

УДК 621.396.6

К. В. Шишаков, кандидат физико-математических наук*М. А. Бояршинов*, кандидат технических наук*П. В. Караваев*, аспирант*А. С. Батулин*, аспирант

ИжГТУ имени М. Т. Калашникова

А. В. Савельев, доктор технических наук, профессор

ОАО «Сарапульский радиозавод»

МЕТОДИКА РАСЧЕТА РАДИОЛИНИЙ МЕЖДУ ДВУМЯ АНТЕННАМИ

Работа посвящена методическим вопросам расчета радиолоний с широкополосными антеннами для коротковолнового (КВ) и ультракотковолнового (УКВ) диапазонов.

Сильное укорочение антенн, связанное с увеличением ширины полосы, сопровождается резким ухудшением их согласования с антенно-фидерным трактом. Использование специальных согласующих устройств позволяет улучшить согласование антенн с трактом, однако на практике приводит к существенному ухудшению КПД антенн.

Рассмотрение связанных с этим теоретических вопросов и формирование необходимых расчетных методик является целью и практическим результатом настоящей статьи.

Ключевые слова: антенна, радиолония, коэффициент усиления, диаграмма направленности, поляризация.

На эффективность современных систем связи влияют различные факторы: выбранные сигнально-кодовые конструкции [1], алгоритмы обработки и многое другое. Однако влияние приемопередающих антенн остается основным из факторов, определяющих эффективность радиолоний.

В системах подвижной радиосвязи широко применяются радиолонии коротковолнового (КВ) и ультракотковолнового (УКВ) диапазонов [2, 3]. При этом частоты КВ-диапазона лежат в пределах 3–30 МГц, а УКВ-диапазона часто ограничивают пределами 30–500 МГц.

Наибольший интерес на практике представляют радиолонии с широкополосными антеннами, работающими во всех КВ- или УКВ-диапазонах. Поэтому в системах подвижной КВ-радиосвязи широко применяются укороченные штыревые антенны высотой не более 2 метров. В УКВ-диапазоне также применяются укороченные антенны (во всяком случае, для низких частот диапазона). Сильное укорочение антенн, в свою очередь, сопровождается резким ухудшением их согласования с антенно-фидерным трактом [4]. Использование специальных согласующих устройств позволяет улучшить согласование антенн с трактом, однако на практике приводит к существенному ухудшению КПД антенн (особенно для КВ-диапазона).

Рассмотрение перечисленных вопросов с формированием необходимых расчетных методик является целью настоящей статьи.

В задачах расчета радиопередачи используется приближение дальней зоны, определяемое условием $2D_a^2 / \lambda \leq r$, где D_a – диаметр (размер) апертуры антенны; λ – длина волны; r – расстояние. Например, для полуволнового вибратора с $D_a = \lambda / 2$ получаем $r \geq \lambda / 2$. В этой зоне напряженности электрического E и магнитного H полей синфазны: $E = Z_c \cdot H$, $Z_c = 120\pi$ [Ом] и уменьшаются с расстоянием пропорционально $1/r$.

Если приемная антенна расположена вблизи других работающих передающих антенн, необходимо дополнительно учитывать условия их электромагнитной совместимости. В таких случаях не менее важную роль играет и ближняя зона антенн, оцениваемая условием: $r \leq \lambda / 2\pi$. В ней напряженности E и H уменьшаются пропорционально $1/r^2$. При этом вокруг неоптимальных антенн с высокой реактивной составляющей входного сопротивления может «плескаться» значительная реактивная энергия, не излучаемая в дальнюю зону. Анализ ближней зоны антенн крайне сложен и проводится только в специализированных программных пакетах. Между ближней и дальней зонами располагается переходная средняя зона антенны. В дальнейшем будем рассматривать только приближение дальней зоны, выводя изучаемые антенны за пределы их ближних зон.

