

УДК 389:631.3.05:633.1

В. В. ЛИСОВСКИЙ

## ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПАРАМЕТРОВ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ НА МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРВИЧНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СВЧ-ВЛАГОМЕРОВ ЗЕРНА

Белорусский государственный аграрный технический университет

(Поступила в редакцию 11.05.2006)

**Введение.** Повышение точности непрерывного и дискретного контроля влажности продукции АПК является одним из основных требований современного сельскохозяйственного производства. От достоверности контроля зависит не только качество получаемого продукта, но и его себестоимость, а также весь комплекс вопросов, связанных с энерго- и ресурсосбережением.

В настоящее время на предприятиях АПК все более широкое применение находят экспресс-влажномеры, основанные на сверхвысокочастотных (СВЧ) методах измерения влажности. Это объясняется не только высокими метрологическими и эксплуатационными характеристиками разработанных устройств, не уступающими лучшим зарубежным образцам, но и тем обстоятельством, что серийный выпуск влагомеров «Микрорадар», а также их техническое обслуживание, ремонт и поверка, освоены предприятиями республики.

Основной вклад в результирующую погрешность СВЧ-устройств контроля влажности сельскохозяйственных материалов вносят первичные измерительные преобразователи (ПИП).

Цель данного исследования – выявление наиболее существенных элементов конструкции первичных преобразователей.

Рассмотрим конструкцию одного из наиболее распространенных ПИП СВЧ-влажномера зерна, основанного на амплитудном методе измерений. Она представляет собой две рупорные пирамидальные антенны, пространство между которыми полностью заполнено влажным материалом.

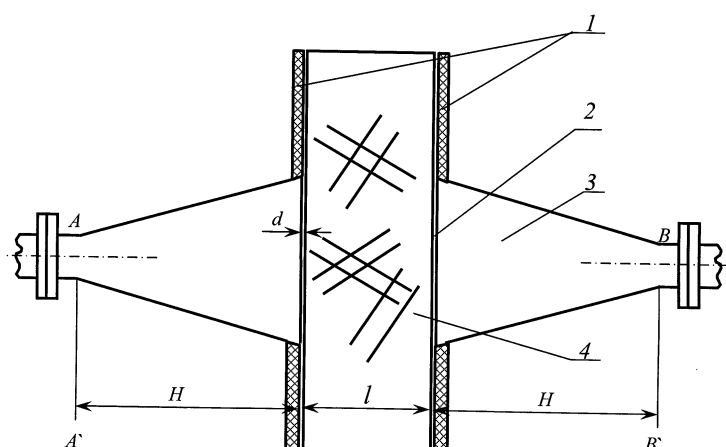


Рис. 1. Конструкция первичного измерительного преобразователя СВЧ-влажномера: 1 – слой поглощающей резины; 2 – тонкая полистирольная пленка; 3 – рупорная антенна; 4 – измерительная кювета, заполненная контролируемым зерном

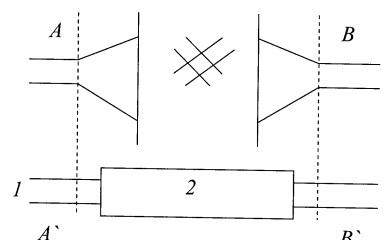


Рис. 2. Эквивалентная схема ПИП СВЧ-влажномера зерна: 1 – волноводная линия; 2 – первичный преобразователь

Апертуры антенн отделены от влажного материала посредством тонкой (толщина  $d \leq 0,3$  мм) полистирольной пленки. Для предотвращения отражения СВЧ-энергии от боковых и торцевых стенок ПИП они покрыты поглощающим СВЧ-энергию слоем специальной резины. Примерная конструкция ПИП представлена на рис. 1.

Примем, что в незаполненном состоянии ПИП вносит в волноводный тракт влагомера ослабление СВЧ-энергии в децибелах  $N_0$ , а при заполнении зерном –  $N$ . Тогда разность ( $\Delta N$ ) между этими двумя величинами есть параметр преобразования в методе СВЧ-поглощения:

$$\Delta N = N - N_0. \quad (1)$$

В идеализированном случае между  $N_0$  и  $N$  должна существовать аддитивная связь, т. е. любое изменение  $N_0$  на величину  $\delta N_0$  автоматически влечет за собой изменение  $N$  на такую же величину, так что разность  $\Delta N$  остается неизменной. Однако в реальных условиях, ввиду рассогласования приемной и передающей антенн со свободным пространством и с волноводным трактом влагомера, а также конечной диаграммы направленности антенн, условие аддитивности нарушается. Степень рассогласования определяется геометрическими размерами антенн. Таким образом, при заданных размерах антенн воспроизводимость величины  $\Delta N$ , а следовательно, и номинальной градуировочной характеристики [1, 2] отдельных экземпляров одного и того же типа СВЧ-влагомеров будет определяться отличиями в геометрических размерах антенн.

