

К ВОПРОСУ О КАЛИБРОВКЕ РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКОЙ АППАРАТУРЫ

H. M. Цейтлин

Рассматривается влияние рассогласований в антеннофидерной системе радиотелескопа на результаты измерения КПД антенны по космическому радиоизлучению (метровые волны) и по ее собственным шумам (сантиметровые волны). Получены выражения для спектральной плотности мощности на несогласованной нагрузке антенны с потерями и для поправок на рассогласование при измерениях КПД на сантиметровых волнах. Показано, что при измерениях интенсивности дискретных источников без применения тепловой калибровки методом сравнения с космическим излучением (метровые волны) или с собственными шумами (сантиметровые волны) влияние рассогласований исключается в первом случае и уменьшается во втором.

При измерении интенсивности радиоизлучения космических источников необходима калибровка антенной системы (определение КПД и КНД) и калибровка радиометра. Последняя обычно производится с использованием эталонов мощности—шумового генератора (на метровых волнах) или нагретого согласованного сопротивления (на сантиметровых волнах) [1]. Как показано в [2], калибровку антенных систем можно проводить по космическому излучению и их собственным тепловым шумам. При этом оказалось, что применение метода определения КПД антенн по их собственным шумам позволяет исключить тепловую калибровку; в работе [3] был обоснован отличный от [1] метод абсолютных измерений (калибровки) мощности принимаемого излучения. При рассмотрении этих вопросов в [2, 3] существенным являлось предположение об идеальном согласовании антенной системы и калибровочного эталона со входом приемника. Ниже проведен учет влияния рассогласования при измерениях и калибровке радиотелескопов.

1. Любая приемная антенна имеет эквивалентную схему, показанную на рис. 1. Эквивалентная схема состоит из источника ЭДС $\overline{e_f^2}$ —спектральная плотность среднего квадрата ЭДС в антenne), сопротивления нагрузки z_h и внутреннего сопротивления $z_a = R_a + jX_a$, причем сопротивление z_a приемной антенны равно входному сопротивлению этой же антенны при использовании ее для передачи (см., например, [1]). Из термодинамического рассмотрения следует [1], что при помещении антенны в излучающую полость с температурой $T_n(\varphi, \psi)$ в антenne возникает ЭДС, спектральная плотность среднего квадрата которой $\overline{e_{1f}^2}$ равна:

$$\overline{e_{1f}^2} = 4R_z k T_z,$$

где k —постоянная Больцмана, R_z —сопротивление излучения антенны,

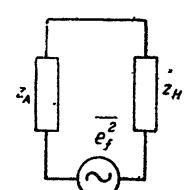


Рис. 1.

$$T_{\Sigma} = \frac{\int_0^{\Omega} T_n(\varphi, \psi) F^2(\varphi, \psi) d\Omega}{\int_0^{\Omega} F^2(\varphi, \psi) d\Omega},$$

$F^2(\varphi, \psi)$ — диаграмма направленности антенны по мощности. Этот же результат следует из электродинамического рассмотрения (см. [6]). Учитывая потери в антенне, т. е. сопротивление потерь R_n , определяющее собственные шумы антенны $\bar{e}_{2f}^2 = 4R_n k T_0$, где T_0 — температура материала антенны, получаем следующее выражение для \bar{e}^2 :

$$\bar{e}_f^2 = \bar{e}_{1f}^2 + \bar{e}_{2f}^2 = 4k (R_{\Sigma} + R_n) \left(T_{\Sigma} \frac{R_{\Sigma}}{R_{\Sigma} + R_n} + T_0 \frac{R_n}{R_{\Sigma} + R_n} \right).$$

Так как $R_{\Sigma} + R_n = R_a$, отношение $R_n/(R_{\Sigma} + R_n) = \gamma_a$ есть коэффициент потерь в антенне и $R_{\Sigma}/(R_{\Sigma} + R_n) = 1 - \gamma_a = \eta$ — КПД антенны (см. [4]), то

$$\bar{e}_f^2 = 4R_a k [T_0 \gamma_a + T_{\Sigma} (1 - \gamma_a)] = 4R_a k T_a, \quad (1)$$

где $T_a = T_0 \gamma_a + T_{\Sigma} (1 - \gamma_a)$ — эквивалентная температура антенны с потерями.