В дальней зоне электрическая компонента электромагнитного поля излучения антенны имеет следующие составляющие:

$$\vec{E}(\vec{r}) = E(\vec{r})\vec{p}(\vec{r})e^{j\varphi(\vec{r})}, \quad \vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}(\vec{r})e^{j\omega t}, \quad (1)$$

где $\vec{p}(\vec{r})$ – единичный вектор поляризации,

$|\vec{p}(\vec{r})| = 1$; $E(\vec{r})$ – амплитуда; $\varphi(\vec{r})$ – фаза; $f = \frac{\omega}{2\pi}$ – частота (Гц); причем $\lambda = c/f$, c – скорость света.

Распределение амплитуды поля вдоль главного луча и по ортогональной ему сфере описывается нормированной амплитудной диаграммой направленности (ДН) $f(\psi, \theta)$ ($f_{\max} = 1$):

$$E(\vec{r}) = E(r)f(\psi, \theta),$$

$$E(r) = E_0(r_0/r)\sin(\omega t - \beta r + \varphi_0), \quad (2)$$

где ψ, θ – углы относительно главного луча; $E_0 = E(r_0)$ – значение поля у антенны (при $r = r_0$); $\beta = 2\pi/\lambda$; φ_0 – начальная фаза.

Основным коэффициентом антенны является коэффициент усиления (КУ) G . Он характеризует отношение мощности излучения антенны в направлении ее главного луча к подводимой мощности и зависит от коэффициентов направленного действия (КНД = D) и полезного действия (КПД = η):

$$G = P_{\text{изл}}^{\text{max}} / P_{\text{вх}}; G = \eta \cdot D, D = P_{\text{изл}}^{\text{max}} / P_{\text{изл}}^{\text{ср}},$$

$$\eta = P_{\text{изл}}^{\text{ср}} / P_{\text{вх}}, \quad (3)$$

где $P_{\text{вх}} = P_{\text{изл}} + P_{\text{пот}}$; $P_{\text{изл}} = S_{\text{эф}} \cdot \Pi$; $S_{\text{эф}}$ – эффективная площадь антенны; Π – плотность потока переносимой энергии $\Pi = [\vec{E} \cdot \vec{E}^*] / 2Z_C = 0,00133E^2$ [Вт/м²] (модуль вектора Пойнтинга); $P_{\text{пот}}$ – мощность потерь в антенно-фидерном тракте (АФТ), а также вследствие влияния на электромагнитное поле излучения проводящей Земли и других факторов.

При этом КНД характеризует способность антенны «сжимать» излучаемую энергию в направлении главного луча и зависит только от топологии антенны:

$$D = \Pi_{\text{max}} / \Pi_{\text{ср}} = E_{\text{max}}^2 / E_{\text{ср}}^2;$$

$$D = 4\pi / \int_0^{2\pi} \int_0^\pi f^2(\psi, \theta) \sin \theta \cdot d\psi \cdot d\theta. \quad (4)$$

В свою очередь, КПД характеризует долю неэффективных потерь в АФТ. Представляя $P_{\text{вх}} = I_A^2 R_A / 2$, $P_{\text{изл}} = I_A^2 R_{\text{изл}} / 2$, $P_{\text{пот}} = I_A^2 R_{\text{пот}} / 2$, имеем

$$\eta = R_{\text{изл}} / R_A, R_A = R_{\text{изл}} + R_{\text{пот}}, \quad (5)$$

где $Z_A = U_A / I_A = R_A + jX_A$ – входное сопротивление антенны (отношение напряжения U_A на входных клеммах антенны к току I_A); при этом сопротивление излучения $R_{\text{изл}}$ относят к пучности тока I_A в антенне, независимо от места включения питания.

Существенное снижение КПД обычно характерно для укороченных антенн с высокой реактивной составляющей X_A и пониженной активной составляющей R_A входного сопротивления. Недостаточно высокая добротность реактивных элементов в согласующем устройстве приводит к увеличению активных потерь в них, которые могут стать сравнимы и даже превысить пониженное сопротивление излучения таких антенн. В штыревых наземных антеннах дополнительные потери возникают и при прохождении силовых линий через землю.