Получим уравнения, позволяющие рассчитать величины  $N_0$  и  $N$  при заданных размерах приемной и передающей антенн и расстояния между ними.

Известно, что в рупорных антеннах имеют место три вида отражения: на входе (в месте соединения рупора и питающего волновода); вдоль образующей рупора, т. е. в его промежуточных сечениях; в плоскости апертуры рупора при переходе к свободному пространству [1, 3]. Структура поля основной волны в рупоре идентична основной волне в возбуждающем волноводе (волна  $H_{10}$ ). В рупоре кроме основной волны образуются высшие типы волн. Эти гармоники образуются в начале рупора и в его раскрыве: в начале рупора их энергия тем меньше, чем меньше угол раскрыва рупора (т. е. чем он длиннее); а у раскрыва рупора она тем меньше, чем больше величина раскрыва [4]. В СВЧ-влагомерах обычно используются рупоры с небольшими углами и размерами раскрыва ( $2-3 \lambda$ ), так что влиянием высших типов волн при дальнейшем рассмотрении будем пренебрегать.

Кроме того, как будет показано ниже, отражениями в плоскости апертуры по сравнению с отражениями от горловины и вдоль образующей рупора можно также пренебречь. Оставшиеся два отражения можно свести к плоскости, соответствующей горловине рупора, т. е. к плоскостям  $AA'$   $BB'$  (рис. 2.)

Исходя из вышеизложенного, эквивалентную схему ПИП СВЧ-влагомера можно представить при условии идентичности приемной и передающей антенн в виде обратимого пассивного и симметричного четырехполюсника.

Примем, что парциальные коэффициенты отражения в плоскостях  $AA'$  и  $BB'$  равны соответственно  $\Gamma_{12}$  и  $\Gamma_{21}$  ( $\Gamma_{12} = -\Gamma_{21}$ ), а коэффициент передачи между плоскостями  $AA'$  и  $BB'$  равен  $G$ .

Тогда, согласно [5], коэффициент передачи  $S_{12}$  ПИП будет определяться выражением

$$S_{12} = G \frac{(1 - \Gamma_{12}^2)}{1 - G^2 \Gamma_{12}^2}. \quad (2)$$

Так как  $G\Gamma_{12} < 1$ , то (2) преобразуется к виду

$$S_{12} = G(1 - \Gamma_{12}^2)(1 + G^2 \Gamma_{12}^2). \quad (3)$$

Положим, что

$$G = |G| e^{j\varphi G}, \quad (4)$$

$$\Gamma_{12} = |\Gamma_{12}| e^{j\varphi \Gamma}. \quad (5)$$

Тогда, подставляя (4) и (5) в (3) и отбрасывая ввиду малости члены типа  $G^2 \Gamma_{12}^4$ ,  $G^4 \Gamma^4$ ,  $G^6 \Gamma^6$  [1], после элементарных алгебраических преобразований находим

$$|S_{12}|^2 = |G|^2 [(1 - 2|\Gamma_{12}|^2 \cos 2\varphi_\Gamma + 2|\Gamma_{12}|^2 |G|^2 \cos 2(\varphi_\Gamma + \varphi_G))]. \quad (6)$$

Переходное ослабление ПИП определяется выражением

$$N = 8,686 \ln |S_{12}|. \quad (7)$$

В случае, когда ПИП заполнен зерном  $G \ll 1$ , с учетом (7) и (6), окончательно получаем

$$N = 8,686 \ln |G| + 4,343 \ln [1 - 2|\Gamma_{12}|^2 \cos 2\varphi_\Gamma], \quad (8)$$

$$N_0 = 8,686 \ln |G_0| + 4,343 \ln [(1 - 2|\Gamma_{12}^0|^2 \cos 2\varphi_\Gamma + 2|\Gamma_{12}^0|^2 |G^2| \cos 2(\varphi_{G_0} + \varphi_{G_0}))], \quad (9)$$

где  $G_0$ ,  $|\Gamma_{12}^0|$ ,  $\varphi_{G_0}$ ,  $\varphi_{G_0}$  – соответствующие значения  $G$ ,  $|\Gamma_{12}|$ ,  $\varphi_\Gamma$ ,  $\varphi_G$  при незаполненном ПИП.

Выражения (8) и (9) можно упростить, учитывая, что при  $x \ll 1$   $\ln(1 + x) \approx x$ :

$$N = 8,686 [\ln |G| |\Gamma_{12}|^2 \cos 2\varphi_\Gamma], \quad (10)$$

$$N_0 = 8,686 [\ln |G_0| |\Gamma_{12}|^2 \cos 2\varphi_\Gamma - |G|^2 \cos 2(\varphi_\Gamma + \varphi_G)]. \quad (11)$$

Для вычисления  $\Delta N$  по (1), (9) и (10) необходимо определить  $\Gamma_{12}$ . Получим соответствующие выражения для этих величин.

