

ПРИЕМ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ С ПОМОЩЬЮ АДАПТИВНЫХ АНТЕНН



М.А. БЫХОВСКИЙ,
ФГУП НИИР

Канал распространения радиоволн в подвижной связи имеет многолучевой характер. Дополнительной возможностью повышения пропускной способности сетей связи с CDMA является применение в них адаптивных антенн. В данной статье дается исследование адаптивной ФАР, используемой для приема широкополосного сигнала в многолучевом канале.

ВВЕДЕНИЕ

Широкополосные сигналы (ШПС) широко используются в различных системах связи. Они обладают многими полезными свойствами:

- позволяют в многолучевых каналах связи эффективно разделять отдельные лучи и устранять замирания сигналов;
- позволяют вести передачу сообщений в полосах частот, в которых им создают помехи узкополосные системы;
- применяются, в частности, в сотовых системах связи с кодовым разделением каналов (CDMA), упрощая планирование сетей связи и существенно увеличивая их пропускную способность.

Фазированная антенная решетка (ФАР) используется на базовой станции. На каждый ее элемент воздействует сумма электромагнитных полей, создаваемых проходящими лучами, которые могут отличаться друг от друга углом прихода.

Диаграмма направленности (ДН) ФАР формируется так, чтобы полезные сигналы, проходящие в место приема по разным путям, были в максимальной

степени разделены по углу прихода и, таким образом, были устранены интерференционные замирания полезного сигнала.

Адаптивным ФАР посвящена обширная литература [1 – 3]. Их называют также интеллектуальными антеннами, системами с пространственно-временной обработкой сигналов.

Известно, что для повышения помехоустойчивости приема сигналов применяются системы разнесенного приема, в том числе пространственно разнесенного приема [4]. Подход к анализу ФАР, развитый в данной статье, отличается от используемого в указанных выше работах тем, что он основан на теории оптимального разнесенного приема сигналов, развитого в [5] и во многих других работах.

В результате исследования получены аналитические формулы, определяющие зависимость вероятности ошибочного приема полезных сигналов от пространственных и временных параметров полезных сигналов и помех, а также от параметров ФАР и от базы ШПС, используемых для передачи полезного сигнала и помехи. Исходя из них, ясно, что при достаточном числе

элементов и при правильно выбранном расстоянии между ними в адаптивной ФАР формируется многолучевая ДН. Эта ДН имеет несколько основных лепестков, направление каждого из которых согласовано с направлением прихода соответствующего луча.

Более сложный анализ позволяет обобщить полученные в статье результаты на общий случай, когда канал распространения полезного сигнала является многолучевым и в место приема приходят несколько помех с разных направлений. Закономерности приема ШПС с помощью адаптивных антенн, установленные в данной статье, справедливы и в общем случае.

РАБОТА СИСТЕМЫ АДАПТИВНОГО ПРИЕМА ШПС

На рис. 1 показана схема ФАР для приема ШПС. Она представляет собой линейную антенную решетку, состоящую из N элементов. На каждый из элементов ФАР воздействует электромагнитное поле, образованное суммой полей, создаваемых сигналами, проходящими с разных направлений. В результате на выходе каждого из элементов ФАР образуются следующие напряжения:

$$W_{si}(t) = A_S U_S \left[\sum_{k=1}^2 \mu_k S(t - \tau_k) \right] \times \sin(\omega_0 t + \phi_k + i\beta_k) + n_{ci}(t) \cos(\omega_0 t) + n_{si}(t) \sin(\omega_0 t), \quad (1)$$

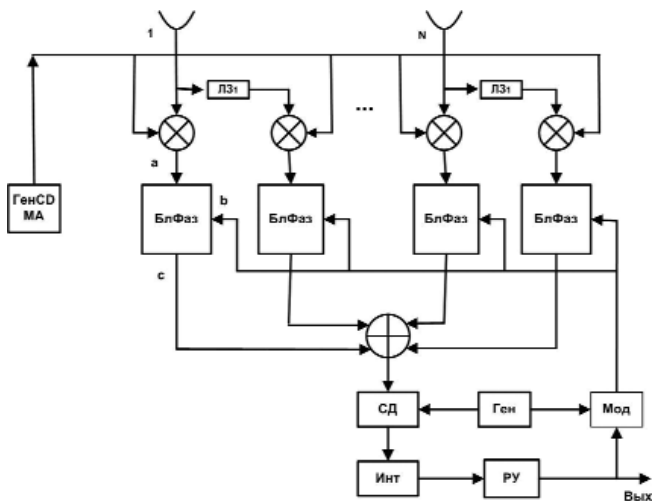


Рис. 1. Схема адаптивной антенны

где U_S – информационный параметр принимаемого сигнала ($U_S = \pm 1$); $\mu_k A_S$, k -м лучом ω_0 , ϕ_k и τ_k – амплитуда, частота, фаза и задержка сигнала ($\tau_1 = 0$, а $\tau_2 = \tau_0$, $\tau_1 = 0$), приходящего с k -м лучом ($k = 1, 2$); $\beta_k = \pi d \cos(\theta_k) / \lambda$ – разность фаз сигналов, создаваемых k -м лучом на соседних элементах ФАР; d – расстояние между соседними элементами; θ_k – угол прихода k -го луча относительно линии расположения элементов ФАР, а λ – длина волны полезного сигнала; $i = 1 \dots N$, где N – число элементов ФАР; $S(t)$ – ШПС, имеющий длительность T , равную длительности передачи информационного символа U_S , и занимающего полосу частот, равную F (отметим, что $B = FT$ – база ШПС, а уровень боковых лепестков его автокорреляционной функции равен $R = 1/\sqrt{\hat{A}}$; $n_{ci}(t)$ и $n_{si}(t)$ – случайный шум, действующий на выходах разных элементов

ФАР и представляющий собой независимые гауссовские процессы, занимающие полосу F и имеющие мощность σ^2 .