В случае идеального выполнения условий согласования ($Z_A = R_A$, $X_A = 0$) к антенне подводится только активная мощность: $P_{\text{вх}} = P_{\text{пад}}$, где $P_{\text{пад}}$ – мощность, подводимая к антенне от генератора. Если же имеет место остаточная несогласованность антенны с АФТ, входная мощность уменьшится: $P_{\text{вх}} = P_{\text{пад}} [1 - |\Gamma|^2]$, где Γ – коэффициент отражения на входе. В этом случае часто вводят эквивалентный коэффициент усиления: $G_{\text{эkv}} = G(1 - |\Gamma|^2)$.

В модели идеальной радиопередачи среднее значение напряженности электрического поля вычисляется по формуле для ненаправленной антенны:

$$\Pi_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{изл}}}{S} = \frac{E_{\text{ср}}^2}{2Z_C} \quad (S = 4\pi r^2, Z_C = 120\pi) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow E_{\text{ср}} = \frac{\sqrt{60P_{\text{изл}}}}{r}. \quad (6)$$

Для направленной антенны дополнительно учитываются КНД, КПД и ДН:

$$E(r, \psi, \theta) = \frac{1}{r} \sqrt{60P_{\text{изл}} D} \cdot f(\psi, \theta); \quad (7)$$

$$\vec{E}(r, \psi, \theta) = \frac{1}{r} e^{-jkr} \sqrt{60P_{\text{вх}} G} \cdot f(\psi, \theta) \vec{p}(\psi, \theta) e^{j\varphi_A}. \quad (8)$$

Связь поля $E(r)$ с напряжением U в линии передачи излучающей антенны (с номером 1) определяется антенным фактором передающей антенны TAF (Transmit Antenna Factor). При выполнении условий согласования с АФТ имеем:

$$E = \sqrt{60P_1 G_1} / r, P_1 = U_1^2 / 2R_1;$$

$$TAF = E(r) / U_1 = \sqrt{30G_1 / R_1} / r. \quad (9)$$

При $R_1 = 50$ Ом: $TAF = \sqrt{0,6G_1} / r$; $TAF_{(\text{дБ})} = G_{1(\text{дБ})} - 2,22 - 20 \lg r_{(\text{м})}$.

Для приемной антенны (с номером 2) антенный фактор:

$$AF = E(r) / U_2 \left[\text{м}^{-1} \right], U_2^2 = 2R_2 P_2, P_2 = S_{\text{эф}} \Pi_{\text{изл}},$$

$$S_{\text{эф}} = G_2 \lambda^2 / 4\pi, \Pi_{\text{изл}} = E^2 / 2Z_C. \quad (10)$$

Здесь напряжение U_2 [В] в линии передачи приемной антенны связано с принимаемой мощностью P_2 через активное сопротивление нагрузки R_2 , присоединенной к антенне. С учетом $Z_C = 120\pi$ имеем: (для $R_2 = 50$ [Ом]):

$$AF = \frac{\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{480}{G_2 R_2}} = \frac{9,73}{\lambda \sqrt{G_2}};$$

$$AF_{(\text{дБ})} = 19,8 - 20 \lg(\lambda) - 10 \lg G_2. \quad (11)$$

Связь поля $E(r)$ с протекающим в проволочных антеннах током I_A (в пучности) также находится через излучаемую мощность:

$$E(\vec{r}) = \frac{Z_C}{2\lambda} I_A^{\text{э}} h_D f(\vec{r}) \frac{e^{-j\beta r}}{r}; P_{\text{изл}}^{\Sigma} = \frac{1}{2} |I_A|^2 R_{\text{изл}},$$

$$R_{\text{изл}} = \pi \frac{Z_C}{D} \left(\frac{h_D}{\lambda} \right)^2, \quad (12)$$

где действующая длина антенны h_D эквивалентно заменяет реальное распределение тока вдоль антенны равномерным распределением на длине h_D из условия равенства площадей: $h_D = \int I(x) dx / I_A$.