Выражение (1) имеет место для любой приемной антенны с потерями. Спектральная плотность среднего квадрата ЭДС в приемной антенне с потерями определяется принимаемым сигналом и собственными шумами антенны и, очевидно, при заданных γ_a и T_0 не зависит от согласования нагрузки с антенной. Исходя из сказанного, можно получить (1) несколько иным путем.

Предположим, что спектральная плотность среднего квадрата ЭДС в приемной антенне равна $\bar{e}_f^2 = 4R_a k T_a$; тогда T_a можно определить из рассмотрения частного случая нагрузки, согласованной с антенной ($z_n = z_a$). При этом спектральная плотность мощности W_n на нагрузке z_n равна

$$W_n = k T_a. \quad (2)$$

В [2] для W_n на согласованной нагрузке антенны с потерями γ_a , помещенной в излучающую полость с температурой $T_n(\varphi, \psi)$, получено следующее выражение:

$$W_n = k [T_0 \gamma_a + T_{\Sigma} (1 - \gamma_a)]. \quad (3)$$

Сравнивая (3) и (2), получаем для T_a выражение, совпадающее с (1).

Используя схему рис. 1, можно определить спектральную плотность мощности на несогласованной нагрузке, подключенной к антенне через несогласованную линию. Задача сводится к рассмотрению эквивалентной схемы рис. 2.

Мощность шума на нагрузке z_n определяется шумом самой нагрузки, шумом линии и шумом антенны. Подобная задача рассмотрена в [7]. Согласно [7], спектральная плотность среднего квадрата напряжения шума в точках cd равна

$$\bar{e}^2 = k T_a \rho e^{-\gamma_n} A_1 + k T_n \rho (1 - e^{-\gamma_n}) A_2 + k T_n \rho A_3, \quad (4)$$

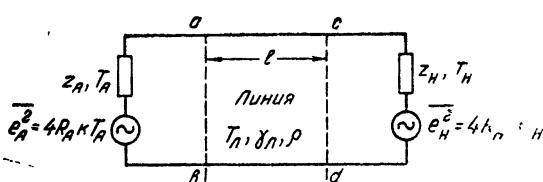


Рис. 2.

где T_a и T_n — соответственно температура линии и нагрузки, ρ — волновое сопротивление линии (чисто активное, так как потери малы), $\gamma_a = 2\alpha l$ — потери в линии (по мощности). Коэффициенты A_1 , A_2 , A_3 определяются соотношениями:

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{(1 - p_{a0}^2)(1 + p_{n0}^2 - 2p_{n0}\cos\delta)}{1 + p_{a0}^2 p_{n0}^2 e^{-2\gamma_1} - 2p_{a0} p_{n0} e^{-\gamma_1} \cos(2\beta l + \delta + \psi)}; \\ A_2 &= \frac{(1 + p_{a0}^2 e^{-\gamma_1})(1 + p_{n0}^2 - 2p_{n0}\cos\delta)}{1 + p_{a0}^2 p_{n0}^2 e^{-2\gamma_1} - 2p_{a0} p_{n0} e^{-\gamma_1} \cos(2\beta l + \delta + \psi)}; \\ A_3 &= \frac{(1 - p_{n0}^2)[1 + p_{a0}^2 e^{-2\gamma_1} - 2p_{a0} e^{-\gamma_1} \cos(2\beta l + \psi)]}{1 + p_{a0}^2 p_{n0}^2 e^{-2\gamma_1} - 2p_{a0} p_{n0} e^{-\gamma_1} \cos(2\beta l + \delta + \psi)}, \end{aligned} \quad (5)$$

где $p_a = p_{a0} e^{-j\phi}$, $p_n = p_{n0} e^{-j\delta}$ — коэффициенты отражения от антенны и от нагрузки, $\sigma_1 = \alpha - j\beta$ — постоянная распространения.