Обработка сигналов, действующих на выходе каждого элемента ФАР, осуществляется таким же образом, как в системе "Рейк" [5]. Сигнал с выхода ФАР поступает на вход линии задержки (ЛЗ₁) с отводами (в рассматриваемом случае с двумя). Задержка сигналов, действующих на соседних отводах ЛЗ₁, составляет τ_0 , где τ_0 равно времени автокорреляции ШПС $S(t)$.

С помощью ЛЗ₁ осуществляется разделение принимаемых ШПС по времени прихода. Для этого сигналы $W_i(t)$ и $W_i(t - \tau_0)$ с выходов отводов ЛЗ₁ поступают на сигнальные входы перемножителей, на опорные входы которых подается широкополосный сигнал $S(t - \tau_0)$. На выходах перемножителей образуются следующие напряжения:

$$V_{s1i}(t) = A_S U_S [\mu_1 G(t) \sin(\omega_0 t + \phi_1 + i\beta_1) + \mu_2 \sin(\omega_0 t + \phi_2 + i\beta_2)] + n_{c1i}(t) \cos(\omega_0 t) + n_{s1i}(t) \sin(\omega_0 t),$$

$$V_{s2i}(t) = A_S U_S [\mu_1 \sin(\omega_0 t + \phi_1 + i\beta_1) + \mu_2 G(t) \sin(\omega_0 t + \phi_2 + i\beta_2)] + n_{c2i}(t) \cos(\omega_0 t) + n_{s2i}(t) \sin(\omega_0 t). \quad (2)$$

В приведенных формулах учтено, что когда принимаемый и опорный ШПС согласованы по времени, то $S^2(t - \tau_k) = 1$. В формуле (2) $G(t) = S(t)S(t - \tau_0)$, $n_{cki}(t) = n_{ci}(t - \tau_k)S(t - \tau_0)$, $n_{ski}(t) = n_{si}(t - \tau_k)S(t - \tau_0)$. Отметим, что $G(t)$ можно представить в виде $G(t) = R + \tilde{G}(t)$, где $R = (\int_0^T G(t) dt) / T$ – коэффициент взаимной корреляции сигналов $S(t - \tau_k)$ и $S(t)$, а $\tilde{G}(t)$ – переменное широкополосное напряжение, среднее значение которого равно 0.

$$V_{1i}(t) = A_S U_S [\chi_{1i} \sin(\omega_0 t + \phi_{1i}) + \mu_1 \tilde{G}(t) \sin(\omega_0 t + \phi_{1i} + i\beta_{1i})] + n_{c1i}(t) \cos(\omega_0 t) + n_{s1i}(t) \sin(\omega_0 t),$$

$$V_{2i}(t) = A_S U_S [\chi_{2i} \sin(\omega_0 t + \psi_{2i}) + \mu_2 \tilde{G}(t) \sin(\omega_0 t + \phi_1 + i\beta_{1i})] + n_{c2i}(t) \cos(\omega_0 t) + n_{s2i}(t) \sin(\omega_0 t). \quad (3)$$

В (3) обозначено

$$\chi_{1i} \sin(\omega_0 t + \psi_{1i}) = [\mu_1 R \sin(\omega_0 t + \phi_1 + i\beta_{1i}) + \mu_2 R \sin(\omega_0 t + \phi_2 + i\beta_{2i})],$$

$$\chi_{2i} \sin(\omega_0 t + \psi_{2i}) = [\mu_1 R \sin(\omega_0 t + \phi_1 + i\beta_{1i}) + \mu_2 \sin(\omega_0 t + \phi_2 + i\beta_{2i})]. \quad (4)$$

Каждый из сигналов $V_{1i}(t)$ и $V_{2i}(t)$ поступает на вход a одного из блоков фазирования (БлФаз), схема которого приведена на рис. 2. Назначением каждого из этих блоков является формирование на их выходе когерентных сигналов, модулируемых одним и тем же информационным сигналом U_S . Уровень сигналов на выходе БлФаз пропорционален мощности сигнала, поступающего на вход блока. Сложение таких сигналов в общем сумматоре представляет собой оптимальный алгоритм приема ШПС в многолучевом канале с помощью адаптивной ФАР.

На опорный вход b каждого такого блока, как видно из рис. 1, подается сигнал с выхода модулятора (Мод), который имеет вид

$$V_0(t) = U_S \sin(\omega_0 t). \quad (5)$$

В (5) $U_S = \pm 1$ – оценка информационного символа U_S на выходе решающего устройства (РУ), показанного на рис. 1, в котором формируется сигнал 1 или -1, в зависимости от знака напряжения, образованного на выходе интегратора (Инт), который подключен к выходу синхронного детектора (СД). Длительность интегрирования T в Инт равна длительности передачи информационного символа U_S .

Определим напряжения $V_{u1i}(t)$ и $V_{u2i}(t)$, поступающие на вход

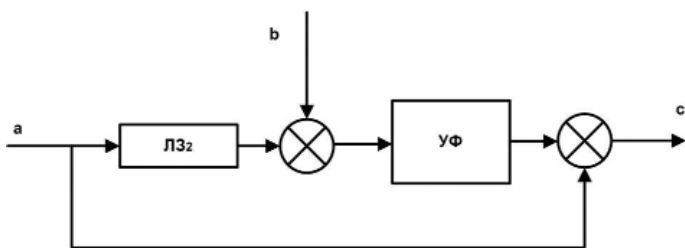


Рис. 2. Схема блока фазирования

узкополосного фильтра (УФ). Этот фильтр предназначен для измерения параметров (амплитуды и фазы) одного из входящих в место приема лучей, действующих на i -м элементе ФАР. Так как перед первым переключителем в БлФаз включена линия задержки ЛЗ₂ на время T , то на его вход информационный символ U_S и его оценка U_S поступают одновременно. Их произведение $U_S U_S = 1$ во всех случаях, кроме тех редких событий, когда решение в РУ принято ошибочно и $U_S U_S = -1$. Можно сказать, что в первом переключителе осуществляется "снятие" модуляции с принимаемого сигнала. Такой метод измерения параметров лучей в системе "Рейк" называют "обратной связью по решению".