В случае симметричных вибраторов:

$$h_D = (\lambda/\pi) [1 - \cos(\beta l)] / \sin(\beta l),$$

$$\text{КНД} = Z_C [1 - \cos(\beta l)]^2 / \pi R_{\text{ИЗЛ}}, \quad (13)$$

где $\beta = 2\pi/\lambda$, l – длина плеча вибратора.

По отношению к приемнику антенна является генератором с сопротивлением $Z_A = R_A + iX_A$ и ЭДС $\varepsilon_{\text{эkv}}$. При этом комплексная амплитуда тока в цепи:

$$I_A = \frac{\varepsilon_{\text{эkv}}}{(Z_A + Z_H)};$$

$$\varepsilon_{\text{эkv}} = j\lambda \sqrt{\frac{GR_A}{\pi \cdot Z_C}} (\vec{E}_{\text{ПРМ}} \cdot \vec{f}) = E_{\text{ПРМ}} h_D f \xi, \quad (14)$$

где $Z_H = R_H + jX_H$ – сопротивление приемника; $(\vec{E} \cdot \vec{f}) = Ef\xi$; $\xi = (\vec{P}_1 \cdot \vec{P}_2)$ – скалярное произведение единичных векторов поляризации.

В идеальном случае можно считать, что приемник непосредственно подключен к антенне (т. е. фидер не учитывать). Тогда принимаемая мощность:

$$P_{\text{ПРМ}} = \frac{I_A^2 R_H}{2} = \frac{\varepsilon_{\text{эkv}}^2 \cdot R_H / 2}{(R_H + R_A)^2 + (X_H + X_A)^2}. \quad (15)$$

Максимальная мощность, поступающая на вход приемника, имеет место при идеальном согласовании антенны с приемником ($R_H = R_A$, $X_H = -X_A$) и при отсутствии сопротивления потерь: $P_{\text{ПРМ}}^{\text{max}} = \varepsilon^2 / 8R_A$. При работе в несогласованном режиме имеем: $P_{\text{пр}} = P_{\text{пр}}^{\text{max}} (1 - |\Gamma|^2)$, $\Gamma = (Z_H - Z_A) / (Z_H + Z_A)$. При учете КПД АФУ (η) и рассогласованности окончательно запишем:

$$P_{\text{вх}} = \eta P_{\text{ПРМ}}, \quad P_{\text{ПРМ}} = (1 - |\Gamma|^2) \varepsilon_{\text{эkv}}^2 / 8R_A. \quad (16)$$

Заметим, что в более общем случае также следует учесть коэффициент рассогласованности приемника с фидерной линией.

В итоге принимаемая мощность сигнала представляется в виде

$$P_C = \frac{1}{2} R_H I_A^2 = \frac{|\vec{E}|^2 S_{\text{эф}2} f_2^2 \eta_2 |\xi|^2 (1 - |\Gamma_2|^2)}{2Z_C};$$

$$|\vec{E}|^2 = \frac{2Z_C P_{\text{ПРД}} (1 - |\Gamma_1|^2) \eta_1 D_1 f_1^2}{4\pi r^2} \quad (17)$$

или

$$\frac{P_C}{P_{\text{ПРД}}} = \frac{\eta_1 \eta_2 f_1^2 f_2^2 |\xi|^2 (1 - |\Gamma_1|^2) (1 - |\Gamma_2|^2)}{r^2} A;$$

$$A = \frac{D_1 D_2 \lambda^2}{16\pi^2}. \quad (18)$$

Наибольший принимаемый сигнал получается: 1) при совмещении диаграмм направленности с направлением прихода волны ($f = 1$); 2) при минимизации оптических потерь в антенне и согласующем устройстве ($\eta = 1$); 3) при согласовании антенны с нагрузкой ($\Gamma = 0$); 4) при точном совпадении поляризации приемной антенны с поляризацией падающей волны ($|\xi|^2 = 1$).