Рассмотрим сначала коэффициент отражения  $\Gamma_{12}$ . Пусть размеры питающего рупор волновода равны  $a_0$  в плоскости  $H$  и  $b_0$  в плоскости  $E$ . Положим, что размеры апертуры соответственно равны  $A$  и  $B$ . Тогда участок образующей рупора между плоскостями  $AA'$  и  $BB'$  (рис. 2) можно рассматривать как отрезок нерегулярного волновода, и отражение от этого участка находится из выражения [6]

$$\Gamma_1 = - \int_0^H S_{-m,m} e^{-2j \int_0^z \beta_{H_{10}} dz} dz, \quad (12)$$

где  $\beta_{H_{10}}$  – волновое число волны  $H_{10}$ ;  $j = \sqrt{-1}$ ;  $S_{-m,m}$  – коэффициент связи между прямой и отраженной волнами  $H_{10}$ , распространяющимися в рупоре:

$$S_{-m,m} = \frac{1}{b} \frac{db}{dz} - \frac{\pi^2}{2a^3 \beta_{H_{10}}^2} \frac{da}{dz}. \quad (13)$$

Очевидно, что

$$\left. \begin{aligned} \frac{db}{dz} &= \frac{B - b_0}{H} \\ \frac{da}{dz} &= \frac{A - a_0}{H} \end{aligned} \right\}. \quad (14)$$

Кроме того,  $\beta_{H_{10}}$  определяется выражением

$$\beta_{H_{10}}(z) = \beta_0 \sqrt{1 - \left( \frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} \right)^2}, \quad (15)$$

где  $\beta_0 = 2\pi/\lambda_0$  – волновое число в свободном пространстве;  $\lambda_{кр} = 2a(z)$  – критическая длина волны в рупоре.

Учитывая (14) и (15), находим

$$\int_0^z \beta_{H_{10}}(z) dz = \beta_0 \int_0^z \sqrt{1 - \frac{1}{4} \left( \frac{\lambda_0}{a_0 + \xi_a z} \right)^2} dz, \quad (16)$$

где  $\xi_a = (A - a_0)/H$ .

Подинтегральную функцию можно разложить в степенной ряд, ограничиваясь членами первого порядка малости, так как  $(\lambda_0/\lambda_{кр})^2 \leq 0,5$ :

$$\sqrt{1 - \left( \frac{\lambda_{кр}}{a_0 + \xi_a z} \right)^2} = 1 - \frac{1}{8} \left( \frac{\lambda_0}{a_0 + \xi_a z} \right)^2. \quad (17)$$

С учетом (17) и после интегрирования (16) имеем

$$\int_0^z \beta_{H_{10}}(z) dz = \beta_0 z \left[ 1 - \frac{\lambda_0^2}{8a_0(a_0 + \xi_a z)} \right]. \quad (18)$$

Подставляя (13) и (18) в (12) и разделяя на действительную и мнимую части коэффициент отражения, находим

$$\text{Im}(\Gamma_1) = \int_0^H \left\{ \frac{\xi_b}{b} - \frac{\pi^2 \xi_a}{2a^3 \beta_{H_{10}}^2} \left[ 1 + \frac{1}{4} \left( \frac{\lambda}{a_0 + \xi_a z} \right)^2 \right] \right\} \sin \left\{ 2\beta_0 z \left[ 1 - \frac{\lambda_0^2}{2a_0(a_0 + \xi_a z)} \right] \right\} dz, \quad (19)$$

$$\text{Re}(\Gamma_1) = - \int_0^H \left\{ \frac{\xi_b}{b} - \frac{\pi^2 \xi_a}{2a_0^3 \beta_{H_{10}}^2} \left[ 1 + \frac{1}{4} \left( \frac{\lambda_0}{a_0 + \xi_a z} \right)^2 \right] \right\} \cos \left\{ 2\beta_0 z \left[ 1 - \frac{\lambda_0^2}{2a_0(a_0 + \xi_a z)} \right] \right\} dz. \quad (20)$$

Интегралы (19) и (20) аналитически не решаются, следовательно они вычисляются на ПЭВМ численными методами.

