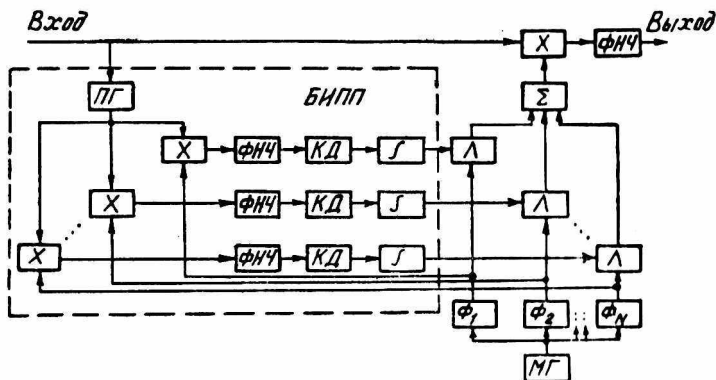


Рис. 2.

О возможности совместной работы широкополосных и узкополосных аналоговых систем связи

При использовании широко распространенных методов селекции по частоте и узкополосных систем за каждым направлением связи закрепляется определенный частотный канал. Этот частотный канал нельзя занять другим абонентом, даже если он в данный момент свободен, так как за каждой линией связи должна быть сохранена возможность начать работу в любое время.

Известно [1], что при таком распределении спектра частот использование его очень неэффективно, так как коэффициент одновременности работы радиоканалов в данной полосе частот

$$\alpha = N_1/N_0,$$

где N_0 — общее число каналов, использующих данную полосу частот; N_1 — число одновременно работающих каналов, не превышает 0,1—0,2. Использование спектра можно существенно повы-

сить, увеличив общее число абонентов в данной полосе частот до величины

$$N_a = N_0/\alpha.$$

Для этого потребуется система, при которой ведется наблюдение за «занятостью каналов» и в свободные промежутки времени подключаются ждущие абоненты. В подобных системах должны быть специальные устройства слежения за занятостью и устройства централизованного распределения каналов. Такие системы оказываются достаточно громоздкими и неудобными в эксплуатации.

Рассмотрим возможность повышения использования спектра применением широкополосных сигналов. В полосе частот широкополосного сигнала (1), равной $2\Delta f$, будем излучать одновременно с широкополосным N_1 узкополосных сигналов. Допустим $N_0 = 2\Psi + 1$, т. е. числу элементов широкополосного сигнала (1), а коэффициент одновременности работы равен α . Тогда число непораженных узкополосным сигналом составляющих широкополосного сигнала

$$N_{ш} = (2\Psi + 1)(1 - \alpha),$$

что эквивалентно уменьшению полосы широкополосного сигнала на величину $2\Delta f\alpha$. В этой эквивалентной полосе может быть одновременно передано $N_{ш}$ независимых сообщений, т. е. общее число абонентов, работающих широкополосными сигналами при коэффициенте одновременности работы α составит

$$N_{ш\alpha} = N_{ш}.$$

Таким образом, общее число абонентов, использующих полосу частот $2\Delta f$:

$$N_a = N_{ш\alpha} + N_0 = (2\Psi + 1)(2 - \alpha).$$

Например, при $\alpha = 0,2$ коэффициент загрузки диапазона может быть увеличен в 1,8 раза.

В заключение отметим, что узкополосные каналы практически не оказывают влияния на широкополосные, так как их действие устраняется рассмотренными выше методами. При приеме узкополосных сигналов в приемник наряду с полезными поступает $N_{ш}$ мешающих сигналов, которые являются элементами широкополосного сигнала. Очевидно, суммарная мощность этих элементов может быть значительно меньше мощности узкополосного сигнала, и широкополосный сигнал будет восприниматься узкополосной системой как незначительные флуктуационные шумы.

ВЫВОДЫ

1. При работе в условиях действия мощных сосредоточенных по спектру помех наиболее перспективным является применение параллельного составного сигнала с использованием в приемнике измерительного устройства, определяющего положение помехи в спектре широкополосного сигнала и ее интенсивность.

2. Применение бесфильтровых методов спектрального анализа смеси сигнала и помех позволяет осуществлять оптимальное сложение элементов сигнала с меньшими искажениями и более простыми техническими средствами (при больших базах сигнала).

3. Использование широкополосных сигналов позволяет наиболее эффективно использовать полосу частот, отведенную для связи. Работа широкополосных систем возможна совместно с узкополосными в этой полосе частот.

В заключение авторы выражают глубокую благодарность В. А. Хорунжему и В. А. Письменецкому за помощь в написании статьи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Л. М. Финк. Теория передачи дискретных сообщений. Изд-во «Советское радио», 1970.

2. Ю. Б. Окунев, Л. А. Яковлев. Широкополосные системы связи с составными сигналами. Изд-во «Связь», 1968.

3. А. М. Семенов, А. А. Сикарев. Широкополосная радиосвязь. Воениздат, 1970.

4. А. С. Немировский. Методы борьбы с мультипликативными помехами при передаче аналоговых сигналов по тропосферным РРЛ. «Электросвязь», 1970, № 5.

5. П. Ф. Поляков. К теории модулированных фильтров. Сб. «Радиотехника», вып. 16. Изд-во ХГУ, Харьков, 1971.

6. А. И. Фалько. К вопросу подавления сосредоточенных помех в широкополосных системах связи. «Электросвязь», 1969, № 7.