Спектральная плотность мощности на нагрузке $z_n = z'_{n0} \rho e^{j\varphi} = -\rho(R'_n + jX'_n)$ равна

$$W_n = \bar{e}^2 R'_n (z'_{n0})^{-2} \rho^{-1} = k R'_n (z'_{n0})^{-2} [A_1 T_a e^{-\gamma_1} + A_2 T_n (1 - e^{-\gamma_1}) + A_3 T_n] \quad (6)$$

(R'_n , X'_n , z'_{n0} — безразмерные величины).

В случае полного согласования, т. е. при $A_1 = A_2 = A_3 = R'_n = z'_{n0} = 1$, из (6) получаем соответствующую формулу, приведенную в [2].

2. При измерениях с помощью радиометров показания выходного прибора β пропорциональны разности спектральных плотностей мощности от „холодного эталона мощности“ (согласованного сопротивления или холодного шумового диода) W_x и от антенной системы W_n . При калибровке показания выходного прибора α пропорциональны разности спектральных плотностей мощности от „горячего эталона“ W_r и холодного. Выражения для W_r и W_x аналогичны выражению для W_n , с той лишь разницей, что соединительные линии от эталонов ко входу (вход прибора рассматривается в качестве нагрузки) практически не имеют потерь:

$$W_r = k R'_r (z'_{n0})^{-2} [A_{1r} T_r + A_{3r} T_n]; \quad W_x = k R'_x (z'_{n0})^{-2} [A_{1x} T_x + A_{3x} T_n], \quad (7)$$

где A_{1r} , A_{3r} , A_{1x} , A_{3x} определяются из (5), в котором положено $\gamma_a = 0$, а вместо p_{a0} подставлены соответственно p_{r0} и p_{x0} — коэффициенты отражения от горячего и холодного эталонов. Из (6) и (7) имеем:

$$\frac{\beta}{\alpha} = \frac{T_x [A_{1x} + T_n T_x^{-1} (A_{3x} - A_3)] - [A_1 T_a e^{-\gamma_1} + A_2 T_n (1 - e^{-\gamma_1})]}{A_{1r} T_r - T_x [A_{1x} + T_n T_x^{-1} (A_{3x} - A_3)]}. \quad (8)$$

При измерениях интенсивности источников или относительной интенсивности распределенного космического излучения определяется разность мощности излучения из исследуемой $T_{\Sigma 1}$ и „опорной“ $T_{\Sigma 0}$ областей неба. (Показаниями выходного прибора являются соответственно β_1 и β_2 .) Так как при этом собственные шумы антенной системы остаются неизменными, из (8) и (1) получаем:

$$\frac{\beta_1 - \beta_2}{\alpha} = \frac{\Delta \beta}{\alpha} = \frac{A_1 (T_{\Sigma 1} - T_{\Sigma 0}) (1 - \gamma_a) e^{-\gamma_1}}{A_{1r} (T_r - T_x) - T_x [(A_{1x} - A_{1r}) + T_n T_x^{-1} (A_{3x} - A_{3r})]}. \quad (9)$$

Из (5) видно, что при КСВ холодного и горячего эталонов порядка 1,2 ($p_{r0} = p_{x0} \approx 0,1$) коэффициенты A_{1r} и A_{1x} практически равны между собой. Коэффициенты A_{3r} и A_{3x} , напротив, могут значительно отличаться за счет интерференционного члена вида $2p_0e^{-\gamma_l} \cos(2\varphi l + \psi)$. Поэтому, как ясно из (9), для уменьшения ошибки из-за рассогласования калибровку следует проводить при $(T_r - T_x) = \Delta T_k \gg T_x$. При $p_{r0} = p_{x0} = 0,1$ и $\Delta T_k = (3 - 4) T_x \approx 1000^\circ\text{K}$ ошибка из-за отбрасывания члена $T_x (A_{3r} - A_{3x})$ в (9) будет порядка 1–2%. Таким образом,

$$\Delta T_\Sigma = \frac{\Delta \beta}{\alpha} \frac{A_{1r}}{A_1} \frac{\Delta T_k}{\eta_l \eta_a}, \quad (10)$$

где $\Delta T_\Sigma = T_{\Sigma 1} - T_{\Sigma 0}$; η_l , η_a —соответственно КПД линии и антенны, $\eta_l = e^{-\gamma_l} \approx 1 - \gamma_l$, $\eta_a \approx 1 - \gamma_a$.

