

АНАЛИЗ ПОТЕРЬ ЭФФЕКТИВНОСТИ АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК В УСЛОВИЯХ ПОГРЕШНОСТИ ВЕКТОРА ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ

Введение

Среди методов помехозащиты приема сигналов пространственно-временная обработка сигналов (ПВОС) и использование адаптивных антенных решеток (ААР) являются одними из наиболее эффективных. ПВОС и ААР в настоящее время остаются предметом интенсивных исследований, т.к. позволяют на десятки децибел [1,2,3] повысить эффективность приема полезных сигналов при наличии сосредоточенных по спектру помех. Основная причина пристального внимания к ААР заключается в способности таких систем без априорной информации о помеховой обстановке автоматически подавлять помехи на входе решающей схемы, улучшая тем самым качество приема полезного сигнала. Этим методам посвящено много работ отечественных, а также зарубежных ученых: Пистолькорс, Ширмана, Тихонова, Уидроу, Монзинго и др.

Данные работы направлены, в основном, на исследование линейных алгоритмов. Реальные же условия применения алгоритмов ПВОС не всегда удовлетворяют предположению линейности. В частности, при технической реализации ААР речь может идти только о "малости" тех или иных нелинейных ограничений, но ни в коем случае об их отсутствии. Попытаемся проанализировать влияние указанных ограничений на эффективность ПВОС.

Основная часть

Алгоритмы ПВОС можно трактовать как решение задач условной оптимизации с целевой функцией (ЦФ) вида [4]

$$\Phi(\vec{W}, \vec{X}) = \vec{W}^T R_{xx} \vec{W}, \quad (1)$$

где \vec{W} - вектор весовых коэффициентов (ВВК), R_{xx} - корреляционная матрица вектора входных воздействий аддитивной смеси сигналов, помех и шума $\vec{X} = \vec{X}_c + \vec{X}_n + \vec{X}_ш$.

Целевая функция (1) выпукла [4] и потенциальная эффективность ПВОС определяется только текущей сигнально-помеховой обстановкой (СПО). Однако известны ситуации, при которых свойства ЦФ вида (1) изменяются, в частности, не выполняется гипотеза выпуклости. Указанные ситуации могут быть непосредственно связаны с различными нелинейностями.

Для анализа потенциальной эффективности алгоритмов ПВОС можно рассмотреть три наиболее характерных типа нелинейностей: нелинейность локализована в ВВК; нелинейность локализована в векторе входных сигналов; вектор входных сигналов и ВВК нелинейны.

Ранние исследования влияния нелинейности, локализованной в ВВК, приведенные в [4], показывают, что данный случай при реальных ограничениях не существенно влияет на эффективность алгоритмов ПВОС. Однако в данной работе не исследована нелинейность типа гистерезис.

Рассмотрим более подробно этот наиболее характерный тип нелинейности, ибо в самих алгоритмах управления ААР проявляются характерные для систем типа Уайта гистерезисные явления.

Для данного случая ЦФ (1) принимает вид

$$\Phi_1(F_w\{\vec{W}\}, \vec{X}) = F_w^T\{\vec{W}\} R_{xx} F_w\{\vec{W}\}, \quad (2)$$

где $F_w\{\cdot\}$ - обозначения нелинейной вектор - функции.

Пусть ААР описывается системой дифференциальных уравнений [1]:

$$\frac{d\vec{w}}{dt} = 2k_s(d(t) - \vec{w}(t) \cdot \vec{x}(t)) \vec{x}^*(t), \quad (3)$$

где $\vec{w}(t)$ - ВВК; k_s - постоянный коэффициент; $d(t)$ - опорный сигнал; $\vec{x}(t)$ - вектор входных воздействий. Обозначим через η невязку: $\eta(t) = d(t) - \vec{w}^T(t) \cdot \vec{x}(t)$. В качестве матема-

