

ВЫСОКОТОЧНАЯ ПЕЛЕНГАЦИЯ МНОГОЛУЧЕВЫХ СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МАЛОЭЛЕМЕНТНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК КВ ДИАПАЗОНА

Л.И. Пономарев, А.А. Васин

Московский авиационный институт (государственный технический университет) - МАИ
mai4062@mail.ru

Рассмотрен метод пеленгации радиосигналов в условиях многолучевого распространения, позволяющий с высокой точностью определять направления прихода и амплитуды сигналов, принимаемых линейной антенной решеткой, состоящей из N независимых приемных излучателей, на входах которых установлены узкополосные фильтры. Алгоритм основан на разложении корреляционной матрицы комплексных амплитуд приходящих сигналов по собственным векторам, разделении собственных векторов на сигнальные и шумовые векторы и определении по ним собственных диаграмм направленности приемной антенны. Приведены результаты численного моделирования, подтверждающие высокую точность пеленгации.

В коротковолновом диапазоне для пеленгации сигналов используются антенные решетки (АР) с корреляционно-интерферометрическим методом опроса элементов [1]. В силу ограниченности массогабаритных размеров АР этого диапазона, как правило, малоэлементные. Следующей особенностью пеленгации в КВ диапазоне является многолучевость прихода пеленгуемых сигналов. При этом существует сильная корреляция между сигналами, приходящими с разных направлений от одного источника, что исключает возможность применения известных методов сверхразрешения [2,3] для разделения и последующей обработки многолучевых сигналов. Кроме того, небольшие электрические размеры АР не позволяют эффективно осуществить пространственную фильтрацию принимаемых сигналов. Поэтому проблема разделения многолучевых сигналов в КВ радиопеленгаторах требует дальнейшего решения.

В настоящем докладе излагается метод высокоточной пеленгации сигналов в КВ диапазоне, приходящих по многолучевым радиотрассам. Метод основан на разбиении заданного частотного диапазона с помощью узкополосных фильтров на ряд более узкополосных поддиапазонов ($i = 1, \dots, I$), в каждом из которых в данный момент времени может существовать только один падающий на антенну сигнал с некоторой гармонической частотой ω_k . Этот сигнал из-за многолучевости распространения может приходить на малоэлементную антенную решетку КВ пеленгатора одновременно с одного или большего числа направлений с неизвестными комплексными амплитудами A_m для каждого m -го направления. В процессе пеленгации должны быть определены направления (θ_m, φ_m) и амплитуды $|A_m|$ приходящих сигналов в каждом i -ом поддиапазоне частот.

Особенности пеленгации многолучевых сигналов, приходящих на одной и той же частоте

Сначала рассматривается возможность одномерной (в одной плоскости) пеленгации сигналов на примере АР, состоящей из двух излучателей, расположенных на расстоянии d друг от друга (рис. 1).

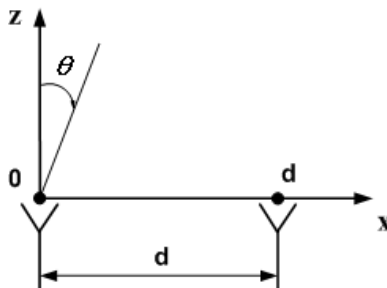


Рис. 1. Антенная решетка, состоящая из двух излучателей.

При падении на АР одного сигнала частоты ω_k с некоторой комплексной амплитудой A_1 с направления θ_1 корреляционная матрица сигнала является особенной с собственными значениями, одно из которых равно мощности сигнала, поступающего на входы обоих излучателей, а другое равно нулю. При этом нормированный сигнальный собственный вектор, соответствующий ненулевому собственному значению, с точностью до постоянного множителя совпадает с вектором входных напряжений.

Корреляционная матрица остается особенной и в том случае, когда на вход АР падает два гармонических сигнала частоты ω_k с произвольными комплексными амплитудами с направлений θ_1 и θ_2 . А собственный сигнальный вектор опять-таки совпадает с нормированным сигнальным вектором на входе излучателей.

