

В. И. АНТЮФЕЕВ, канд. техн. наук, В. Н. БЫКОВ, канд. техн. наук,  
В. Г. КУБАТА, В. А. КУЛАКОВ,  
Ю. В. ОВСЯННИКОВ, А. С. СУЛТАНОВ, канд. техн. наук

## ПОДАВЛЕНИЕ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПОМЕХ В ШИРОКОПОЛОСНЫХ ПРИЕМНИКАХ ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ

Известны методы подавления сосредоточенных по спектру помех (СП) в широкополосных приемниках (ПРМ) псевдослучайных и шумовых сигналов: компенсация СП, выравнивание энергетического спектра помехи, применение ограничителей и режекция (вырезание) части спектра широкополосного сигнала вместе с помехой [1; 2].

Наибольший выигрыш в помехоустойчивости дает метод компенсации, методы выравнивания спектра и режекции приближаются к нему при узкой полосе СП. Помехоустойчивость взаимно-корреляционного ПРМ с выравнивателем спектра помехи в значительной степени зависит от амплитудно-частотной характеристики выравнивателя в основном и опорном каналах, которая определяется случайной (неизвестной в месте приема) спектральной плотностью мощности помехи. Выигрыш в помехоустойчивости метода режекции СП линейно убывает с расширением ее полосы, так как при этом пропорционально уменьшается мощность полезного широкополосного сигнала [2]. Техническая реализация метода режекции в СВЧ-диапазоне, в частности, в сантиметровом и миллиметровом диапазонах радиоволн, возможна на основе объемных, резонансных структур, которые не могут перестраиваться по полосе в широких пределах [3] и отслеживать изменение положения помехи в пределах спектра широкополосного сигнала. Метод компенсации во взаимно-корреляционном ПРМ технически не реализуем, так как трудно создать компенсирующее напряжение, точно совпадающее по форме с помехой [2].

Вопрос компенсации СП на входе широкополосного энергетического или автокорреляционного ПРМ шумовых сигналов изучен недостаточно. В связи с этим целесообразно оценить выигрыш в помехоустойчивости, который дает применение метода компенсации СП на входе широкополосного (энергетического или автокорреляционного) ПРМ шумовых сигналов.

Рассмотрим процесс подавления мощной СП в пассивной цепи компенсации (рис. 1), расположенной между выходом антенны

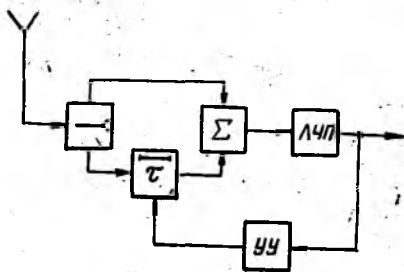


Рис. 1

и входом линейной части ПРМ (ЛЧП). Предположим, что на вход антенны ПРМ поступает широкополосный шумовой сигнал (нормальный случайный процесс), имеющий один главный максимум функции автокорреляции и постоянную спектральную плотность мощности в полосе  $\Delta f_c$ , и аддитивная СП (в общем случае узкополосный нормальный случайный процесс) с постоянной спектральной плотностью  $S_n(f)$  в полосе  $\Delta f_n$ ; помеха не коррелирована с сигналом.

На входе цепи компенсации смесь сигнала и помехи делится по мощности пополам, затем две составляющие складываются, причем одна из них предварительно задерживается на время  $\tau$ . Компенсация помехи на центральной частоте спектра сигнала  $f_0$  обеспечивается в том случае, если длительность задержки равна целому нечетному числу полупериодов СП и больше интервала корреляции широкополосного шумового сигнала, т. е.

$$\tau = (1/f_0)(n + 1/2); \quad (1)$$

$$\tau = m/\Delta f_c, \quad (2)$$

где  $n$  — целое положительное число;  $m$  — параметр задержки,  $m=1, 2, 3, \dots$

Выполнение второго условия приводит к тому, что мощность полезного шумового сигнала на выходе сумматора цепи компенсации уменьшается незначительно вследствие статистической независимости суммируемых составляющих его спектра [4].

Выигрыш в помехоустойчивости (В) предлагаемого метода компенсации в соответствии с положениями работы [2] представим отношением мощностей помехи и сигнала ( $P_n, P_c$ ) на выходе и входе цепи компенсации:

$$B = (P_n/P_c)_{\text{вых}}/(P_n/P_c)_{\text{вх}} = (P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}})_n (P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}})_c = k_n/k_c, \quad (3)$$

где  $k_n$  — коэффициент подавления СП,  $k_n = (P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}})_n$ ;  $k_c$  — коэффициент передачи сигнала,  $k_c = (P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}})_c$ .