Коэффициент отражения  $\Gamma_2$ , обусловленный изломом образующей рупора в месте соединения его с питающим волноводом, согласно [1], определяется выражением

$$\Gamma_2 = \frac{j}{z} \left( \frac{\xi_b}{b\beta_{H_{10}}} - \frac{\pi^2 \xi_a}{a^3 \beta_{H_{10}}^3} \right). \quad (21)$$

Для оценки коэффициента отражения  $\Gamma_3$  в раскрыве рупора можно воспользоваться выражением, приведенным в [1, 7]:

$$|\Gamma_3| = |\Gamma_E| + |\Gamma_H|, \quad (22)$$

где

$$|\Gamma_H| = \frac{\frac{A}{\lambda_0} - \sqrt{\frac{A^2}{\lambda_0^2} - \frac{1}{4}}}{\frac{A}{\lambda_0} + \sqrt{\frac{A^2}{\lambda_0^2} - \frac{1}{4}}} e^{-\pi \sqrt{\frac{A^2}{\lambda_0^2} - \frac{1}{4}}}, \quad (23)$$

$$|\Gamma_E| = e^{-\frac{\pi}{\lambda_0} B}. \quad (24)$$

Учитывая, что размеры апертуры антенны обычно  $(2-3) \lambda_0$ , выражение (23) упрощается:

$$|\Gamma_H| \approx \frac{\lambda_0}{4A} \left( 1 + \frac{\pi \lambda_0}{8A} \right) e^{-\frac{\pi A}{\lambda_0}}. \quad (25)$$

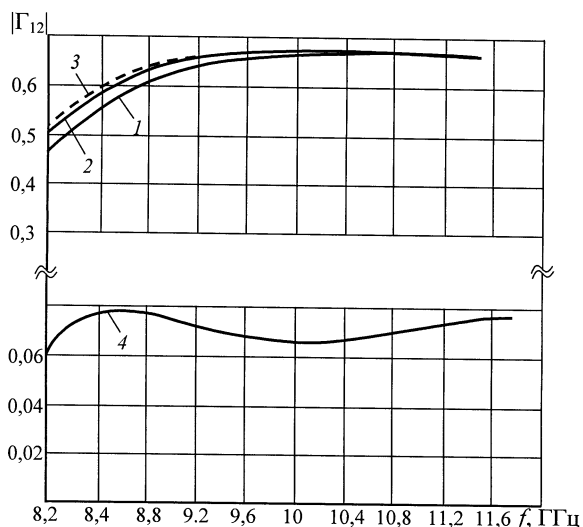


Рис. 3. Зависимость  $|\Gamma_{12}|$  от частоты  $f$  и высоты  $H$  рупорной антенны: 1 –  $H=40$  мм; 2 –  $H=44$  мм; 3 –  $H=47$  мм; 4 –  $H=440$  мм

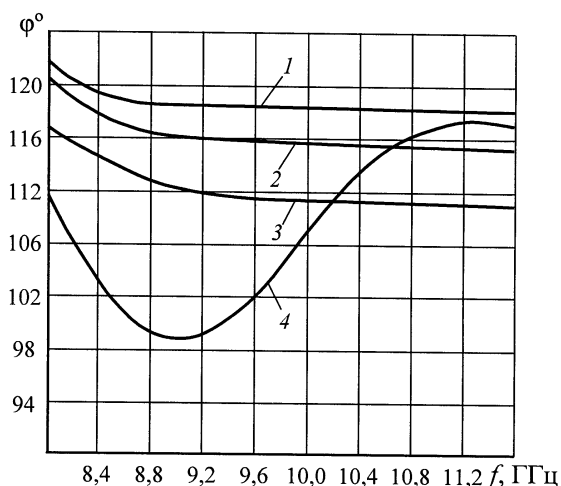


Рис. 4. Расчетные зависимости фазы коэффициента отражения рупорной антенны от частоты  $f$  и высоты рупора  $H$ : 1 –  $H = 40$  мм; 2 –  $H = 44$  мм; 3 –  $H = 47$  мм; 4 –  $H = 440$  мм;  $A = 66$  мм;  $B = 54$  мм

Расчет по формулам (22), (24) и (25) показывает, что  $|\Gamma_3|$  при размерах апертуры  $2\lambda_0 \times 2\lambda_0$  не превышает  $5 \times 10^{-3}$ , т. е. при высоте рупора  $H = (2-3)\lambda_0$  почти на два порядка меньше, чем  $\Gamma_1 + \Gamma_2$ . Таким образом, в рамках принятых приближений, отражением в апертуре рупора можно пренебречь.

Окончательно имеем

$$|\Gamma_{12}| = \sqrt{(\operatorname{Re}\Gamma_1)^2 + \operatorname{Im}(\Gamma_1 + \Gamma_2)^2}, \quad (26)$$

$$\varphi_\Gamma = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im}\Gamma_1 + \Gamma_2}{\operatorname{Re}\Gamma_1}. \quad (27)$$

На рис. 3 и 4 приведены расчетные зависимости  $|\Gamma_{12}|$  и  $\varphi_\Gamma$  от частоты  $f$  и высоты рупора  $H$  при размерах апертуры  $6,6 \times 5,4 \text{ см}^2$ . Из приведенных графиков следует, что с увеличением высоты рупора величина  $|\Gamma_{12}|$  уменьшается. Так, при изменении  $H$  на порядок от 44 до 440 мм величина  $|\Gamma_{12}|$  изменяется тоже на порядок – от 0,7 до 0,07. Фаза коэффициента отражения незначительно изменяется от длины рупора и от частоты СВЧ-колебаний (рис. 4) (за исключением высокого рупора).