С учетом (2) можно записать

$$V_{u1i}(t) = A_S U_S U_S \{ \chi_{1i} \sin[(\omega_0 - \omega_g)t + \psi_{1i}] + \mu_1 \tilde{G}(t) \sin[(\omega_0 - \omega_g)t + \phi_1 + i\beta_{1i}] \} + n_{c1i}(t) U_S \cos(\omega_0 - \omega_g)t + n_{s1i}(t) U_S \sin(\omega_0 - \omega_g)t,$$

$$V_{u2i}(t) = A_S U_S U_S \{ \chi_{2i} \sin[(\omega_0 - \omega_g)t + \psi_{2i}] + \mu_2 \tilde{G}(t) \sin[(\omega_0 - \omega_g)t + \phi_2 + i\beta_{2i}] \} + n_{c2i}(t) U_S \cos(\omega_0 - \omega_g)t + n_{s2i}(t) U_S \sin(\omega_0 - \omega_g)t. \quad (6)$$

Полоса пропускания узкополосных фильтров выбирается гораздо более узкой по сравнению с полосой частот (равной примерно $1/T$), занимаемой информационным сигналом, поскольку параметры канала связи (μ_k , ϕ_k и τ_k) за время T изменяются весьма незначительно. На их выходе выделяются гармонические сигналы, равные

$$\overline{V_{u1i}}(t) = A_S \chi_{1i} \sin[(\omega_0 - \omega_g)t + \psi_{1i}], \\ \overline{V_{u2i}}(t) = A_S \chi_{2i} \sin[(\omega_0 - \omega_g)t + \psi_{2i}]. \quad (7)$$

Случайное флуктуационное напряжение на выходе УФ, которое создается случайным шумом, а также редкими ошибками при приеме информационных

сигналов U_S , весьма незначительно и поэтому в приведенном ниже анализе оно не учитывается.

Сигналы (7) поступают на входы вторых смесителей в БлФаз, имея ту же фазу, что и полезная составляющая сигнала, действующего на его входе, а их амплитуда пропорциональна амплитуде этой составляющей. На выходах этих смесителей выделяются сигналы разностной частоты, имеющие вид

$$V_{1cmi}(t) = A_S^2 U_S [\chi_{1i}^2 \sin \omega_g t + \mu_1 \chi_{1i} \tilde{G}(t) \sin(\omega_g t - \phi_{1i} - i\beta_{1i})] + A_S \chi_{1i} [n_{c1i}(t) \cos(\omega_g t - \psi_{1i}) + n_{s1i}(t) \sin(\omega_g t - \psi_{1i})], \\ V_{2cmi}(t) = A_S^2 U_S [\chi_{2i}^2 \sin \omega_g t + \mu_2 \chi_{2i} \tilde{G}(t) \sin(\omega_g t - \phi_{2i} - i\beta_{2i})] + A_S \chi_{2i} [n_{c2i}(t) \cos(\omega_g t - \psi_{2i}) + n_{s2i}(t) \sin(\omega_g t - \psi_{2i})]. \quad (8)$$

Таким образом, напряжение $V_S(t) = V_{1cmi}(t) + V_{2cmi}(t)$, действующее на выходе сумматора рис. 1, может быть записано следующим образом:

$$V_S(t) = A_S^2 U_S [(\chi_{1i}^2 + \chi_{2i}^2) \sin \omega_g t + E \tilde{G}(t) \sin(\omega_g t + \Psi)] + n_{ieff}(t). \quad (9)$$

В (8) E и Ψ некоторые постоянные, а $n_{ieff}(t) = A_S \chi_{1i} [n_{c1i}(t) \cos(\omega_g t - \psi_{1i}) + n_{s1i}(t) \sin(\omega_g t - \psi_{1i})] + A_S \chi_{2i} [n_{c2i}(t) \cos(\omega_g t - \psi_{2i}) + n_{s2i}(t) \sin(\omega_g t - \psi_{2i})]$.

На вход синхронного детектора поступает сумма когерентных сигналов (8) со всех элементов ФАР. В результате их синхронного детектирования и интегрирования на вход РУ поступает следующее напряжение:

$$\overline{V_{\Sigma 0}} = \overline{V_S} + \overline{n_{ieff}} = \sum_{i=1}^N (\overline{V_{Si}} + \overline{n_{ieff}}) \quad (10)$$

В (10) $\overline{V_{Si}}(t) = A_S^2 U_S (\chi_{1i}^2 + \chi_{2i}^2)$, а n_{ieff} — случайная гауссовская величина с нулевым средним значением, равная

$$\overline{n_{ieff}} = A_S \chi_{1i} [n_{c1i}(t) \sin \psi_{1i} + n_{s1i}(t) \cos \psi_{1i}] + A_S \chi_{2i} [n_{c2i}(t) \sin \psi_{2i} + n_{s2i}(t) \cos \psi_{2i}].$$

