

Введение

Во многих современных системах спутниковой связи применяют методы повторного использования частот как на базе многолучевой антенны (МЛА) на борту ретранслятора связи, так и на базе двух ортогональных поляризаций [1, 2]. При этом пространственные и поляризационные методы могут удачно сочетаться, то есть в каждом из отдельных лучей МЛА может быть использовано ПИЧ на базе двух ортогональных поляризаций. ПИЧ дает возможность более эффективно использовать спектр выделенных частот, что имеет прямую экономическую выгоду, кроме того, улучшаются диаграммные характеристики элементов антенно-фидерного и приемо-передающего трактов, упрощается переход в режим активной помехозащиты и др. [2]. Вместе с тем, в канале распространения радиоволн имеется ряд факторов, приводящее к появлению переходных, кроссполяризованных помех. К числу таких факторов относятся [3]:

- влияние турбулентностей тропосферы, приводящее к увеличению кросс компонент, особенно при удалении от оси главного лепестка диаграммы направленности;
- влияние эффекта Фарадея, наиболее выраженное в диапазонах дециметровых и нижней части сантиметровых волн;
- влияние гидрометеоров, особенно в жидкой фазе, что сказывается как на снижении уровня полезных сигналов, так и на возрастании кросскомпонент. При этом поляризационная развязка может снижаться до уровня 10дБ и даже больше [2].

Характерно, что эти кросскомпоненты изменяют свою величину в зависимости от того, какой из факторов в данный момент превалирует, то есть эти компоненты представляют собой случайный процесс и с позиций теории Стокса [5] они должны быть отнесены к неполяризованной части принимаемых сигналов. В то же время данные кросскомпоненты изменяются достаточно медленно, так что использованием автоматически управляемых устройств можно вполне успеть отследить эти изменения и скомпенсировать их [4].

Постановка задачи

Эффект влияния канала распространения радиоволн на передаваемые ортогонально поляризованные сигналы x_1 и x_2 можно представить через матрицу рассеяния Q . На выходе радиоканала получим уравнение наблюдения:

$$\bar{y} = Q\bar{x} + \bar{\xi}, \quad (1)$$

где $\bar{\xi}$ – белый гауссов неполяризованный шум наблюдения.

В идеальных условиях матрица Q диагональна, причем $Q_{11} = Q_{22}$. Уровень переходных помех определяется параметром дискриминации

$$R_i = \left| \frac{Q_{ij}}{Q_{ii}} \right|, \quad (2)$$

который показывает долю переходных помех в i -м канале. Эта величина в обычных условиях не превосходит 30дБ. В линиях связи с ПИЧ допускаются даже большие ее значения (–27...–25) дБ. Более жесткие ограничения устанавливать не имеет смысла, ибо цифры (–27...–30) дБ уже характеризуют технологический предел, достигаемый между соседними лучами МЛА или поляризациями. При увеличении переходных помех R_i выше указанного предела возникает необходимость восстановления развязки и коррекции кроссполяризованных компонент. Кроме параметра R_i для характеристики поляризационных искажений в каналах используют два дифференциальных показателя:

$$\alpha_i = \left| \frac{Q_{ii}}{Q_{jj}} \right| \text{ и } \varphi_i = \arg Q_{ii} - \arg Q_{jj}. \quad (3)$$

Они обозначают соответственно дифференциальное затухание α_i и дифференциальный фазовый сдвиг φ_i . Следует отметить, что при любых искажениях сигналы в каналах все же существенно различны по поляризации, хотя и не ортогональны.

Задача избавления от кроссполяризованных компонент может решаться с позиций радиофизики или с позиций связи. В первом случае следует восстановить ортогональность сигналов ПИЧ и дальше осуществлять согласованный прием. Решая же чисто связную задачу, можно ортогональность сигналов ПИЧ не восстанавливать, а осуществлять прием в базисе, ортогональном сигналу соседнего канала. При этом незначительно снижается уровень сигнала, что практически незаметно.