Рупор, как и любая инженерная конструкция, имеет различные технологические параметры, в разной степени нарушаемые при производстве. В этой связи на рис. 3 приведены графики зависимостей  $|\Gamma_{12}|$  от  $\varphi_\Gamma$  при вариации длины рупора  $\pm 10\%$  от своего номинального значения (44 мм). Из приведенных зависимостей можно заключить, что такое изменение  $\Delta H$  практически не вызывает изменений в величине  $|\Gamma_{12}|$ , в перерасчете на децибелы изменение  $|\Gamma_{12}|$  не превышает  $\pm 0,3$  дБ.

Это, однако, не означает, что антенны могут изготавливаться с допуском по высоте  $\Delta H / H = \pm 10\%$ . Для оценки допустимых вариаций  $\Delta H$  необходимо оценить, как эта величина влияет на ослабление  $N_0$ . Обратимся к выражению (11). Из него следует, что  $N_0$  является осциллирующей функцией фаз  $\varphi_\Gamma$  и  $\varphi_G$ . Очевидно, что амплитуда осцилляций зависит от модулей  $|G|$  и  $|\Gamma_{12}|$ . Оценим сначала величину  $\varphi_G$ . В первом приближении ее, очевидно, можно представить в следующем виде:

$$\varphi_G = 2 \int_0^H \beta_{H10}(z) dz + \beta_0 l. \quad (28)$$

Подставляя (28) в (27), находим

$$\varphi_G = \beta_0 \left[ 1 + 2H \left( 1 - \frac{\lambda_0^2}{8a_0 A} \right) \right]. \quad (29)$$

Дифференцируя (29) по  $H$ , находим, на какую величину  $\Delta\varphi_G$  изменится фаза  $\varphi_G$  при изменении  $H$  на  $\Delta H$ :

$$\Delta\varphi_G = 2\beta_0 \left( 1 - \frac{\lambda_0^2}{8a_0 A} \right) \Delta H. \quad (30)$$

Учитывая (30) и дифференцируя (21) по  $\varphi_G$ , находим соотношение для вариации начального затухания первичного измерительного преобразователя  $\Delta N_0$  при изменении высоты рупора на  $\Delta H$

$$\begin{aligned} |\Delta N_0| = & 34,7 |\Gamma_{12}|^2 |G|^2 \sin[2\varphi_G + 2\beta_0(l + 2H)] / \beta_0 |\Delta H| + \\ & 69,5 |\Gamma_{12}|^2 |G|^2 \cos[2\varphi_G + 2\beta_0(l + 2H)] / \beta_0^2 \Delta H^2. \end{aligned} \quad (31)$$

При выводе (31) пренебрегалось величиной  $\lambda_0^2(8a_0 A)^{-1}$  по сравнению с 1. Из (31) следует, что  $\Delta N_0$  достигает максимума, когда

$$\varphi_G + \beta_0(l + 2H) = \frac{\pi}{4}(2k + 1), \quad \Delta N_{0\max} = 34,74 |\Gamma_{12}|^2 |G|^2 \beta_0^2 (\Delta H)^2. \quad (32)$$

Минимальное значение  $\Delta N_{0\min}$  достигается при

$$\varphi_G + \beta_0(l + 2H) = \frac{\pi}{2}k, \quad \Delta N_{0\min} = 69,5 |\Gamma_{12}|^2 |G|^2 \beta_0^2 (\Delta H)^2. \quad (33)$$

Из (32) находим, что величина  $\Delta N_0$  не будет превышать некоторое заданное значение  $\Delta N_{\max}$ , если  $\Delta H$  будет удовлетворять неравенству

$$\Delta H \leq 0,12 \frac{\sqrt{\Delta N_{\max}}}{|\Gamma_{12}| |G| \beta_0}. \quad (34)$$

Отметим, что (34) справедливо только в случае, когда длина ПИП и частота  $f$  выбраны такими, что выполняется соотношение  $\varphi_G + \beta_0(l + 2H) = \frac{\pi}{2}k$ .