В случае, когда на излучатели АР воздействует нормальный шум, некоррелированный как с полезным сигналом, так и с самим собой в соседних излучателях, корреляционная матрица для одного падающего сигнала становится неособенной и имеет два отличных от нуля собственных значения. При этом шум не влияет на структуру сигнального и шумового собственных векторов. Аналогичная ситуация наблюдается и в случае падения двух сигналов при наличии нормального шума на входе АР пеленгатора. Изложенные закономерности на примере одной и двух падающих волн для двух излучателей остаются справедливыми и для большего числа волн и излучателей.

Это обстоятельство оказывает решающую роль на точность пеленгации многолучевых сигналов с помощью предложенного метода, которая в рамках сделанных допущений теоретически не зависит от уровня шума. Следовательно, возможно определение направлений прихода многолучевых сигналов при $P_c/P_{ш} \ll 1$.

Таким образом, при наличии произвольного количества падающих волн с различных направлений на одной и той же частоте и произвольного количества излучателей получены соотношения, позволяющие определить собственные сигнальные и шумовые векторы корреляционной сигнально-шумовой матрицы для произвольной частоты ω_k .

Знание собственных векторов позволяет определить собственные ДН АР пеленгатора, которые затем используются для высокоточного определения угловых координат источников сигналов. Собственная ДН $Fq^k(\theta)$, соответствующая q^k вектору, определяется как ДН в режиме возбуждения излучателей АР комплексно-сопряженным вектором q^{k*} :

$$Fq^k(\theta) = \sum_{n=1}^N q_n^{k*} \cdot e^{ik_k d(n-1) \sin \theta} = \sum_{n=1}^N q_n^{k*} \cdot e^{i\Delta\varphi(n-1)}, \quad \text{где } \Delta\varphi = k_k d \sin \theta = \frac{2\pi}{\lambda_k} d \sin \theta. \quad (1)$$

В соответствии с (1) получаем выражения для сигнальной и шумовых собственных ДН:

$$Fq_c^k(\theta) = \sum_{n=1}^N q_{cn}^{k*} \cdot e^{i\Delta\varphi(n-1)}, \quad Fq_{uj}^k(\theta) = \sum_{n=1}^N q_{ujn}^{k*} \cdot e^{i\Delta\varphi(n-1)}. \quad (2)$$

Знание сигнальных и шумовых собственных ДН позволяет определить уровни суммарного полезного сигнала $u_c^k(\theta)$, принимаемого излучателями АР по этим ДН. Так, для сигнальной и j -ой шумовой собственной ДН соответственно получаем

$$u_{c q_c}^k(\theta) = \sum_{m=1}^M A_m^k \cdot Fq_c^k(\theta_m), \quad (3)$$

$$u_{c q_{\theta j}}^k(\theta) = \sum_{m=1}^M A_m^k \cdot Fq_{\theta j}^k(\theta_m), \quad j = 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

Обоснование метода определения направления прихода нескольких сигналов одной и той же частоты

Для обоснования метода пеленгации нескольких сигналов обратимся к схеме АР пеленгатора, изображенной на рис. 2.

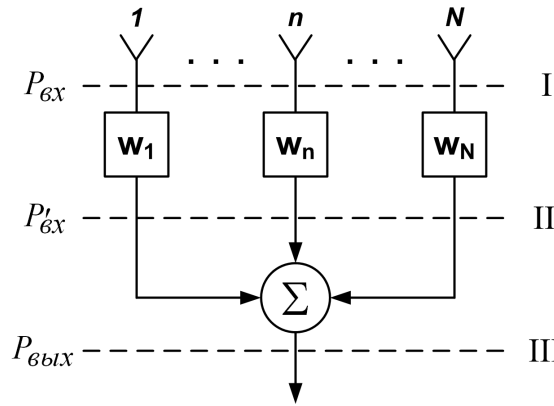


Рис. 2. Схема антенной решетки пеленгатора.