При использовании для калибровки шумового диода (на метровых волнах) выражение (10) приводится к виду:

$$\Delta T_\Sigma = \frac{\Delta \beta}{\alpha} \frac{23,2 I}{\eta_l \eta_a} \frac{K_1}{K}, \quad (11)$$

где $K = A_1 R'_n (z'_{n0})^{-2} < 1$ — коэффициент, учитывающий ослабление сигнала из антенны из-за рассогласования, I — ток шумового диода в ma , K_1 —коэффициент, учитывающий рассогласование шумового генератора со входом приемника*:

$$K_1 = f(R'^2 + X'^2)^{-2} \{ (R'^2 - X'^2) [R'_n (R'^2 - X'^2) - 2R'_w X'_w X'_n] + \\ + 2R' X' [X'_n (R'^2 - X'^2) + 2R'_n R'_w X'_w] \};$$

$$R' = R'_w + R'_n; \quad X' = X'_w + X'_n;$$

R'_w , R'_n , X'_w , X'_n — соответственно активные и реактивные составляющие сопротивлений шумового генератора и входа приемника, приведенные к ρ .

3. В выражения (10) и (11) входит произведение $\eta_l \eta_a$. Эти величины можно измерить методом, изложенным в [2] и разработанным далее в [8].

На метровых волнах КПД η измеряется по разности интенсивности космического излучения $\Delta T_{\Sigma k}$ из двух калибровочных областей неба (см. [8]):

$$\eta = \Delta T_a / \Delta T_{\Sigma k}. \quad (12)$$

Сравнивая (11) и (12) и учитывая, что

$$\Delta T_a = \Delta \beta_k 23,2 I K_1 / \alpha, \quad (13)$$

где $\Delta \beta_k$ — отклонение выходного прибора при калибровке антенны по космическому излучению, получаем:

$$\eta = \eta_a \eta_l K. \quad (14)$$

Таким образом, КПД, измеренный на метровых волнах по космическому радиоизлучению, учитывает как потери в антенне и фидере, так и ослабление из-за рассогласования. Измерив η , можно определить интенсивность источника по формуле (11):

$$\Delta T_{\Sigma \text{ ист}} = \frac{1}{\eta} \frac{\Delta \beta}{\alpha} K_1 23,2 I, \quad (15)$$

* На частотах выше 200 мГц надо учитывать выходные индуктивность L и емкость C шумового диода и вместо K_1 использовать множитель $K_1(1 - f^2 f_0^{-2})^{-2}$, в котором $f_0^2 = 1/4\pi^2 L C$.

где $\Delta T_{\Sigma \text{ист}} = \Delta T_{\text{ср}} + k^{-1} \sigma S_v$ ($\Delta T_{\text{ср}}$ —средняя разность температур космического излучения области источника и опорной области, S_v —интенсивность источника, σ —эффективная площадь антенны). Из (15), (13) и (12) имеем:

$$\Delta T_{\Sigma \text{ист}} = \Delta T_{\Sigma \text{к}} \Delta \beta / \Delta \beta_k, \quad (16)$$

где $\Delta \beta$ и $\Delta \beta_k$ —соответственно разности показаний выходного прибора при направлении антенны на источник и опорную область и на две калибровочные области.

Таким образом, на метровых волнах можно измерить интенсивность источника без тепловой калибровки и определения КПД путем приема излучения из источника и опорной области и затем из двух калибровочных областей.