тической модели нелинейного элемента (НЭ) взята модель с наличием люфта, зоны нечувствительности и зоны насыщения [5]:

$$w = \begin{cases} k\eta x - kC_1 - k\varepsilon \operatorname{sign}\left(\frac{dw}{dt}\right) & \text{при } \left(\frac{dw}{dt}\right) \neq 0 \text{ и } 0 \leq w \leq k(C_2 - C_1); \\ k\eta x + kC_1 - k\varepsilon \operatorname{sign}\left(\frac{dw}{dt}\right) & \text{при } \left(\frac{dw}{dt}\right) \neq 0 \text{ и } -k(C_2 - C_1) \leq w \leq 0; \\ \text{const} & \begin{cases} \text{при } |w - k\eta x + kC_1| \leq k\varepsilon \text{ и } 0 \leq w \leq k(C_2 - C_1); \\ \text{либо } |w - k\eta x - kC_1| \leq k\varepsilon \text{ и } k(C_2 - C_1) \leq w \leq 0; \end{cases} \\ k(C_2 - C_1)\operatorname{sign}(w) & \text{при } |\eta x| \geq C_2 + \varepsilon; \\ 0 & \text{при } |\eta x| \leq C_1 - \varepsilon, \text{ если } C_1 > \varepsilon, \end{cases} \quad (4)$$

где k - коэффициент усиления, C_1 - зона нечувствительности, C_2 - зона насыщения, ε - зона люфта, (положительные вещественные коэффициенты).

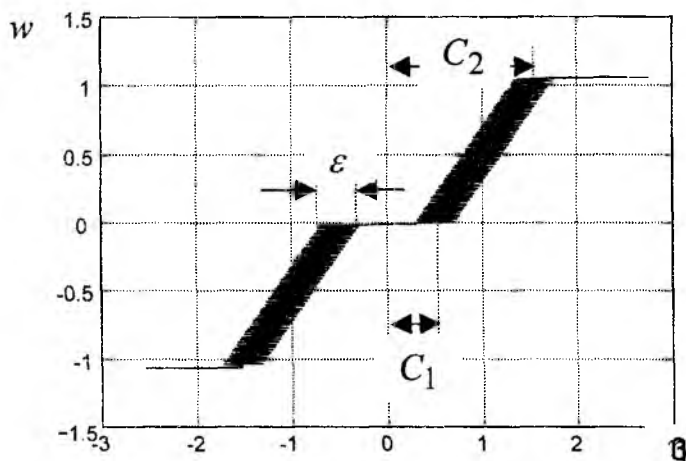


Рис. 1

Изменяя коэффициенты k , C_1 , C_2 , ε можно получить различные виды нелинейности (рис. 1). При $\varepsilon \neq 0$ уравнения (3) и (4) представляют систему на порядок выше. Данный вид нелинейности представляет практический интерес для нелинейности, локализованной в ВВК, так как позволяет исследовать нечувствительность ВВК к малым входным параметрам невязки $\eta(t)$.

Люфт в системе управления ВВК образуется в результате наличия остаточной расстройки, удерживающей указанный ВВК в положении, соответ-

ствующем сложившейся на данный момент СПО, пропорциональной коэффициенту усиления в цепи управления. Указанные расстройки характерны так же для систем ФАП и АПЧ [6, 7].

С помощью математического моделирования проведен вероятностный анализ сигналов через прохождение их через НЭ (4) при $C_1=0$, $C_2 = \infty$, $k = \text{const}$, ε - изменяющийся параметр. Данный анализ позволяет утверждать [8], что при незначительной зоне люфта сигналы, их плотности вероятности и спектральные плотности мощности практически не искажаются и можно считать систему линейной. Если же зона люфта близка по масштабу ко входным воздействиям, то апостериорные плотности распределения вероятности приобретают двухмодальный вид. При этом в спектре сигналов появляются высокочастотные составляющие, намного превышающие полезный сигнал. В данном случае сигналы претерпевают большие нелинейные искажения, которые могут существенно снизить эффективность ААР.