Для одновременного определения направлений прихода нескольких сигналов одной и той же частоты выбираем весовые коэффициенты w_1, \dots, w_N из условия минимизации мощности, принимаемой АР по всем направлениям. Суммарная принимаемая мощность сигнальных компонент будет равна нулю в том случае, когда весовые коэффициенты в каналах излучателей выбираются в соответствии с законом:

$$w_j = w_{opt}^* = q_{uj}^*, j = 1, \dots, N - 1, \quad (5)$$

Это возможно в двух случаях: либо в направлении на сигнал сформировано нулевое значение в собственной шумовой ДН, либо на выходе сумматора в схеме на рис.2 происходит взаимная компенсация сигнальных компонент, приходящих с различных направлений. Первый случай, как показывает численное моделирование, возможен лишь при наличии только одного сигнала, приходящего с произвольного направления. Второй случай соответствует двум и большему количеству сигналов, приходящих с различных направлений.

Поэтому, используя соотношение (4) для сигнальных компонент, принимаемых по собственной шумовой ДН, получаем следующую систему функциональных уравнений для определения направлений θ_m ($m = 1, \dots, M$) прихода сигналов:

$$u_{cq_{\theta_j}}^k(\theta_m) = \sum_{m=1}^M A_m^k F q_{\theta_j}^k(\theta_m) = 0, \quad j = 1, \dots, N - 1. \quad (6)$$

Для определения абсолютных значений A_m ($m = 1, \dots, M$) при найденных из (6) θ_m используется соотношение (3), из которого получаем M дополнительных уравнений, связывающих между собой величины A_m и θ_m :

$$F q_c^k(\theta_m) = \sum_{n=1}^N q_{cn}^{k*} \cdot e^{i\Delta\varphi_m(n-1)}, m = 1, \dots, M. \quad (7)$$

В системе (6), (7), состоящей из $N - 1 + M$ уравнений, неизвестными являются M значений θ_m ($m = 1, \dots, M$) и M комплексных амплитуд A_m . Поэтому минимальное общее число излучателей при M сигналах, необходимое для однозначного определения неизвестных при одномерной пеленгации, определяется из условия равенства количества уравнений и числа неизвестных ($N - 1 + M = 2M$) и равно $N = M + 1$. Для однозначной двумерной пеленгации минимальное число излучателей, размещаемых на плоскости, как будет показано ниже, возрастает до величины $N = 2M + 1$. При этом для двумерной пеленгации необходимо использовать АР, излучатели которых расположены на некоторой плоскости. Это могут быть плоские АР, кольцевые АР и в общем случае АР с произвольной конфигурацией размещения излучателей на некоторой плоской (или криволинейной) поверхности. В нашем случае для моделирования используется крестообразная АР. Отличие двумерной пеленгации от одномерной состоит в том, что вначале в соответствии с алгоритмом для одномерной пеленгации определяются обобщенные координаты u_m^k и v_m^k для каждой из подрешеток, а затем определяются истинные углы прихода сигналов и их амплитуды по соотношениям:

$$\operatorname{tg} \varphi_m^k = \frac{\sin v_m^k}{\sin u_m^k}, \quad \sin \theta_m^k = \sqrt{\sin^2 u_m^k + \sin^2 v_m^k}. \quad (8)$$

Результаты моделирования

В качестве иллюстрации на рис.3 приведены собственные шумовые ДН для линейной антенны из четырех излучателей, расположенных эквидистантно на расстоянии $d=\lambda_1/2$ друг от