4. На сантиметровых волнах при измерении КПД антенной системы по ее собственным шумам (при идеальном согласовании и при условии $T_0 = T_a$) имеем [2]:

$$\eta = \eta_a \eta_a = \frac{(T_0 - T_x) + \beta_k \alpha^{-1} \Delta T_k}{T_0 - T_{\Sigma 3}}, \quad (17)$$

где $T_{\Sigma 3} = (3 \pm 1,5)^\circ\text{K}$ —температура зенита [9], β_k —показание выходного прибора при измерении собственных шумов антенны (антенна при измерениях направляется под углом к горизонту, большим 40°). При рассогласовании, считая $T_0 = T_a$, из (8) имеем:

$$\eta = \eta_a \eta_a = 1 - \gamma = \frac{(T_0 - T_x) + A_{1r} A_1^{-1} \beta_k \alpha^{-1} \Delta T_k + T_x (1 - B)}{T_0 - T_{\Sigma 3}}, \quad (18)$$

где

$$\gamma = \gamma_a + \gamma_a - \gamma_a \gamma_a;$$

$$B = A_1^{-1} \{ A_{1x} (1 + \beta_k \alpha^{-1}) - \beta_k \alpha^{-1} A_{1r} + T_a T_x^{-1} [A_{3x} (1 + \beta_k \alpha^{-1}) - (A_3 + \beta_k \alpha^{-1} A_{3r})] \}.$$

Учитывая, что на сантиметровых волнах с помощью различных приспособлений удается резко уменьшить интерференционный член в A_3 , A_{3x} , A_{3r} , и отбрасывая некоторые члены в (18), учет влияния которых на практике затруднен, получаем более простое приближенное выражение:

$$\eta = \frac{(T_0 - T_x) + A_{1r} A_1^{-1} \beta_k \alpha^{-1} \Delta T_k}{T_0 - T_{\Sigma 3}}. \quad (19)$$

Выражение (19) верно с ошибкой $\sigma_\eta = d\eta/\eta$, величину которой можно оценить с помощью (5) и (18). Оценочные значения σ_η (в %) для $\eta = (0,5 \pm 1)$ приведены в таблице 1 (предполагается, что $p_{r0} = p_{x0} = 0,1$).

Таблица 1

KCB_a	1,5	1,4	1,2	1,1
KCB_{bx}	20	15	10	10
1,5	20	15	10	10
1,4	15	15	10	8
1,2	10	8	6	5
1,1	5	4	3	3

При $T_0 = T_x$ из (10) и (19) получаем с той же погрешностью σ_τ :

$$\Delta T_\Sigma = \frac{\Delta\beta}{\beta_k} (T_0 - T_{\Sigma 3}). \quad (20)$$

Выражение (20) совпадает с соответствующим выражением [3], где обосновывается возможность абсолютных измерений на сантиметровых волнах без применения тепловой калибровки.

Из сказанного ясно, что на сантиметровых волнах измерения без тепловой калибровки путем сравнения с собственными шумами антенны уменьшают влияние рассогласования (исчезает множитель $A_{tr} A_1$, который надо учитывать в (19)), но не исключают этого влияния полностью, как это имеет место на метровых волнах. Это связано с тем, что на метровых волнах калибровка производится по внешнему излучению, в то время как на сантиметровых волнах используются шумы внутри приемной системы (в антенне).

В заключение выражаю благодарность В. С. Троицкому за постановку задачи и обсуждение работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. R. H. Dicke, Rev. Sci. Inst., **7**, 268 (1946).
2. В. С. Троицкий, Радиотехника и электроника, **1**, 601 (1956).
3. В. С. Троицкий, Радиотехника и электроника, **2**, 935 (1957).
4. Г. З. Айзенберг, Антенны ультракоротких волн, Связьиздат, М., 1957.
5. Дж. Слэтер, Передача ультракоротких волн, Гостехиздат, М., 1947.
6. М. Л. Левин, ЖТФ, **25**, 2313 (1955).
7. А. М. Стародубцев, Труды ГИФТИ и радиофизич. ф-та ГГУ, сер. физ., **35**, 38 (1957).
8. Н. М. Цейтлин, Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, **1**, 5–6, 105 (1958).
9. С. А. Жевакин, В. С. Троицкий, Н. М. Цейтлин, Изв. высш. уч. зав.—Радиофизика, **1**, 2, 19 (1958).

Научно-исследовательский радиофизический институт
при Горьковском университете

Поступила в редакцию
14 февраля 1959 г.