Нами был проведен сравнительный анализ эффективности линейного алгоритма (3) при идеальных условиях и алгоритма (3) с учетом нелинейности (4) при следующих исходных данных:

- количество антенных элементов $N=4$;
- отношение сигнал / (помеха + шум) (ОСПШ) на входе ААР $P_c / P_n = -30 \text{ дБ}$;
- отношение сигнал / шум $P_c / P_u = 20 \text{ дБ}$.

Известно, что управляющим воздействием для формирования ВВК является невязка η . Значение невязки регулировалось с помощью постоянной k_s в формуле (3). В зависимости от k_s строились кривые ОСПШ на выходе ААР. Были выделены два характерные случаи:

1) зона люфта гистерезиса незначительна, $\varepsilon = 0,001$, что соответствует величине на два порядка ниже значения невязки η ;

2) зона люфта гистерезиса $\varepsilon = 0,1$ сравнима со значением невязки η .

Судя по предварительным исследованиям, первый случай соответствует квазилинейному случаю. Для данного случая графики зависимости ОСПШ от k_S представлены на рис. 2 а, б, в.

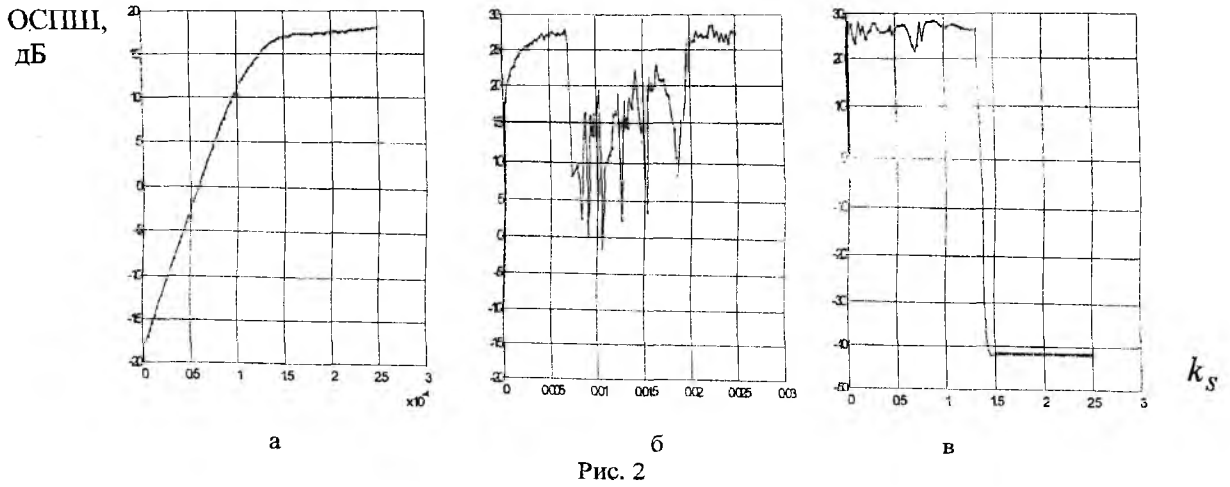


Рис. 2

Из данных графиков видно, что при малых $k_S = (0,01 \div 1,5) \times 10^{-4}$ (рис. 2, а) эффективность ПВОС плавно возрастает от -20 до 17 дБ. При значениях $k_S = (1,5 \div 2,5) \times 10^{-4}$ ОСПШ остается практически постоянным. При $k_S = 0,00025 \div 0,07$ (рис.2 б) происходит рост эффективности до 25 дБ. При $k_S = 0,007 \div 0,02$ система ведет себя неустойчиво, ОСПШ принимает значения от 0 до 25 дБ, что является результатом влияния нелинейности при малых входных воздействиях. Можно сказать, что в данном диапазоне проявляются так называемые субкритические бифуркации [9]. При $k_S = 0,02 \div 1,4$ (рис. 2, в) ОСПШ снова достигает максимальных размеров и практически остается постоянной, равной $20 \dots 30$ дБ. При $k_S > 1,4$ эффективность ПВОС резко снижается до -40 дБ, что связано с проблемой сходимости алгоритма (3).