Известно [4, 5], что уровень принимаемого сигнала определяется выражением:

$$P_{np} = S_{эф} \cdot P \cdot \cos^2 \frac{\delta}{2}, \quad (4)$$

где $S_{эф}$ – эффективная площадь приемной антенны; P – уровень поля сигнала в точке приема (модуль вектора Пойнтинга); δ – угол между точками на сфере Пуанкаре, соответствующими состояниям поляризации поля сигнала и приемной антенны.

Для линейных поляризаций δ – угол, равный удвоенному углу между вектором поля \vec{E} и вектором электрической длины антенны \vec{l} .

Как следует из формулы (4), ортогонализация поляризации антенны и поля наступает при $\delta = 180^\circ$, при этом $\cos^2 \frac{\delta}{2} = 0$. В тоже время, для отличающегося по поляризации полезного сигнала, для которого имеется достаточно большое отличие δ от 180° , уровень приема уменьшится незначительно.

Синтез адаптивного компенсатора кроссполяризованных помех. Для приема сигналов с ПИЧ необходимо использовать две ортогонально поляризованные (линейно, по кругу или эллиптически) антенны. Если в каждый из двух каналов включить соответствующие комплексные усилители, то, управляя их амплитудами и фазами и сложив каналы на их выходах, можно получить виртуальную антенну с любой поляризацией. Управляемый комплексный усилитель, характеризуемый вектором весовых коэффициентов $\vec{W}(t)$, может быть реализован в виде квадратурного 4-х канального линейного устройства с управляемым коэффициентом передачи.

Следуя классической постановке Уидроу, структуру алгоритма выберем в соответствии с выражением:

$$\frac{dW(t)}{dt} = K(t) v(t) x_{on}(t), \quad (5)$$

где $v(t) = (W(t) \cdot x_{on}(t) - x_{oc}(t))$ – невязка, разница между взвешенным сигналом опорного канала $x_{on}(t)$ и сигналом основного канала $x_{oc}(t)$ приема; $K(t)$ – множитель, определяющий скорость сходимости процедуры.

Решая задачу компенсации, мы этим самым ортогонализируем поляризационный базис приемной антенны по отношению к мешающему сигналу. Полезный сигнал при этом может оказаться не согласованным по поляризации.

Основная трудность реализации процедуры (5) состоит в выборе опорного канала и сигнала $x_{on}(t)$, отвечающего ряду требований:

– в этом канале должен отсутствовать полезный сигнал $x_{oc}(t)$, ибо наряду с компенсацией мешающего $x_{on}(t)$ сигнала будет компенсироваться и полезный;

– уровень сигнала $x_{on}(t)$ в опорном канале должен превышать уровень его в основном тракте с тем, чтобы за счет взвешивания $W(t) \cdot x_{on}(t)$ он не усиливался, а, наоборот, ослаблялся, что позволит уменьшить влияние шумов опорного канала, вводимых через компенсатор в основной канал.

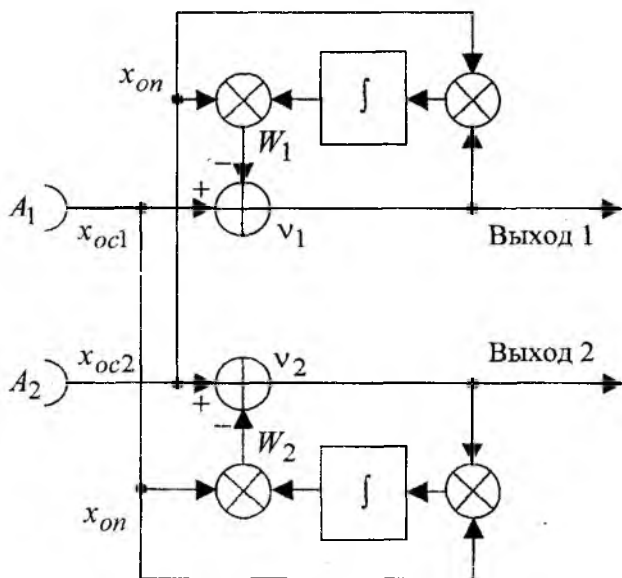


Рис. 1

$$W(k+1) = W(k) + K(k) v(k) x_{on}(k), \quad (6)$$

где $v(k) = (W(k) \cdot x_{on}(k) - x_{oc}(k))$ – невязка.

