

ПОЛЯРИЗАЦИЯ СИГНАЛОВ И ЗАЩИТА СРЕДСТВ РАДИОЛОКАЦИИ ОТ ВОЗДЕЙСТВИЯ ДИСКРЕТНЫХ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Прушинский В.А.,

научный руководитель канд. техн. наук, доцент **Филимонов Н.П.**

Санкт-Петербургский государственный университет гражданской авиации

Важнейшей тенденцией развития современной радиолокации является увеличение объема информации, получаемой о различных воздушных объектах. Сложный воздушный объект (ВО) создает в точке приема флюктуирующий отраженный сигнал. Закономерность флюктуация несут определенную информацию о характере объектов.

При облучении реальных ВО имеет место явление деполяризации, степень которой определяется электрическими свойствами и формой объектов, длиной волны и условиями распространения. Сложные объекты изменяют поляризацию падающей волны по случайному закону.

Анализ поляризационной структуры отраженных сигналов может дать определенную характеристику ВО. Электрическое поле, создаваемое отраженными от ВО сигналами можно записать в следующем виде

$$E_{\text{отр}} \begin{pmatrix} E_{\text{отр. Г}} \\ E_{\text{отр. В}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{\text{ГГ}} & S_{\text{ГВ}} \\ S_{\text{ВГ}} & S_{\text{ВВ}} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} E_{\text{пад. Г}} \\ E_{\text{пад. В}} \end{pmatrix},$$

где $\begin{pmatrix} S_{\text{ГГ}} & S_{\text{ГВ}} \\ S_{\text{ВГ}} & S_{\text{ВВ}} \end{pmatrix}$ – поляризационная матрица рассеяния (Г – горизонтальная поляризация, В – вертикальная).

Элементы поляризационной матрицы рассеяния (ПРМ) содержат амплитудные и фазовые составляющие. Например:

$$S_{\text{ГГ}} = \sqrt{\sigma_{\text{ГГ}}} \cdot e^{j\varphi_{\text{ГГ}}},$$

где $\sqrt{\sigma_{\text{ГГ}}}$ – амплитудные элементы; $e^{j\varphi_{\text{ГГ}}}$ – фазовые элементы.

Для изотропных пространства и цели справедлива теория взаимности, в силу которой

$$\sigma_{\text{ГВ}} = \sigma_{\text{ВГ}}, \quad \varphi_{\text{ГВ}} = \varphi_{\text{ВГ}}.$$

Начальная фаза, например $\varphi_{\text{ГГ}}$, не может являться характеристикой ВО. В этом случае ПРМ описывается тремя независимыми амплитудными и двумя независимыми фазовыми элементами. Для полного определения элементов матрицы необходимо минимум два раза облучить объект волнами различной поляризации.

Для случая, когда падающая волна линейно поляризована (например, имеет горизонтальную поляризацию) измерение элементов ПРМ сводится к измерению двух амплитудных ($\sqrt{\sigma_{\text{ГГ}}}, \sqrt{\sigma_{\text{ГВ}}}$) и одного фазового ($\varphi_{\text{ГГ}} - \varphi_{\text{ГВ}}$) элементов.

Анализ поляризационной структуры отраженных сигналов позволяет проводить классификацию ВО и обеспечивать защиту средств радиолокации от некоторых помех,

в частности дискретных пассивных помех (ДПП) естественного происхождения: стаи птиц, гидрометеоры, флуктуации плотности атмосферы и другие малоизученные атмосферные образования.

Анализ известной литературы и экспериментальные исследования, проведенные по ДПП, выявили ряд особенностей подобных объектов, к числу которых относятся: а) точечный характер объектов; высокая когерентность сигналов; высокая степень деполаризации.

Практика показывает, что в условиях воздействия ДПП эффективность систем защиты от пассивных помех низка. Требуются новые технические решения. Одним из возможных вариантов обеспечения нормальной работы средств радиолокации при наличии ДПП может быть следующий.