Для второго случая зависимость ОСПШ от k_S представлена на рис. 3. Из данных графиков видно, что при малых $k_S = (0,01 \div 1,3) \times 10^{-4}$ (рис. 3, а) ОСПШ не зависит от k_S и равняется -18 дБ. При значениях $k_S = (1,3 \div 2,5) \times 10^{-4}$ ОСПШ резко убывает до -32 дБ. При $k_S = 0,00025 \div 1,3$ (рис. 3, б и в) наблюдается эффект субкритической бифуркации, и ОСПШ принимает значения от -45 до 0 дБ. В данном случае можно сказать, что эффективность ААР теряется для всего диапазона изменения k_S .

Проведен анализ устойчивости линейного алгоритма (3) в условиях нелинейности локализованной в ВВК. Для нелинейности, локализованной в ВВК, получен показатель Ляпунова

$$\lambda(P_n) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \ln \left| \frac{df^N(P_n)}{dP_n} \right| \quad (5)$$

для предельного случая, когда зона люфта гистерезиса значительна при различных значениях невязки η . В качестве $f(\eta)$ выбрана зависимость ОСПШ на выходе ААР от k_S . Графики показателя Ляпунова представлены на рис. 4. Из приведенных графиков видно, что при малых значениях k_S система находится в неустойчивом состоянии. При увеличении k_S наблюдаются как положительные, так и отрицательные значения показателя Ляпунова, что свидетельствует о хаотическом поведении систе-

мы, которое прерывается при некоторых k_S устойчивым состоянием. При значении $k_S > 0,1$ значения показателя Ляпунова всюду отрицательны, что соответствует устойчивому поведению системы. При значительном параметре k_S , превышающем значение зоны люфта НЭ, система находится в устойчивом состоянии, хотя эффективности от применения алгоритмов обработки сигналов нет, поскольку ОСПШ при этом принимает значение меньше -40 дБ (рис. 3).