Учитывая, что $n_{cki}(t)$ и $n_{ski}(t)$ — независимые случайные процессы, и, кроме того, $E [n_{c1i}(t) n_{c2i}(t)] = E [n_{s1i}(t) n_{s2i}(t)] = \sigma^2 R$ (здесь обозначено $E [\cdot]$ — значение случайной величины, стоящей в квадратных скобках), найдем дисперсию $\sigma_{ieff}^2 = E [\overline{n_{ieff}}^2]$

$$\sigma_{ieff}^2 = A_S^2 \sigma^2 [(\chi_{1i}^2 + \chi_{2i}^2) + 2R \chi_{1i} \chi_{2i} \cos(\psi_{1i} - \psi_{2i})]. \quad (11)$$

Выполняя в (10) и (11) вычисления с учетом (4), получим

$$(\chi_{1i}^2 + \chi_{2i}^2) = (1 + R^2) \{ (\mu_{2i}^2 + \mu_{1i}^2) + [4R / (1 + R^2)] \mu_1 \mu_2 \cos[\phi_1 - \phi_2 + i(\beta_1 - \beta_2)] \},$$

$$\chi_{1i} \chi_{2i} \cos(\psi_{1i} - \psi_{2i}) = R \{ (\mu_{2i}^2 + \mu_{1i}^2) + 2R^2 \mu_1 \mu_2 \cos[\phi_1 - \phi_2 + i(\beta_1 - \beta_2)] \}.$$

$$\sigma_{ieff}^2 = A_S^2 \sigma^2 (1 + R + R^2) \{ (\mu_{2i}^2 + \mu_{1i}^2) + 2[R(2 + R) / (1 + R + R^2)] \mu_1 \mu_2 \cos[\phi_1 - \phi_2 + i(\beta_1 - \beta_2)] \}.$$

Отметим, что $v = 2R / (1 + R^2) \approx R(2 + R) / (1 + R + R^2)$.

Таким образом, учитывая соотношение найдем, что полный суммарный сигнал, действующий на входе РУ, равен

$$\sum_{i=1}^N \cos[\phi_1 - \phi_2 + i(\beta_1 - \beta_2)] = N \cos[\phi_1 - \phi_2 + (N+1)(\beta_1 - \beta_2) / 2] \left\{ \frac{\sin[N(\beta_1 - \beta_2) / 2]}{N \sin[(\beta_1 - \beta_2) / 2]} \right\},$$

$$\overline{V_S} = A_S^2 U_S N (1 + R^2) [(\mu_{2i}^2 + \mu_{1i}^2) + 2v \mu_1 \mu_2 \cos(\psi_1 - \psi_2) D(\Delta\beta)]. \quad (12)$$

Здесь $\psi_1 = \phi_1 + (N+1)\beta_1/2$, $D(\beta_1 - \beta_2) = D(\Delta\beta) = \left\{ \frac{\sin[N(\beta_1 - \beta_2) / 2]}{N \sin[(\beta_1 - \beta_2) / 2]} \right\}$ — диаграмма направленности антенной решетки из N элементов. При этом полная мощность шума на входе РУ составляет

$$\delta_{eff}^2 = \sum_{i=1}^W \delta_{eff}^2$$

$$\sigma_{eff}^2 = A_S^2 N \sigma^2 [1 + R + R^2] \times \\ \times [(\mu_1^2 + \mu_2^2) + 2\gamma\mu_1\mu_2 \times \\ \times \cos[\psi_1 - \psi_2] D(\Delta\beta)]. \quad (13)$$

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА ШПС В СИСТЕМЕ С АДАПТИВНОЙ ПРИЕМНОЙ АНТЕННОЙ

Оценим вероятность ошибочного приема ($P_{ош}$) сигналов в рассмотренной системе. Для этого воспользуемся методом Чернова [6]. Ошибочный прием полезного сигнала (например, при условии, что $U_S = 1$) произойдет в том случае, когда на входе РУ выполняется условие

$$V_{в0} = \bar{V}_S + \tilde{n}_{eff} = \sum_{i=1}^N (\bar{V}_{Si} + \tilde{n}_{ieff}) < 0. \quad (14)$$

В соответствии с методом Чернова эта вероятность может быть достаточно точно оценена сверху так

$$P_{в0} \approx E\{\exp[-s(\bar{V}_S + \tilde{n}_{eff})]\} / 2.$$

В (14) s — параметр, выбираемый таким образом, чтобы правая часть в (14) имела минимальное значение. Усредняя (14) сначала по \tilde{n}_{eff} , а затем по μ_i и ψ_i найдем

$$P_{в0} \approx \frac{1}{2} \int_0^\infty \int_0^{2\pi} \mu_1 \mu_2 \exp\{-(1 + 2\gamma N \rho_s) \times \\ \times (\mu_1^2 + \mu_2^2) / 2 + 2\mu_1 \mu_2 \gamma N \rho_s \nu D(\Delta\beta) \times \\ \times \cos(\Delta\psi)\} d\mu_1 d\mu_2 d\Delta\psi / 2\pi = \\ = \frac{1}{2} \int_0^\infty \int_0^\infty \mu_1 \mu_2 \exp\{-(1 + 2\gamma N \rho_s) (\mu_1^2 + \mu_2^2) / 2\} \times \\ \times I_0[2\mu_1 \mu_2 \gamma N \rho_s \nu D(\Delta\beta)] d\mu_1 d\mu_2. \quad (15)$$

В (15) $\rho_s = A^2 / \sigma^2$ — отношение сигнал/шум на выходе каждого из элементов ФАР, $\gamma = [1 + R^2] / [1 + R + R^2]$, а $I_0(x)$ — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка. Вычисляя в (15) двойной интеграл, получим

$$P_{в0} \approx \frac{1}{2} [(1 + 2\gamma N \rho_s)^2 - 4N^2 \rho_s^2 \gamma^2 \nu^2 D^2(\Delta\beta)]^{-1}. \quad (16)$$

Из формулы (16) следует, что если запаздывание между луча-

ми и углы их прихода отличаются незначительно, т.е. их нельзя разделить ни по времени, ни по углу прихода, $R \approx D^2(\Delta\beta) \approx 1$, то

$$P_{в0} \approx \frac{1}{2} [(1 + 4\gamma N \rho_s)^{-1}]. \quad (17)$$

Из (17) видно, что помехоустойчивость приема сигналов осуществляется в условиях релеевских замираний и эффект разнесенного приема отсутствует. Адаптивная антенна в данном случае повышает помехоустойчивость приема только за счет того, что пропорционально числу ее элементов N увеличивается принимаемая энергия полезного сигнала.