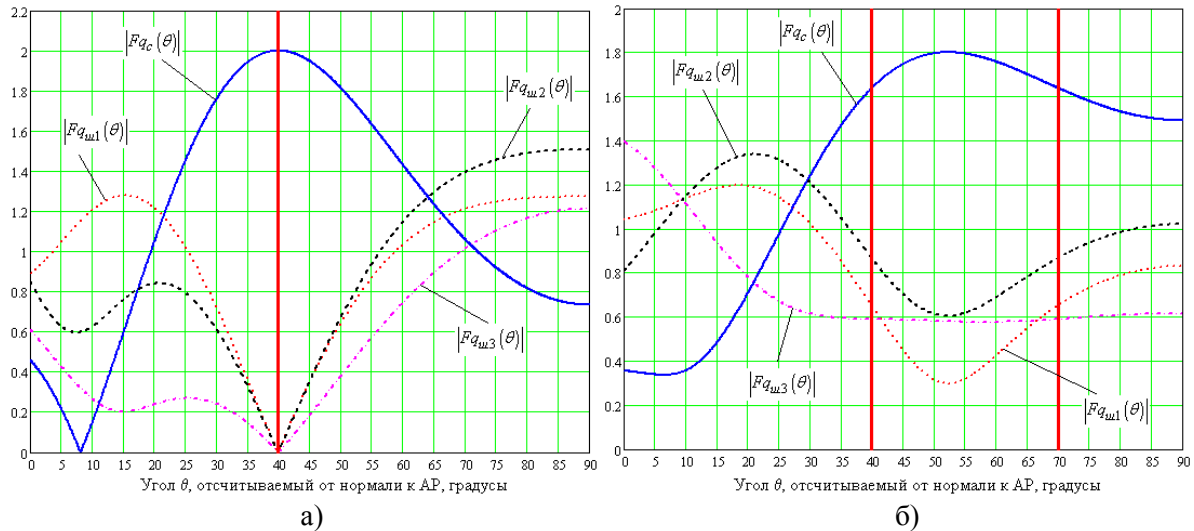


Рис. 3. Собственные ДН антенны для антенны из четырех излучателей:
 а) – в случае прихода одного сигнала с направления $\theta_{c1}=40^\circ$,
 б) – в случае прихода двух сигналов с направлений $\theta_{c1}=40^\circ$ и $\theta_{c2}=70^\circ$.

На рис.3а изображен случай, когда на антенну падает один сигнал с направления $\theta_{c1}=40^\circ$. На рис.3б на антенну падает два сигнала равной амплитуды с направлений $\theta_{c1}=40^\circ$ и $\theta_{c2}=70^\circ$. Как видно, в случае одного сигнала собственная шумовые ДН четко выставляют нуль в направлении прихода сигнала. В случае двух сигналов шумовые ДН имеют лишь минимум, направление которого располагается в интервале между углами прихода двух сигналов. Поэтому в направлении прихода сигналов (эти направления отмечены вертикальными линиями) по каждой из шумовых ДН осуществляется прием сигналов, которые затем взаимно компенсируются в сумматоре.

В общем случае произвольного количества сигналов для определения направлений их прихода и амплитуд используются функциональные уравнения (6), (7). Ниже приводятся результаты моделирования, оформленные в виде таблиц, по точности определения направлений прихода и комплексных амплитуд для случая одного и двух гармонических сигналов при приеме их АР, состоящей из $N = 3$ излучателей.

Предполагается, что амплитуды приходящих сигналов равны $A_{01}=1$, $A_{02}=1$ (табл.1). Сигнал приходит с направлений θ_{01} и θ_{02} . Используя систему уравнений (6), находим направления прихода сигналов θ_1 и θ_2 , а также величину ошибки определения угловых координат $\Delta\theta_1 = |\theta_1 - \theta_{01}|$ и $\Delta\theta_2 = |\theta_2 - \theta_{02}|$.

Таблица 1. Ошибка определения направлений прихода сигналов с одинаковой амплитудой при отношении сигнал/шум $P_{с\sum} / P_{\theta} = 10 \text{ дБ}$

$\theta_{01}, ^\circ$	10	30	30	30.7	5.46	20.359
$\theta_{02}, ^\circ$	70	60	32	32.8	53.62	33.787
$\Delta\theta_1, ^\circ$	0	0	0	0	0.46	0.359
$\Delta\theta_2, ^\circ$	0	0	0	0	0.38	0.287

Как видно из приведенных выше данных, ошибка определения угловых координат источников радиосигналов не превышает одного градуса. Более того, как показал анализ, точность пеленгации полностью определяется точностью решения системы уравнений (6) и может быть достигнута сколь угодно высокой при соответствующем увеличении точности решения системы (6). Также установлено, что в случае равенства амплитуд сигналов величина ошибки определения направлений прихода обоих сигналов оказывается одного порядка, а в случае преобладания одного из сигналов точнее определяется тот сигнал, амплитуда которого больше, при этом точность определения второго сигнала снижается, но остается в допустимых пределах.