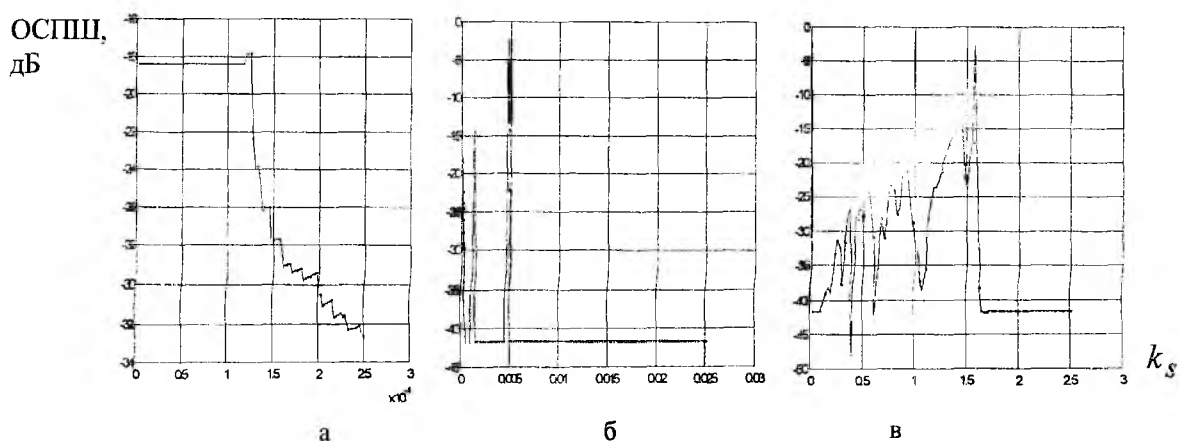


Рис. 3

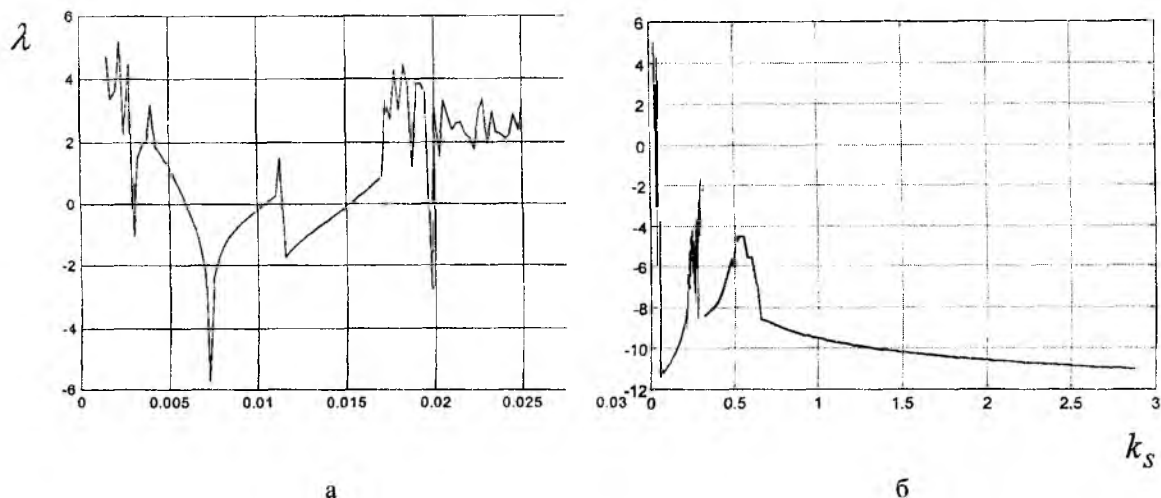


Рис. 4

Заключение

При анализе потерь эффективности ААР в условиях погрешности ВВК было исследовано влияние люфта или остаточной расстройки в зависимости от шаговой постоянной k_S алгоритма (3). Было показано, что, в зависимости от величины значений k_S , когда люфт мал, качественные показатели ААР существенно изменяются. При очень малых k_S эффективность ААР сильно снижается, поскольку система управления не успевает обработать возможные пространственно-временные изменения параметров сигналов и помех. С увеличением шаговой постоянной эффективность растет, но этот рост изменяется уже на величине шага, сопоставимого с десятными долями интервала корреляции. При дальнейшем увеличении шаговой постоянной наступают потери эффективности ААР, что связано с проблемой сходимости алгоритма.

Для нелинейности, локализованной в ВВК, оказалось, что хаотическое поведение наступает при малом уровне воздействий, а возникающая при этом бифуркация приобретает вид субкритической.

Список литературы: 1. Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 486 с. 2. Родимов А.П., Поповский В.В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь. 1984. 272 с. 3. Поповский В.В. Адаптивная антенная

решетка с компенсатором помех на входе // Антенны. М.: Радио и связь, 1987. № 35. С.50-55. 4. Поповский В.В., Марчук Л.А. Анализ влияния нелинейностей на эффективность адаптивных антенных решеток // Известия вузов. Радиоэлектроника. 1989. Т. 32, № 11. С. 65-67. 5. Нелинейные системы автоматического управления // Точные методы исследования нелинейных систем автоматического управления/ Под общ. ред. Е.П. Попова. М.: Машиностроение, 1971. 323 с. 6. Шахтарин Б.И. Квазигармонический метод и его применение к анализу нелинейных фазовых систем. М.: Энергоатомиздат, 1987. 189 с. 7. Нелинейные системы автоматического управления // Метод гармонической линеаризации в проектировании нелинейных систем автоматического управления / Под общ. ред. Е.П. Попова. М.: Машиностроение. 1970. 323 с. 8. Преобразование случайных процессов нелинейностью с характеристикой гистерезиса для задач пространственно-временной обработки сигналов / Теоретичний та науково-практичний журнал радіозв'язку, радіомовлення і телебачення: Праці УНДІРТ. 2001. № 2(26) С.72-75. 9. Берже П., Помо И., Видаль К. Порядок в хаосе. О детерминистском подходе к турбулентности: Пер с франц. М.: Мир, 1991. 366 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

... принята в редколлегию 02.10.2001