При расчетах обычно полагают: $\eta = 1$, $\Gamma = 0$. В этом случае поступающая в приемник мощность (индексы ПРД = ИЗЛ): $P_{\text{ПРМ}} = S_{\text{эф}} \Pi_{\text{ИЗЛ}}(r) f_{\text{ПРМ}}^2(\psi, \theta)$; $\Pi_{\text{ИЗЛ}}(r) = P_{\text{ПРД}} f_{\text{ПРД}}^2(\psi, \theta) / 4\pi r^2$; $P_{\text{ПРД}} = P_{\text{вх}} G_{\text{ПРД}}$; $S_{\text{эф}} = \lambda^2 G_{\text{ПРМ}} / 4\pi$.

При направленности антенн друг на друга ($f_{\text{ПРМ}} = f_{\text{ПРД}} = 1$) имеем, дБ:

$$P_{\text{ПРМ}} = P_{\text{ПРД}} + G_{\text{ПРД}} + G_{\text{ПРМ}} - L_{\Sigma},$$

$$L_{\Sigma} = 20 \cdot \log(r) + 20 \cdot \log(f) + 32,45 + b_{\Sigma}, \quad (19)$$

где используются следующие единицы измерения: $P_{\text{ПРМ}}$ (дБВт), $P_{\text{ПРД}}$ (дБВт); r (км); $G_{\text{ПРД}}$ (дБ); $G_{\text{ПРМ}}$ (дБ); f (МГц); $L_{\Sigma} = b_{\Sigma} (4\pi r / \lambda)^2$, $\lambda[\text{км}] = 0,3 / f$ [МГц], $20\log(4\pi / 0,3) = 32,45$; b_{Σ} (дБ) – дополнительные потери на трассе (при $b_{\Sigma} = 1$ величина L_{Σ} характеризует затухание сигнала в свободном пространстве).

Различие поляризационных характеристик приемной и передающей антенн при приеме полезного сигнала учитывают поправкой ξ , приведенной в табл. 1.

Если же рассматривать воздействие радиопомехи на приемную антенну, коэффициент ее ослабления за счет несоответствия поляризаций при совпадении главных лепестков ДН антенн часто задают значениями табл. 2. При несоответствии главных лепестков ДН коэффициент ослабления принимают единицей.

Таблица 1

Поляризация приемной антенны	Поляризация передающей антенны, дБ				
	Вертикальная	Горизонтальная	Правая круговая	Левая круговая	Не учитывается
Вертикальная	0	-20	-3	-3	0
Горизонтальная	-20	0	-3	-3	0
Правая круговая	-3	-3	0	-20	0
Левая круговая	-3	-3	-20	0	0
Не учитывается	0	0	0	0	0

Из приведенных формул оценивается и достигаемая дальность прямой радиосвязи (считаем поляризации антенн совпадающими):

$$r_{\text{max}} = \sqrt{\frac{P_{\text{вх}} G_{\text{ПРД}} S_{\text{эф}}}{4 P_{\text{ПРМ}}^{\text{min}} \pi}} f_{\text{ПРД}}(\psi, \theta) f_{\text{ПРМ}}(\psi, \theta). \quad (20)$$

Например, для направленных друг на друга антенн ($f_{\text{ПРД}} = f_{\text{ПРМ}} = 1$) при $P_{\text{вх}} = 10$ Вт, $G_{\text{ПРД}} = 100$ (20 дБ), $S_{\text{эф}} = 1$ м², $P_{\text{ПРМ}}^{\text{min}} = 10^{-12}$ Вт имеем $r_{\text{max}} = 10000$ км.