Проанализируем качество работы такого компенсатора, и влияние наличия в опорном канале j -го приемника полезного сигнала этого же канала $x_{onj} = x_{oci} + x_{ocj}$.

Анализ адаптивного компенсатора кроссполяризованных помех

Скорость сходимости алгоритма определяется как скоростью изменений сигнально-помеховой обстановки, конкретнее: величиной $\tau_{кор}$ – интервалом коррекции, так и вычислительными особенностями самого алгоритма (шагом дискретизации $\Delta t = (k+1) - k$, значениями функции $K(k)$). Во многих случаях $K(k)$ можно выбирать постоянной величиной, обычно $K(k) = const < 1$. Для других, например, процедур Калмана–Бьюси, эта функция находится из уравнения Риккати [4]. Достаточным же условием устойчивости процедуры (6) есть выбор $K(t)$, удовлетворяющей ограничениям Дворецкого:

$$\sum_{k=1}^{\infty} K(k) \rightarrow \infty, \quad \sum_{k=1}^{\infty} K^2(k) < \infty. \quad (7)$$

График зависимости уровня компенсируемой помехи $P_{ном}$ на выходе компенсатора от относительного времени $\frac{t}{\tau_{кор}}$ представлен на рис. 2, из которого следует, что уже на интервале времени

$t \approx 0,5 \tau_{кор}$ наступает стационарный режим работы компенсатора.

Анализ эффективности компенсаторов по результатам других авторов [2, 4, 6], а также по нашим результатам, показывает, что уровень компенсации помех без учета технологических погрешностей определяется соотношением $P_{ном}/P_{шоп}$, где $P_{шоп}$ – уровень шума в опорном канале в полосе приема основного сигнала. При этом остается от 5 до 10% не компенсированного остатка помехи, превышающего уровень этого шума. То есть уровень шума является тем пределом, ниже которого подавление помехи невозможно.

Достаточно общим показателем эффективности адаптивного компенсатора является отношение $\mathcal{E} = (P_c / P_n + P_{ш})_{вых} / (P_c / P_n + P_{ш})_{вх}$.

Учитывая изложенное, выберем в качестве опорного сигнал спаренного ортогонального канала. Алгоритм адаптивной компенсации кроссполяризованных помех в системах с повторным использованием частот (5) для такого варианта представлен на рис. 1.

Антенны A_1 и A_2 – ортогонально поляризованы, согласованы по поляризации с передаваемыми сигналами x_{oc1} и x_{oc2} . Поскольку в каждом из обоих каналов принимается сигнал $x_{oci} + x_{ocj}$, где $i, j = 1, 2, i \neq j$, также то, что $x_{oci} > x_{ocj}$, такое решение относительно опорного канала допустимо. Отметим также, что представленный на рисунке аналоговый алгоритм на практике обычно реализуется на дискретной цифровой технике и представляется в рекурсивном виде:

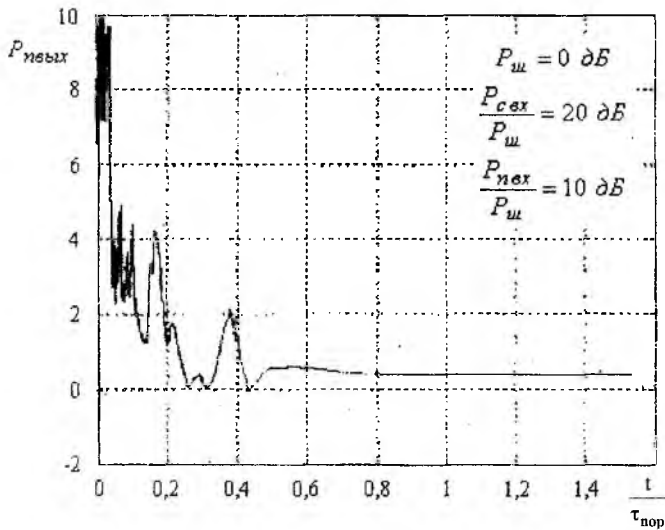


Рис. 2

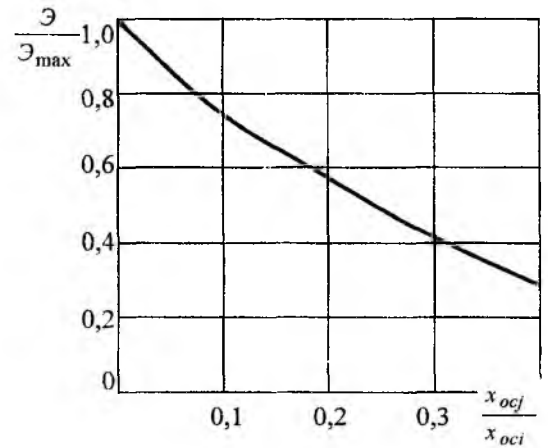


Рис. 3

Если же в состав помехи (в нашем случае x_{onj}) попадает и полезный сигнал $x_{onj} = x_{oci} + x_{ocj}$, то эффективность компенсации падает. На рис. 3 представлена зависимость $\mathcal{E}/\mathcal{E}_{\max}$ от отношения x_{ocj}/x_{oci} . Из рисунка следует, что с ростом полезного сигнала в опорном канале эффективность компенсатора резко падает. Уже при 40% уровня полезного сигнала эффективность практически теряется.

Выводы

1. Переходные помехи в системах связи с ПИЧ могут существенно снизить качество приема полезных сигналов. Для борьбы с этим видом помех эффективной мерой может служить их адаптивная компенсация, при этом в качестве опорного может быть использован сопряженный канал связи, сигналы из которого проникают в данный, основной. Поскольку в опорном канале также может находиться помеха из основного, то эффект компенсации может быть несколько снижен. Эта переходная помеха обычно не превышает 10...15% уровня основного сигнала. При этом эффективность может снизиться на величину до 30%.

2. Адаптивная компенсация переходных помех с использованием в качестве опорного соседнего мешающего сигнала резко упрощает конструкцию и реализацию компенсатора. Такой компенсатор может быть использован не только в системах с ПИЧ, но и других системах с переходными помехами, где удается выделить опорный канал.

Список литературы: 1. Бородич С.В. ЭМС наземных и космических радиослужб. Критерии, условия и расчет. М.: Радио и связь, 1990. 272с. 2. Поповский В.В., Крымов С.М. Методы компенсации поляризационных искажений в линиях связи с повторным использованием частот «Изв. вузов – Радиотехника». №4. 1987. С.17–20. 3. Кравцов Ю.А., Фейзулин З.И., Виноградов А.Г. Прохождение радиоволн через атмосферу земли. М.: Радио и связь, 1983. 224с. 4. Родимов А.П., Поповский В.В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех в линиях связи. М.: Радио и связь, 1984. 272с. 5. Поздняк С.И., Мелитицкий В.А. Введение в статистическую теорию поляризации радиоволн. М.: Сов. Радио, 1974. 480с. 6. Буренин Н.И., Поповский В.В. Проблема ЭМС и методы ее решения с помощью антенной техники // Антенны: Сб. М.: Радио и связь. № 37. 1990. 48–58 с.

Харьковский государственный технический университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 13.03.2001