Из анализа статистических характеристик ДПП можно сделать вывод, что такие помехи можно отнести к разряду простых ВО. Для таких объектов отношение амплитуд сигналов с коллинеарной и перекрестной поляризациями является практически постоянной величиной. Для объектов сложной формы это отношение флуктуирует.

При оценке только амплитудных элементов ПРМ, устройство компенсации сигналов ДПП предлагается выполнить в следующем виде (рис. 1).

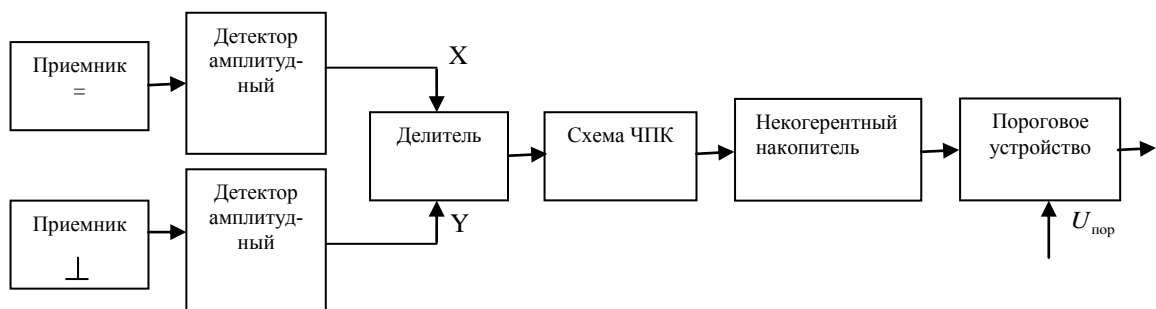


Рис. 1. Устройство компенсации

Подобная постановка задачи анализа поляризационной структуры отраженных сигналов не дает полного представления о ВО, поскольку определяются не все элементы ПРМ. Однако для случая компенсации сигналов ДПП применение предлагаемого устройства целесообразно.

Проведем анализ работы устройства, структурная схема которого изображена на рис. 1. Допустим, что входной сигнал представляет нормальный случайный процесс, корреляционная функция которого имеет следующий вид:

$$R_c(\tau) = \sigma^2 \cdot e^{-\alpha|\tau|}, \quad (1)$$

где σ^2 и α – мощность процесса и параметр, определяющий интервал корреляции.

По известной корреляционной функции с помощью преобразования Винера-Хинчина можно определить энергетический спектр сигнала на входе схемы череспериодной компенсации (ЧПК)

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_c(\tau) \cdot e^{-i\omega\tau} \cdot d\tau.$$

С учетом соотношения (1) получим следующий результат:

$$S(\omega) = \frac{2\sigma^2\alpha}{\alpha^2 + \omega^2}. \quad (2)$$

Определим мощность сигнала на выходе схемы некогерентного накопления (НН)

$$P_{\text{вых}} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} S(\omega) \cdot |K_1(\omega)|^2 |K_2(\omega)|^2 \cdot d\omega, \quad (3)$$

где $K_1(\omega), K_2(\omega)$ – амплитудно-частотные характеристики схем ЧПК и НН соответственно. В простейшем случае эти амплитудно-частотные характеристики могут быть представлены в следующем виде:

$$K_1(\omega) = 2 \left| \sin \frac{\omega T_n}{2} \right|, \quad (4)$$

$$K_2(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 - 2\beta \cdot \cos \omega T_n + \beta^2}}. \quad (5)$$

В формулах (4), (5) введены обозначены: β – коэффициент обратной связи в схеме НН ($\beta < 1$); T_n – период повторения сигналов импульсной радиолокационной станции.