Получим соотношение для коэффициента подавления помехи  $k_n$ . Мощность помехи на входе цепи компенсации равна произведению спектральной плотности мощности на ширину спектра частот помехи:

$$P_{\text{вх}} = S_n(f) \Delta f_n. \quad (4)$$

Выражение для мощности помехи на выходе цепи компенсации с учетом [5] имеет вид

$$P_{\text{вых}} = \int_{-\infty}^{\infty} S_n(f) k^2(f) df. \quad (5)$$

Для определения квадрата модуля передаточной функции цепи компенсации  $k^2(f)$  предположим, что СП на входе цепи делится по мощности в соотношении  $a$  и  $(1-a)$ , где  $a \in (0, 1)$ . Импульсная характеристика цепи компенсации следующая:

$$h(t) = a\delta(t) + (1-a)\delta(t-\tau), \quad (6)$$

где  $\delta(\cdot)$  — дельта-функция.

Частную передаточную функцию после Фурье-преобразования представим как

$$k(j\omega) = a + (1 - a) e^{j\omega\tau} = [\cos(\omega\tau/2) + j \sin(\omega\tau/2)(1 - 2a)] e^{j\omega\tau/2}. \quad (7)$$

Квадрат модуля передаточной функции запишется следующим образом:

$$k^2(f) = 1 - 4a(1 - a) \sin^2 \pi f \tau. \quad (8)$$

Подставляя (8) в (5) и производя интегрирование в полосе спектра помехи, получаем выражение для мощности помехи на выходе цепи компенсации:

$$P_{\text{вых}} = \int_{f_n - \Delta f_n/2}^{f_n + \Delta f_n/2} S_n(f) [1 - 4a(1 - a) \sin^2 \pi f \tau] df = \\ = [S_n(f) \Delta f_n] \left\{ 1 - 2a(1 - a) \left[ 1 - \frac{\sin \pi \Delta f_n \tau}{\pi \Delta f_n \tau} \cos 2\pi f_n \tau \right] \right\}, \quad (9)$$

где  $f_n$  — центральная частота спектра помехи. В соответствии с (3) найдем соотношение для коэффициента подавления СП цепью компенсации:

$$k_n = 1 - 2a(1 - a) \left[ 1 - \frac{\sin \pi \Delta f_n \tau}{\pi \Delta f_n \tau} \cos 2\pi f_n \tau \right]. \quad (10)$$

Из (10) видно, что коэффициент подавления — периодическая функция, имеющая минимум в случае симметричного деления СП на входе цепи компенсации, т. е. при  $a=1/2$ . Если  $a=0$  или 1, подавления СП не происходит,  $k_n=1$ . Положив в (10)  $a=1/2$  и используя соотношения (1), (2), для  $k_n$  окончательно будем иметь

$$k_n = \frac{1}{2} \left\{ 1 + \frac{\sin(m\pi \Delta f_n / \Delta f_c)}{m\pi \Delta f_n / \Delta f_c} \cos [(2\pi f_n / f_0)(n + 1/2)] \right\}. \quad (11)$$

Аналогично получено выражение для коэффициента передачи сигнала  $k_c$ , которое с учетом (11) и при условии  $\Delta f_n / \Delta f_c = 1$  выражается в значение  $k_c = 1/2$ . Окончательно соотношение для выигрыша в помехоустойчивости (в дБ) запишем в виде

$$B = 10 \lg \left\{ 1 + \frac{\sin(m\pi \Delta f_n / \Delta f_c)}{m\pi \Delta f_n / \Delta f_c} \cos [(2\pi f_n / f_0)(n + 1/2)] \right\}. \quad (12)$$

Результаты расчетов величины  $B$  в зависимости от ширины спектра помехи при разных  $m$  представлены на рис. 2, а. На рис. 2, б приведены графики изменения  $B$  при отстройке центральной частоты спектра помехи с полосой, составляющей один процент от полосы спектра сигнала, от центральной частоты  $f_0$ . Значение величины  $n$  находится из условия равенства выражений (1), (2).

Анализ выражения (12) показывает, что с его помощью можно оценить выигрыш в помехоустойчивости, который дает метод ком-

пенсации СП при любом соотношении величины  $\Delta f_n$ ,  $\Delta f_c$ ,  $f_n$  и  $f_0$ . Пассивная цепь компенсации (рис. 1) позволяет ослабить мощную узкополосную помеху с  $\Delta f_n/\Delta f_c \leq 10^{-2}$  не менее, чем на 30 дБ ( $m=1-4$ ). С увеличением ширины спектра помехи выигрыш уменьшается, и в пределе ( $\Delta f_n/\Delta f_c=1$ ) выигрыша в помехоустойчивости нет ( $B=1$ ), т. е. сигнал и помеха ослабляются по мощности одинаково (в два раза). При этом нарушить работоспособность