Если же ШПС позволяет полностью разделить принимаемые лучи по времени прихода, т.е. если $R \approx \nu \approx 0$, то в рассматриваемой системе обеспечивается помехоустойчивость приема соответствующая 2-кратному разнесенному приему независимо от числа элементов ФАР. При этом

$$P_{в0} \approx \frac{1}{2} [(1 + 2\gamma N \rho_s)^{-2}]. \quad (18)$$

Формула (18) справедлива и в том случае, когда лучи не могут быть разделены с помощью ШПС по запаздыванию ($R \approx \nu \approx 1$), однако их углы прихода отличаются достаточно сильно и выбором параметров ФАР (N и d) обеспечивается $D^2(\Delta\beta) \approx 0$.

Таким образом, в 2-лучевом канале может быть достигнута кратность разнесенного приема равная двум, но не более. Это является частным случаем важного положения, справедливого в общем случае в [7] и [8]: если сигналы передаются по каналу связи, число лучей которого равно k и каждый луч замирает по закону Релея, то никакими техническими средствами (применяя разнесение высокой кратности по частоте, пространству, поляризации и т.п.) нельзя достичь помехоустойчивости приема выше, чем это характерно для разнесенного приема кратности k .

Рассмотрим теперь воздействие на данную систему приема помехи, создающей на элементах ФАР следующее напряжение:

$$W_{ji}(t) = \mu_j A_j U_j S_j(t) \sin(\omega_0 t + \phi_j + i\beta_j). \quad (19)$$

В этой формуле обозначено: U_j — информационный параметр принимаемой помехи ($U_j = \pm 1$); $S_j(t)$ — ШПС, используемый одним из абонентов системы и слабо коррелированный с полезным сигналом $S(t)$ при любых временных сдвигах; $\mu_j A_j$, ϕ_j — амплитуда и фаза помехи; $\beta_j = \pi d \cos(\theta_j) / \lambda$ — разность фаз сигналов, создаваемых помехой на соседних элементах ФАР; θ_j — угол прихода помехи относительно линии расположения элементов ФАР. Обработка помехи в рассматриваемой системе приема происходит таким же образом, как и полезного сигнала. Отличия состоят в следующем:

- сигналы $S_j(t)$ и $S(t - \tau_k)$ имеют разный закон псевдослучайной модуляции, и их произведение можно представить в виде $S_j(t)S(t - \tau_k) = R_j + \tilde{Q}_j(t)$, где R_j — коэффициент корреляции этих сигналов (будем считать, что от τ_k он не зависит), а $\tilde{Q}_j(t)$ — широкополосный сигнал со средним значением за время T , равным нулю;
- информационные символы U_S и U_j модулирующие полезный сигнал и помеху, являются независимыми. Поэтому перемножение помехи на опорный сигнал в первом перемножителе в БлФаз не приводит к "снятию" с нее модуляции, и в результате эта операция над помехой не дает гармонической составляющей, которая могла бы быть выделена УФ. Таким образом, помеха практически не оказывает влияния на амплитуду и фазу гармонического сигнала, выделяемого УФ и содержащего информацию об амплитуде и фазе полезного сигнала на выходе одного из элементов ФАР. Поэтому помеха складыва-

ется в сумматоре на рис. 1 с теми же самыми весами, что и полезный сигнал. Выполняя вычисления, аналогичные тем, которые привели к формуле (12), найдем, что на входе РУ помеха создает напряжение

$$V_1 = \mu_1 A_S N U R_i (1 + R) [\mu_1 D(\Delta\beta_{11}) \times \cos(\psi_1 - \psi) + \mu_2 D(\Delta\beta_{22}) \cos(\psi_2 - \psi)] \quad (20)$$

Здесь $\psi_i = \phi_i + (N + 1)\beta_i/2$, $\Delta\beta_{ii} = (\beta_i - \beta)$. Полагая, что параметры канала распространения полезного сигнала не меняются (μ_i и $\psi_i = \text{const}$), а замирания помехи происходят по закону Релея (т.е. $\mu_i \cos \psi_i$ и $\mu_i \sin \psi_i$ являются случайными гауссовскими величинами с нулевым средним значением и с дисперсией, равной 1), найдем среднюю мощность помехи $P_1 = E[V_1^2]$, действующей на входе РУ

$$P_1 = [A_S R N (1 + R)]^2 \{ [\mu_1 D(\Delta\beta_{11})]^2 + [\mu_2 D(\Delta\beta_{21})]^2 + 2 \mu_1 \mu_2 D(\Delta\beta_{11}) \times D(\Delta\beta_{22}) \cos(\psi_2 - \psi_1) \}. \quad (21)$$

Как видно из (12), при достаточно полном разделении лучей в рассматриваемой системе ($R \approx 0$) уровень полезного сигнала пропорционален $(\mu_{21} + \mu_{22}^2)$. Из (21) следует, что подавление помехи за счет пространственной селекции адаптивной антенны зависит от разности фаз полезных сигналов разных лучей. При этом наименьшим подавление оказывается в том случае, когда $\psi_1 = \psi_2$. При этом выражение, стоящее в фигурных скобках в (21), принимает вид

$$D_i(\theta_i) = [\mu_1 |D(\Delta\beta_{11})| + \mu_2 |D(\Delta\beta_{21})|]^2 / (\mu_{21} + \Delta\beta_{22}^2). \quad (22)$$