При подстановке в формулу (3) выражений (2), (4), (5) получим

$$P_{\text{вых}} = \frac{2\sigma^2\alpha}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{(1 - \cos \omega T_n)}{(\alpha^2 + \omega^2)(1 - 2\beta \cdot \cos \omega T_n + \beta^2)} d\omega. \quad (6)$$

Решая в (6) интеграл по частям получим следующее выражение:

$$P_{\text{вых}} = \frac{2\sigma^2(1 + \beta \cdot \tau)}{(1 - \beta^2)(1 - \beta \cdot \tau)} + \frac{\sigma^2}{\beta} - \frac{\sigma^2(1 + \beta^2)(1 + \beta \cdot \tau)}{\beta(1 - \beta^2)(1 - \beta \cdot \tau)},$$

где $\tau = e^{-\alpha T_n}$ – коэффициент межпериодной корреляции входного сигнала.

На рис. 2 изображен график зависимости мощности от коэффициента межпериодной корреляции.

С увеличением коэффициента межпериодной корреляции мощность сигнала на выходе НН монотонно убывает, стремясь к нулю в случае полной корреляции сигналов на входе устройства. Действительно, для этого случая отношение амплитуд сигналов на выходе делителя будет величиной постоянной и на выходе схемы ЧПК сигнал отсутствует.

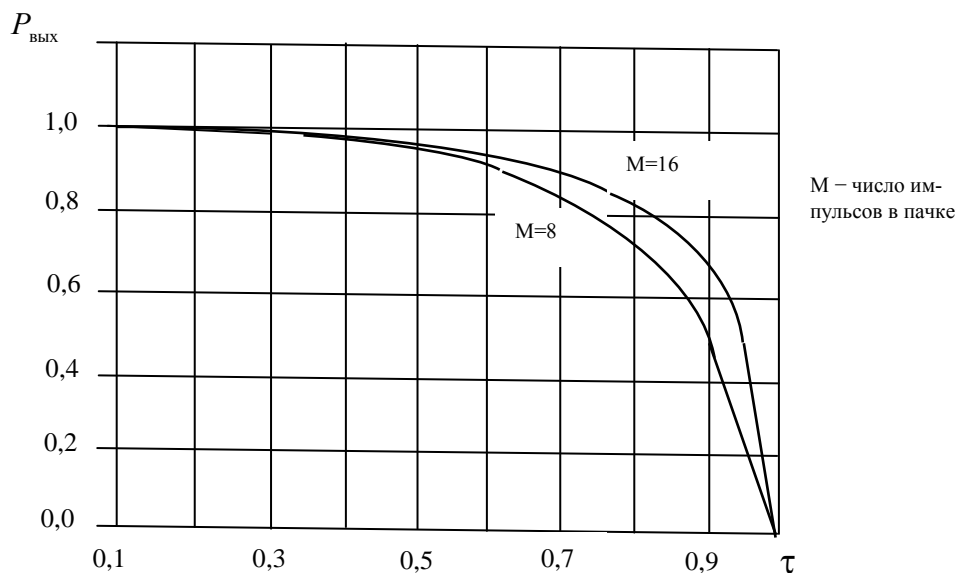


Рис. 2. Зависимость мощности сигнала на выходе некогерентного накопителя от коэффициента корреляции

С уменьшением коэффициента межпериодной корреляции (ВО усложняется), отношение сигналов на выходе делителя становится величиной флуктуирующей и на выходе схемы ЧПК появляется сигнал. Пороговая обработка обеспечивает исключение из обработки сигналов с выбранными значениями коэффициента межпериодной корреляции.

ВЫВОДЫ

1. Существующие системы защиты от пассивных помех малоэффективны в условиях воздействия дискретных пассивных помех естественного происхождения. В работе приведены некоторые статистические характеристики подобных сигналов. Предложено для построения систем защиты проводить анализ элементов поляризационной матрицы рассеяния.

2. Предложено устройство для оценки амплитудных элементов поляризационной матрицы рассеяния и исключения из обработки сигналов дискретных пассивных помех.

3. Установлено, что с увеличением коэффициента межпериодной корреляции сигналов мощность сигнала на входе порогового устройства монотонно убывает, стремясь к 0 в случае полной корреляции сигналов с выхода приемных устройств двух поляризационных каналов. Сигналы ДПП имеют высокий коэффициент межпериодной корреляции (0,95 – 0,99) и предложенное устройство будет эффективным для их компенсации.