Таблица 2

Поляризация полезной радиоволны		Поляризация помеховой радиоволны						
		Горизонтальная		Вертикальная		Наклон 45°	Круговая	
		$G_j < 10$	$G_j \geq 10$	$G_j < 10$	$G_j \geq 10$		Правая	Левая
Горизонтальная	$G_j < 10$	1	1	0,025	0,025	0,5	0,5	0,5
	$G_j \geq 10$	1	1	0,025	0,01	0,5	0,5	0,5
Вертикальная	$G_j < 10$	0,025	0,025	1	1	0,5	0,5	0,5
	$G_j \geq 10$	0,025	0,01	1	1	0,5	0,5	0,5
Наклонная 45°		0,5	0,5	0,5	0,5	1	0,5	0,5
Круговая	Правая	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	1	0,003
	Левая	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	0,003	1

При оценке дальности КВ-радиосвязи с отражением от слоя ионосферы следует дополнительно учесть ненаправленное отраженное излучение с приходящей на антенну плотностью (угол отражения от слоя ионосферы примем для простоты равным углу падения): $P_{\text{прм}} = \sigma \cdot P_{\text{прд}} / 4\pi \cdot r^2$, где σ – эффективная площадь рассеяния (ЭПР) ионосферного слоя.

Если здесь минимальный уровень полезного сигнала не задан, вместо него можно использовать чувствительность приемника: $P_{\text{min}} = k \cdot T_{\text{ш}} \cdot \Delta f$, где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T_{\text{ш}}$, К – эквивалентная шумовая температура; Δf , Гц – ширина полосы пропускания усилителя промежуточной частоты (величины $T_{\text{ш}}$ и Δf приводятся в тактико-технических данных РЭС).

При этом отношение мощности сигнала $P_C = P_C S_{\text{эф}} \eta$ к мощности шума: $P_C / P_{\text{min}} = (P_C / k \Delta f) k_A$ определяется через коэффициент чув-

ствительности приемной антенной системы $k_A = S_{\text{эф}} \eta / T_{\text{ш}}$ [м²/К].

Таким образом, в данной статье приведены основные соотношения для расчета радиолиний между двумя антеннами. Расчет параметров укороченных антенн и пример моделирования в программе MMANA будет приведен в следующей статье.

Библиографические ссылки

1. Бояришинов М. А., Загидуллин Ю. Т., Колотов Д. В., Савельев А. В. Обработка сигналов OFDM в радиостанциях коротковолнового диапазона // Вестник ИжГТУ. – 2013. – № 3. – С. 95–98.
2. Антенны УКВ. – Ч. 1 / под ред. Г. З. Айзенберга. – М.: Связь, 1977. – 384 с.
3. Коротковолновые антенны / под ред. Г. З. Айзенберга. – М.: Радио и связь, 1985. – 536 с.
4. Мейнке Х., Гундлах Ф. Радиотехнический справочник. – Т. 1 / пер. с нем. – М.: Госэнергоиздат, 1960. – 415 с.

K. V. Shishakov, PhD (Physics and Mathematics), Kalashnikov ISTU
M. A. Boyarshinov, PhD in Engineering, Kalashnikov ISTU
P. V. Karavaev, Postgraduate, Kalashnikov ISTU
A. S. Baturin, Postgraduate, Kalashnikov Izhevsk State Technical University
A. V. Savelyev, DSc in Engineering, Professor, General Director of JSC “Sarapul Radioworks”

Methodology of Calculation of Radio Links Between Two Antennas

The article is concerned with methodological issues of analysis of radio links with broadband antennas for shortwave and ultra-shortwave bands.

Extension of the bandwidth related with significant reduction of antennas is followed by the breakdown of their connection with antenna-feeder path. Application of special connecting devices enables the antenna-path connection improvement, although in practice it causes a significant antenna factor reduction.

Consideration of theoretical issues associated with analysis and development of calculation methods is the object and the practical result of the present article.

Keywords: antenna, radio link, gain, directional pattern, polarization.

Получено: 25.08.16