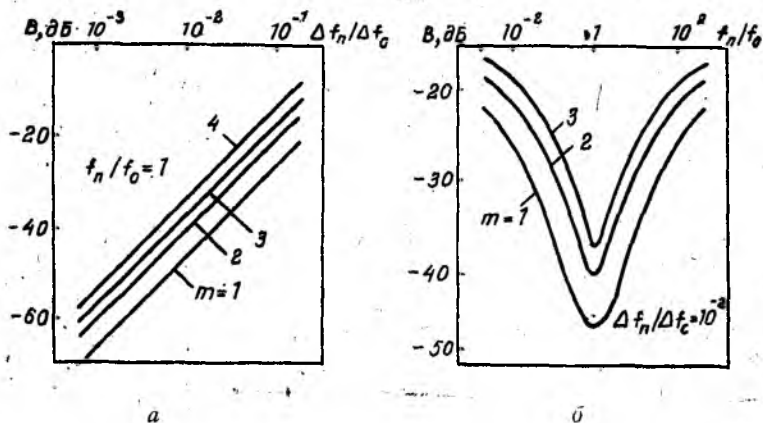


Рис. 2

широкополосного ПРМ (например, с  $\Delta f_c \geq 100$  МГц) может только мощная помеха ( $P_n/P_c \gg 1$ ), действующая во всей полосе спектра шумового сигнала. Однако создание таких помех проблематично.

Величина  $B$  максимальна при  $m=1$ , но в случае автокорреляционного приема шумовых сигналов такое значение параметра задержки не обеспечивает полную независимость отдельных составляющих сигнала [4]. Оптимальным параметром задержки, при котором компоненты шумового сигнала становятся некоррелированными и в сумматоре складываются, а электрическая длина элемента задержки сравнительно мала, является  $m=2$ .

Полученное соотношение (10) позволяет оценить степень ухудшения компенсации СП и снижение выигрыша в помехоустойчивости вследствие несимметричного деления помехи и сигнала на входе цепи компенсации.

Для подавления СП в пределах всего спектра широкополосного сигнала пассивная цепь компенсации должна быть дополнена, как показано на рис. 1, устройством управления (УУ), которое отслеживает изменение местоположения СП и регулирует электрическую длину элемента задержки, сохраняя неизменным условие противофазности задержанной и незадержанной компонент помехи. При этом коэффициент подавления СП равен величине  $k_n$  на центральной частоте спектра сигнала.

Предлагаемый метод компенсации СП для широкополосных ПРМ шумовых сигналов сравнительно легко технически реализуем на основе пассивных элементов, не требует узкополосных резо-

нансных структур. Перестройка элемента задержки, а следовательно, и всей цепи компенсации по частоте в широких пределах не встречает трудностей принципиального характера.

**Список литературы:** 1. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации/А. Г. Зюко, А. И. Фалько, И. П. Панфилов и др. М., 1985. С. 272. 2. Иощенко А. Н. Помехоустойчивость широкополосных систем связи при различных методах подавления сосредоточенных по спектру помех//Тр. учеб. Ин-та связи. 1971. Вып. 55. С. 19—30. 3. Маттей Г. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связей. М., 1971. 368 с. 4. Семенов А. М., Сикарев А. А. Широкополосная радиосвязь. М., 1970. 280 с. 5. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М., 1977. 608 с.

Поступила в редколлегию 07.05.88

УДК 621.391.8

С. В. КАПШТЫК, В. И. КОРЫСТИН

### ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДВОИЧНОЙ ИНФОРМАЦИИ ПРИ ОГРАНИЧЕНИИ ГРУППОВОГО СИГНАЛА

Один из методов повышения эффективности многоканальных систем передачи двоичной информации, работающих в условиях дефицита частотных ресурсов, — применение в качестве группового сигнала параллельных составных сигналов (ПСС) [1]. Главный недостаток ПСС — значительный пик-фактор, достигающий 30 дБ. Одним из способов снижения пик-фактора является двухстороннее ограничение сигнала на передающей стороне с помощью нелинейного элемента с передаточной характеристикой вида

$$U_{\text{вых}}(t) = \begin{cases} -U_{\text{пор}}, & U_{\text{вх}}(t) < U_{\text{пор}}; \\ U_{\text{вх}}(t), & U_{\text{пор}} \leq U_{\text{вх}}(t) \leq U_{\text{пор}}; \\ U_{\text{пор}}, & U_{\text{вх}}(t) > U_{\text{пор}}; \end{cases} \quad (1)$$

где  $U_{\text{пор}}$  — порог ограничения ПСС,  $U_{\text{вх}}(t)$  — напряжение входного сигнала.

При этом в рассматриваемой системе передачи информации возникают шумы ограничения, влияющие на ее помехоустойчивость.

Исследуется потенциальная помехоустойчивость ПСС при двухстороннем ограничении сигнала. Параллельный составной сигнал может быть представлен в виде обобщенного ряда Фурье [2]

$$S_i(t) = \sum_{l=1}^n C_{il} \eta_l(t), \quad i = \overline{1, 2^n}, \quad (2)$$

где  $C_{il}$  — коэффициенты разложения, определяемые передаваемой информацией  $C_{il} = \pm 1$ ;  $\eta_l(t)$  —  $l$ -я базисная функция (канальный сигнал). Сигнал на выходе нелинейного элемента имеет вид

$$S_i^*(t) = S_i(t) + \psi(t), \quad (3)$$