В случае произвольных значений названных параметров неравенство для  $\Delta H$  становится более жестким (33):

$$\Delta H \leq 0,029 \frac{\Delta N_{\max}}{|\Gamma_{12}|^2 |G|^2 \beta_0}. \quad (35)$$

Для расчетов по выражениям (33) и (34) необходимо знать модуль коэффициента передачи  $|G|$ . Согласно [1], модуль определяется выражением

$$|G| = F_{\text{эф}} / \lambda_0 l, \quad (36)$$

где  $F_{\text{эф}}$  – эффективная поверхность приемной и передающей антенн ПИП. Она связана с геометрической площадью  $S$  апертуры антенны посредством соотношения

$$F = K_{\text{п}} S, \quad (37)$$

где  $K_{\text{п}} = \frac{\pi^2}{8} q_E q_H$  – коэффициент использования поверхности (КИП).

Зависимости величин  $\xi_E$  и  $\xi_H$  от  $A/\sqrt{\lambda_0 L_H}$  и  $B/\sqrt{\lambda_0 L_E}$  даны на рис. 5 [1]. На рис. 6 представлена зависимость затухания между антеннами ( $8,686 \ln|G|$ ) от нормированного расстояния  $l/\lambda_0$  ( $\lambda_0=3,2$  см) между ними. Величина  $G_0$  рассчитывалась по выражениям (36) и (38) с учетом данных, приведенных на рис. 5. Параметры антенны выбирались следующим:  $A = 66$  мм;  $B = 54$  мм;  $H = 44$  мм. Из приведенного графика следует, что при  $l/\lambda_0 = 2$   $\ln|G_0| = 0$ , а при  $l/\lambda_0 \geq 2$   $\ln|G_0| \geq 0$ .

Это противоречит экспериментальным данным и является следствием применения выражения (36), которое справедливо только в дальней зоне.

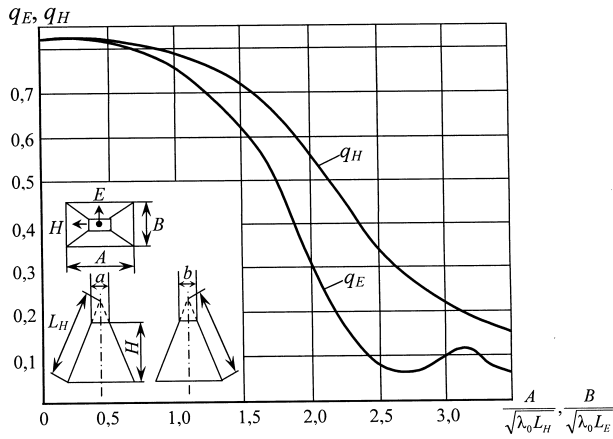


Рис. 5. Расчетные зависимости коэффициента использования поверхности (КИП)  $q_E$  и  $q_H$  от размеров антенны и длины волны для пирамидальных рупоров

щей антенны с координатами  $(X, Y, O)$  дается выражением

$$E = |E_0| \cos \frac{\pi x}{A} e^{-\frac{j2\pi}{\lambda_0} \left( \frac{x^2}{2R_H} + \frac{y^2}{2R_E} \right)} \quad (38)$$

Напряженность поля, создаваемая элементом апертуры с координатами  $(X, Y, O)$  на оси  $Z$  на расстоянии  $l$  от начала координат, дается выражением

$$dE = \frac{jE_0}{\lambda_0 R_0} e^{-j\beta_0 l} \cos \left( \frac{\pi x}{A} \right) e^{-\frac{j\pi}{\lambda} \left( \frac{x^2}{R_H} + \frac{y^2}{R_E} \right)} e^{-j\beta_0 R} dx dy, \quad (39)$$

где  $R_0 = \sqrt{x^2 + y^2 + l^2}$ .

Суммарная напряженность поля в точке приема на расстоянии  $l$  по оси  $Z$  определяется следующими выражениями [4]:

$$E_1 = \frac{|E_0|}{\lambda l} J_1; \quad E_2 = \frac{|E_0|}{\lambda l} J_2; \quad |E|^2 = E_1^2 + E_2^2, \quad (40)$$

$$J_1 = \int_{-\frac{A}{2}}^{\frac{A}{2}} \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} l \frac{\cos \left( \frac{\pi x}{A} \right)}{R_0} \cos \beta_0 \left( R_0 + \frac{x^2}{2R_H} + \frac{y^2}{2R_E} \right) dx dy, \quad (41)$$

$$\int_{-0,5A}^{0,5A} J_2 = \int_{-\frac{A}{2}}^{\frac{A}{2}} \int_{-\frac{B}{2}}^{\frac{B}{2}} l \frac{\cos \left( \frac{\pi x}{A} \right)}{R_0} \cos \beta_0 \left( R_0 + \frac{x^2}{2R_H} + \frac{y^2}{2R_E} \right) dx dy. \quad (42)$$

Известно, что в дальней зоне выполняется соотношение

$$|E| = \frac{|E_0| F}{\lambda_0 l}, \quad (43)$$

где  $F$  – определяется из рис. 5 и не зависит от  $l$ .