Зависимость $D_i(\theta_i) = 10 \lg D_i(\beta_i)$ от угла прихода помехи позволяет оценить, на сколько децибел она подавляется, когда этот угол отличается от углов прихода в место приема полезного сигнала. По существу она аналогична ДН обычной приемной антенны, однако поскольку ФАР автоматиче-

ски настраивается на прием приходящего по нескольким путям полезного сигнала, то $D_i(\theta_i)$ зависит как от интенсивности и фаз отдельных лучей, так и от их углов прихода, числа элементов адаптивной антенны и расстояний между ними. На рис. 3 приведены графики зависимости $D_i(\theta_i) = 10 \lg D_i(\beta_i)$, построенные при следующих значениях N , μ_1 , μ_2 , θ_1 и θ_2 : 1 - $N=8$, $\mu_1=0$, $\mu_2=1$, $\theta_1=22^\circ$ и $\theta_2=57^\circ$; 2 - $N=20$, $\mu_1=0$, $\mu_2=1$, $\theta_1=22^\circ$ и $\theta_2=57^\circ$; 3 - $N=40$, $\mu_1=0$, $\mu_2=1$, $\theta_1=22^\circ$ и $\theta_2=57^\circ$; 4 - $N=40$, $\mu_1=1$, $\mu_2=1$, $\theta_1=22^\circ$ и $\theta_2=57^\circ$; 5 - $N=40$, $\mu_1=1$, $\mu_2=0,5$, $\theta_1=22^\circ$ и $\theta_2=57^\circ$; 6 - $N=40$, $\mu_1=1$, $\mu_2=1$, $\theta_1=22^\circ$ и $\theta_2=57^\circ$.

Приведенные графики показывают, что:

- если углы прихода θ_1 и θ_2 отдельных лучей полезного сигнала отличаются значительно, то ДН адаптивной антенны имеет два основных лепестка, направленных на каждый из приходящих лучей, уровень этих лепестков пропорционален интенсивности принимаемых лучей;

- если эти углы отличаются незначительно, то ФАР не позволяет их разделить, а ее ДН формируется так, что она имеет только один лепесток, ширина которого больше, чем в случае приема только одного луча;

- за пределами основных лепестков уровень ДН существенно уменьшается и определяется числом элементов ФАР;

- помеха подавляется ФАР в том случае, когда ее направление прихода θ_i существенно отличается от направлений прихода θ_1 и θ_2 полезного сигнала.

Определим $P_{\text{ош}}$ для случая, когда на прием полезного сигнала, передаваемого в 2-лучевом канале связи, оказывает воздействие только одна помеха. Кроме того, будем считать, что ШПС позволяет полностью разделить лучи по времени прихода (т.е. $R \approx 0$). В данном случае оши-

бочный прием полезного сигнала (например, при условии, что $U_S = 1$) произойдет в том случае, когда на входе РУ будет выполняться условие

$$A_S^2 N (\mu_1^2 + \mu_2^2) + \mu_1 A_S A_i N U R_i \times [\mu_1 D(\Delta\beta_{11}) \cos(\psi_1 - \psi) + \mu_2 D(\Delta\beta_{22}) \cos(\psi_2 - \psi)] + n_{\text{eff}} < 0. \quad (23)$$

Здесь n_{eff} — случайная гауссовская величина с нулевым средним значением и с дисперсией, равной $\sigma_{\text{eff}}^2 = A_S^2 N \sigma^2 (\mu_1^2 + \mu_2^2)$. Обозначим $x_{2i-1} = \mu_i \cos \psi_i$, $x_{2i} = \mu_i \sin \psi_i$ (при $i=1 \dots 4$ величины $x_{2i-1} = \mu_i \cos \psi_i$, $x_{2i} = \mu_i \sin \psi_i$ относятся к коэффициентам передачи 2-лучевого канала связи, а при $i=5$ и 6 — к коэффициенту передачи канала распространения помехи) и введем вектор-столбец $X = |x_1, x_2, \dots, x_5, x_6|^T$ (здесь T — знак транспонирования). Величины x_i являются гауссовскими с нулевым средним значением и с дисперсией, равной 1. С учетом введенных обозначений условие (23) может быть записано следующим образом:

$$X^T H X + n_{\text{eff}} < 0. \quad (24)$$

В (24) матрица H имеет вид

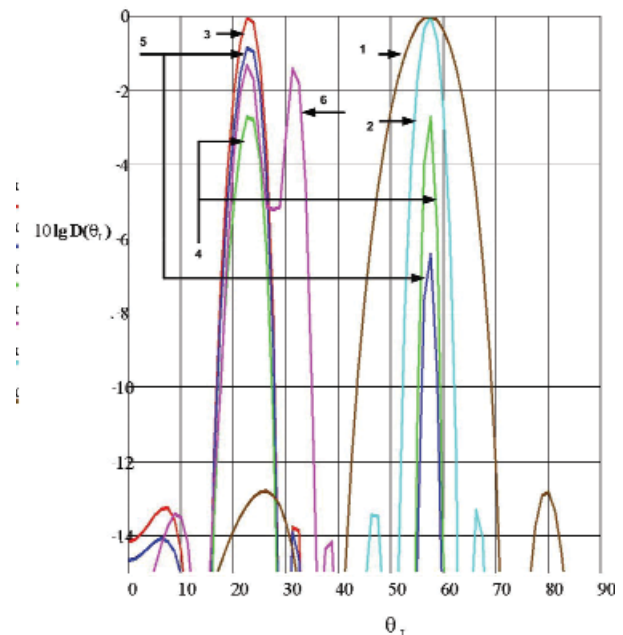


Рис. 3. диаграмма направленности адаптивной антенны по отношению к помехе

$$H = \begin{bmatrix} \sqrt{N\rho_s} & 0 & \sqrt{N\rho_r}R_rD(\Delta\beta_{r1}) \\ 0 & \sqrt{N\rho_s} & \sqrt{N\rho_r}R_rD(\Delta\beta_{r2}) \\ \sqrt{N\rho_r}R_rD(\Delta\beta_{r1}) & \sqrt{N\rho_r}R_rD(\Delta\beta_{r2}) & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = H * X E_2. \quad (25)$$