Далее рассматривается случай, когда сигналы приходят с направлений $\theta_{01}=20.359^\circ$, $\theta_{02}=33.787^\circ$ (табл.2), а их амплитуды принимают ряд дискретных значений.

Таблица 2. Ошибка определения амплитуд приходящих сигналов для направлений их прихода $\theta_{01}=20.359^\circ$, $\theta_{02}=33.787^\circ$ при отношении сигнал/шум $P_{с\sum} / P_{\theta} = 10 \text{ дБ}$.

A_{01}	1	5	10	20
A_{02}	1	1	1	1
ΔA_1	0.035	$4.285 \cdot 10^{-3}$	$7.37 \cdot 10^{-3}$	$4.599 \cdot 10^{-3}$
ΔA_2	0.033	0.021	0.077	0.098

В приведенных выше таблицах введены следующие обозначения: A_{01} и A_{02} – истинные значения амплитуд сигналов, принимаемых АР, а $\Delta A_1=|A_1 - A_{01}|/A_{01}$ и $\Delta A_2=|A_2 - A_{02}|/A_{02}$ – величина относительной ошибки определения амплитуды первого и второго сигналов соответственно. Необходимо отметить, что даже при сильном преобладании амплитуды одного из сигналов над амплитудой другого имеется возможность с приемлемой точностью определить и направления прихода обоих сигналов, и их амплитуды. Заметим, что развитие предложенного алгоритма пеленгации на двумерный случай не представляет особых сложностей.

Далее приводятся результаты моделирования, выполненного для случая двумерной пеленгации, когда на вход крестообразной решетки, состоящей из $N=5$ излучателей, поступает два гармонических сигнала с направлений $(\theta_{01}, \varphi_{01})$ и $(\theta_{02}, \varphi_{02})$.

Таблица 3. Ошибка определения направлений прихода сигналов с одинаковой амплитудой при отношении сигнал/шум $P_{с\sum} / P_{\theta} = 10 \text{ дБ}$.

$(\theta_{01}, \varphi_{01})$	$(30^\circ, 60^\circ)$	$(20.359^\circ, 40.142^\circ)$	$(50^\circ, 160^\circ)$
$(\theta_{02}, \varphi_{02})$	$(40^\circ, 80^\circ)$	$(33.787^\circ, 70.863^\circ)$	$(10^\circ, 280^\circ)$
$(\Delta\theta_1, \Delta\varphi_1)$	$(0.096^\circ, 0.077^\circ)$	$(0.304^\circ, 0.853^\circ)$	$(0.037^\circ, 0.026^\circ)$
$(\Delta\theta_2, \Delta\varphi_2)$	$(0.097^\circ, 0.15^\circ)$	$(0.185^\circ, 0.85^\circ)$	$(0.051^\circ, 0.113^\circ)$

Таким образом, предложен метод пеленгации сигналов в КВ диапазоне, позволяющий с высокой точностью определять угловые координаты источников и амплитуды пеленгуемых радиосигналов при использовании малоэлементных АР. Метод эффективно работает при малых отношениях сигнал/шум.

Литература

1. Андреев А.Ю., Вертоградов Г.Г., Иванов Н.М., Шевченко В.Н., Щербинин В.И. Принципы создания широкополосного одностороннего моноимпульсного пеленгатора-дальномера КВ-диапазона // Научно-технический сборник ГKB «Связь», Ростов-на-Дону, 2002, Вып. 5, с. 20–35.
2. Марпл мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. под ред. д.т.н. И.С. Рыжака, М.: Мир, 1990.
3. Дрогалин В.В. и др. Алгоритмы оценивания угловых координат источников излучений, основанные на методах спектрального анализа, Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники, 1998, № 2, с. 3–17.