В первом приближении можно принять, что соотношение (36) справедливо и в ближней зоне, но эффективная поверхность антенны уже зависит от  $l$ . Сравнивая (42) и (40), находим

$$F_B = \sqrt{J_1^2 + J_2^2}. \quad (44)$$

Из сопоставления экспериментальных и расчетных зависимостей (рис. 6) следует, что хорошее совпадение между ними имеет место только при  $l/\lambda_0 > 8$ . При  $l/\lambda_0 < 8$  зависимость отклоняется от закона  $1/l$ .

Получим соотношение, позволяющее рассчитать величину  $G$ . Введем прямоугольную систему координат так, что ее начало совпадет с центром апертуры передающей антенны. Ось  $X$  расположим вдоль широкой стороны апертуры, а ось  $Y$  – вдоль узкой (ось  $Z$  в направлении излучения). Примем, что модуль напряженности электрического поля в начале координат равен  $|E_0|$ . Тогда, согласно [1], напряженность поля в точке апертуры передающей

Интегралы  $J_1$  и  $J_2$  аналитически не решаются и вычисляются на ПЭВМ. В результате установлено, что чем меньше  $l/\lambda$ , тем меньше становится величина  $F_B$ . В рамках сделанного предположения о справедливости соотношения (43) с учетом, что  $F_B$  определяется в [1], можно вычислить и значение  $G$  по выражению (41). Результаты расчета приведены на рис. 6. Из сравнения расчетных значений  $G$  с экспериментальными данными можно заключить, что полученные соотношения справедливы при  $l/\lambda \geq 1$ .

Теперь можно возвратиться к выражению (40). Примем, что  $l = 60$  мм ( $\approx 2\lambda$ ), тогда, согласно результатам исследований, приведенных в [1],  $S_{NIW} \approx 1$  дБ/%. Следовательно, погрешность  $\Delta N_{\max}$  не должна превышать 0,3 дБ.

Подставляя это значение в (35) и приняв, что  $|\Gamma_{12}| = 0,67$  (рис. 3),  $|G| = 0,63$  (рис. 6), находим

$$|\Delta H| \leq 0,029 \frac{0,3 \cdot 3,2}{0,63^2 \cdot 0,67^2 \cdot 6,28} 2,5 \cdot 10^{-2} \text{ см.}$$

Таким образом, в случае произвольных фазовых соотношений высота антенны должна выдерживаться с погрешностью  $\pm 0,25$  мм. Если  $\varphi_{\Gamma} + \beta_0(l + 2H) = 0,5\pi k$ , то  $\Delta H \leq \pm 0,8$  мм, т. е. в этом случае требования к точности выполнения антенн снижаются. Полученные выше соотношения для  $\Delta N_0$  и  $\Delta H$  проверялись экспериментально. В результате установлено хорошее (погрешность  $\pm 10\%$ ) совпадение экспериментальных и расчетных значений для  $\Delta N_0$  и  $\Delta H$ . Отметим, что полученные выше соотношения для расчета  $N_0$  через  $|\Gamma_{12}|$  и  $G$  позволяют вычислить не только влияние  $\Delta H$ , на  $\Delta N_0$  но и влияние  $\Delta A$  и  $\Delta B$  на погрешность  $\Delta N_0$ . Численные расчеты показывают, что ослабление  $N_0$  менее критично к размерам апертуры  $A$  и  $B$ , чем к высоте  $H$ . В завершение сделаем замечание относительно величины  $\Delta N$ . В случае измерения ослабления в закрытой направляющей системе (например, в круглом или в прямоугольном волноводе)  $\Delta N$  дается выражением [1]:

$$\Delta N = \frac{8,7\pi\varepsilon''}{\lambda_0\sqrt{\varepsilon'}} l, \quad (45)$$

где  $\varepsilon''$  и  $\varepsilon'$  являются функциями влажности. Из (1) и (2) следует, что при измерении в ПИП СВЧ-влажномера

$$\Delta N_{\text{ПИП}} = 8,7 \ln \frac{G_0}{G}, \quad (46)$$

причем

$$G = \frac{F_B}{\lambda_0 l} \sqrt{\varepsilon'} e^{-\frac{\pi\varepsilon''}{\lambda_0\sqrt{\varepsilon'}}}, \quad (47)$$

$$G_0 = \frac{F_B}{\lambda_0 l}. \quad (48)$$

Подставляя (47) и (48) в (46), находим

$$\Delta N_{\text{ПИП}} = 8,7 \left( \frac{\pi\varepsilon''}{\lambda\sqrt{\varepsilon'}} l - \frac{1}{2} \ln \varepsilon' \right). \quad (49)$$