В (25) матрица H (6x6) представлена в виде кронекеровского произведения [9] матрицы H* (3x3) и единичной матрицы E2 (2x2). Распределение вектора X может быть записано так

$$p(X) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi})^6} \exp(-\frac{1}{2} X^T E_6 X),$$

$$p(n_{eff}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{eff}} \exp(-\frac{n_{eff}^2}{2\sigma_{eff}^2}).$$

Используя (14) методом Чернова найдем оценку P_ош

$$P_{\text{ош}} \approx E\{\exp[-s(X^T H X + n_{eff})] / 2 = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \exp[-\frac{s}{2} X^T H X + s n_{eff}] p(X) \times p(n_{eff}) dX dn_{eff}. \quad (26)$$

Выполняя в (26) вычисления, определим

$$P_{\text{ош}} \approx \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \exp[-\frac{1}{2} X^T (E_6 + H_1) X] dX. \quad (27)$$

Здесь E6 — единичная матрица (6x6), а H1 — матрица (6x6), представляющая собой кронекеровское произведение матрицы H* (3x3) и матрицы E2. Матрица H* имеет вид

$$H_1 = \begin{bmatrix} (s\sqrt{N\rho_s} - s^2/2) & 0 & s\sqrt{N\rho_r}R_rD(\Delta\beta_{r1}) \\ 0 & (s\sqrt{N\rho_s} - s^2/2) & s\sqrt{N\rho_r}R_rD(\Delta\beta_{r2}) \\ s\sqrt{N\rho_r}R_rD(\Delta\beta_{r1}) & s\sqrt{N\rho_r}R_rD(\Delta\beta_{r2}) & 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

Вычисления интеграла в (27) приводят к следующему результату:

$$P_{\text{ош}} \approx 1/2[\det(E_3 + H_1)]^{-2} = \frac{1}{2} \{ [1 + s\sqrt{N\rho_s} - s^2/2] \times [1 + s\sqrt{N\rho_s} - (s^2/2)\chi] \}^{-1}. \quad (29)$$

Здесь $\chi = 1 + \rho_r R_r^2 D^2(\Delta\beta_{r1}) + \rho_r R_r^2 D^2(\Delta\beta_{r2})$. Оптимальное значение s, при котором оценка P_ош имеет минимальное значение, равно $s_0 = \sqrt{N\rho_s} f(\chi)$, где

$$f(\chi) = \frac{3(1+\chi)}{4\chi} \times [1 - \sqrt{1 - \frac{32\chi}{9(1+\chi)^2}}] \approx \frac{4}{3(1+\chi)}. \quad (30)$$

Приближенное равенство справедливо при $\chi \gg 1$. При этом

$$P_{\text{ош}} \approx \frac{1}{2} \{ [1 + N\rho_s f(\chi)(1 - f(\chi)/2)] \times [1 + N\rho_s f(\chi)(1 - \chi f(\chi)/2)] \}^{-1}. \quad (31)$$

На рис. 4 показаны зависимости P_ош(θ1) (здесь θ1 — угол прихода помехи в градусах для случая, когда Nρs = 100 и Nρr = 1000. Значение вероятности P_ош(θ1) зависит от N — числа элементов ФАР и коэффициента Rr корреляции полезного и мешающего сигналов. Эти зависимости построены для двух случаев. В первом (кривые 1, 2 и 3) Rr = 0,045 (база ШПС равна 500), а углы прихода двух лучей полезных сигналов θ1 и θ2 составляют 60 и 70°, а во втором (кривые 4, 5 и 6) — Rr = 0,18 (база ШПС рав-

на 30), а углы прихода этих лучей θ1 и θ2 составляют 120 и 130°. Для каждого из этих случаев число элементов в ФАР составляло N = 5 (кривые 1 и 4), 10 (кривые 2 и 5) и 40 (кривые 3 и 6). Из рис. 4 видно, что в обоих случаях помехоустойчивость приема ухудшается при приближении угла прихода помехи к углам прихода полезного сигнала. Если число элементов в ФАР увеличивается, то возрастает пространственная избирательность адаптивной антенны и уменьшается диапазон пространственных углов, в которых помеха оказывает заметное мешающее действие на прием полезных сигналов. Это особенно проявляется при большом числе элементов ФАР (N = 40), когда помеха подавляется даже тогда, когда ее угол прихода лежит между углами прихода в место приема полезных сигналов, отличаясь от них всего на 5°. Увеличение базы ШПС (уменьшение коэффициента корреляции Rr = 1/√B) также, как это следует из рис. 4, существенно снижает влияние помехи на прием полезных сигналов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Данное исследование позволяет сделать вывод, что прием полезных сигналов с помощью адаптивных антенн не отличается по существу от оптимального пространственно разнесенного приема. В том случае, когда в системе используются ШПС, принимаемый каждым элементом ФАР сигнал должен обрабатываться так же, как это делается в системе "Рейк". При этом кратность разнесенного приема зависит только от количества лучей, приходящих в место приема,

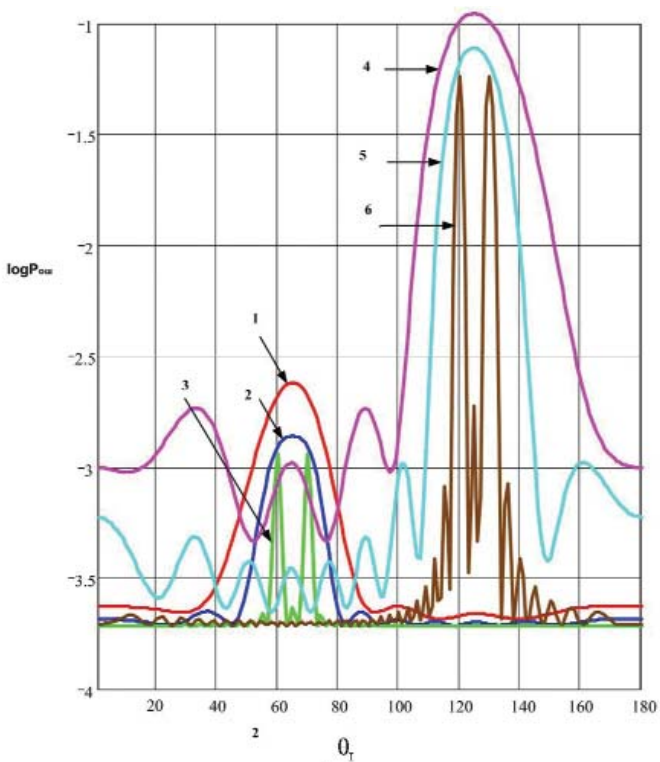


Рис. 4. Зависимость помехоустойчивости приема сигналов в 2-лучевом канале от угла прихода помехи

а не от числа приемных антенн.

Для простоты изложения рассмотрен достаточно простой случай приема сигналов в двухлучевом канале, когда на прием воздействует только одна помеха. Простым и наглядным способом получена аналитическая оценка помехоустойчивости приема в системе с ФАР.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Peter van Rooyen, Michiel L?tter, Danie van Wyk** Space-time processing for CDMA mobile communication, Kluwer Academic Publishers, 2000.

2. **Glisik S.** Advanced Wireless Communications, John Wiley&Sons, Ltd.

3. **Громаков Ю.А., Василенко О.О.** Цифровые антенные решетки для систем сотовой подвижной связи/ Под ред. Д.И. Воскресенского. Активные фазированные антенные решетки. — Радиотехника, 2004.

4. **Быховский М.А.** Принципы построения устройств разнесенного приема ЧМ-сигналов// Электросвязь. — 1976. — № 4.

5. **Финк Л.М.** Теория передачи дискретных сообщений. — Советское радио, 1970.

6. **Г. Ван Трис.** Теория обнаружения, оценок и модуляции/Пер. с английского под ред. В.И. Тихонова. — Советское радио, 1972.

7. **Быховский М.А.** Помехоустойчивость метода когерентного сложения сигналов в многолучевом канале при неполном разделении лучей//Проблемы передачи информации. — 1969. — № 1.

8. **Быховский М.А.** Вычисление вероятности ошибки в системах разнесенного приема на основе модели КВ-канала, учитывающей особенности распространения радиоволн, Труды НИИР. — 1972. — № 1.

9. **Мишина А.П., Проскуряков И.В.** Высшая алгебра, — Государственное издательство физико-математической литературы, 1962.

ЦЕНТР ВПЕЧАТЛЕНИЙ ДЛЯ ВОСПИТАНИЯ АБОНЕНТОВ



В московском офисе Huawei Technologies состоялось открытие центра впечатлений "inTouch Experience Center", предназначенного для демонстрации новых высокотехнологичных услуг и приложений в сетях сотовой связи третьего и последующих поколений. Современная экономика основана на чувствах и впечатлениях. Абонента нужно вначале научить пользоваться новыми услугами, о которых он зачастую не имеет представления. Поэтому Huawei, будучи производителем решений, пошел по иному пути, нежели банальная демонстрация инфраструктурного оборудования.

В центре смоделированы сценарии из жизни с набором современных услуг мобильной и фиксированной связи. Помещение центра разделено на четыре сегмента: офис, метро, дом и зона отдыха. В каждом из них представлены услуги, наиболее ярко характеризующие потребности абонентов на работе, в пути и дома: мобильное телевидение, организация видеоконференций, удаленное наблюдение за жилищем и детьми, беспроводная реклама, IP-телевидение и др. Интересной является возможность просмотра на домашнем телевизоре программ кинотеатров и демонстрационных роликов фильмов, а также заказ билетов в виде двумерного закодированного MMS-сообщения, заменяющего традиционный билет для посещения кинотеатра.

Такой подход, по мнению руководителя направления "Мобильное телевидение" представительства Huawei в СНГ Александр Омельченко, способствует развитию экосистем предоставления услуг с добавленной стоимостью, что в свою очередь формирует новый класс потребителей. В дальнейшем компания собирается создать на базе центра лабораторию по разработке и тестированию новых услуг.

На территории центра развернута тестовая зона UMTS/HSDPA. С помощью удаленного сетевого доступа московский центр впечатлений подключен к центральной исследовательской лаборатории, расположенной в штаб-квартире компании в городе Шэньчжэнь, что позволяет в режиме реального времени демонстрировать и тестировать услуги. В дальнейшем планируется добавить и тестовую зону WiMAX.

Первый центр впечатлений Huawei открыл в Китае в октябре 2005 г., взяв за основу концепцию "Новые впечатления для яркой жизни" ("Experience for a Better Life"). За прошедшее время уже более 20 операторов воспользовались услугами центра для тестирования новых услуг и приложений, более 10 компаний — разработчиков дополнительных приложений — присоединились к программе партнерства лаборатории.