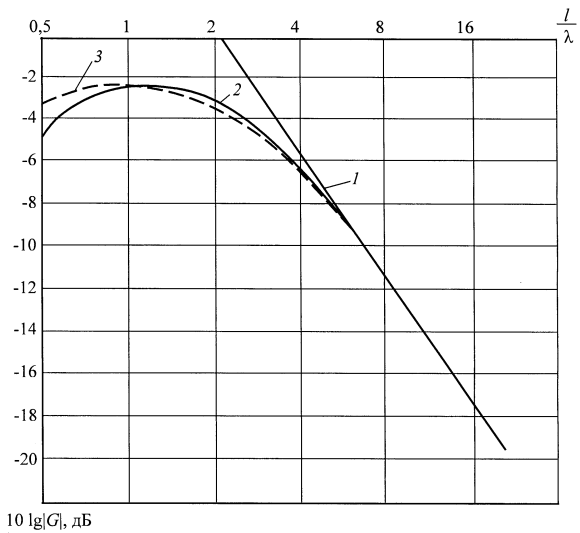


Рис. 6. Зависимость модуля коэффициента передачи  $|G|$  от расстояния между пирамидальными антеннами: 1 – расчетная зависимость по выражению (36) (приближение дальней зоны); 2 – расчетная зависимость по выражению (36) с учетом соотношения (39) (эффективная поверхность в ближней зоне); 3 – экспериментальная зависимость. Параметры антенн:  $A = 66$  мм;  $B = 54$  мм;  $H = 44$  мм



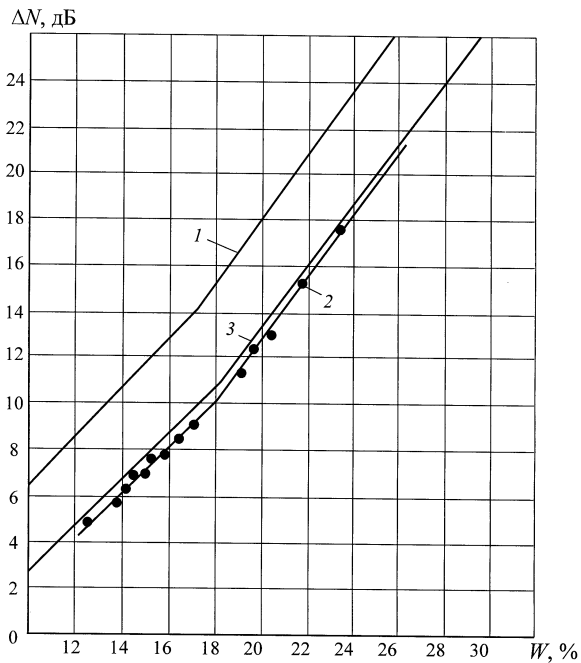


Рис. 7. Зависимость параметра преобразования  $\Delta N$  от влажности пшеницы для ПИП СВЧ-влажномера зерна: 1 – расчетная зависимость по выражению (38); 2 – экспериментальная зависимость; 3 – расчетная зависимость с учетом фокусирующего действия влажного материала (по выражению (40)). Значения для  $\epsilon'$  взяты из [1]

Сравнивая (45) и (49), заключаем, что  $\Delta N_{\text{ПИП}}$  всегда меньше  $\Delta N$  в направляющей системе, причем это различие тем больше, чем больше влажность зерна. Данные, приведенные на рис. 7, полностью подтверждают сделанный вывод.

**Заключение.** Результаты проведенных исследований говорят о необходимости точного воспроизведения основных конструктивных параметров рупорных антенн – размеров апертуры и высоты рупора. Причем колебания размеров апертуры менее критичны, чем высота антенн. Для обеспечения воспроизведения

номинальной градуировочной зависимости СВЧ-влажномера с заданной погрешностью измерения влажности высота рупорных антенн должна выдерживаться с точностью не ниже  $\pm 0,25$  мм.

### Литература

1. Бензарь В. К. Техника СВЧ-влажнометрии. Мн., 1974.
2. Теория и практика экспрессного контроля влажности твердых и жидких материалов // Е. С. Кричевский, В. К. Бензарь, Н. В. Венедиктов и др. М., 1980.
3. Митчел Дж., Смит Д. Акватметрия: Пер. с англ. / Под ред. Ф. Б. Шермана. М., 1980.
4. Харвей А. Ф. Техника сверхвысоких частот. М., 1965.
5. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. М., 1972.
6. Каценеленбаум Б. З. Теория нерегулярных волноводов с медленно меняющимися параметрами. М., 1966.
7. Мериакри В. В. Многоволновые волноводы со случайными нерегулярностями / Под ред. Б. З. Каценеленбаума. М., 1972.

*V. V. LISOVSKY*

### INVESTIGATION OF THE INFLUENCE OF THE PARAMETERS OF RECEIVING AND TRANSMITTING DEVICES ON METROLOGICAL CHARACTERISTICS OF PRIMARY MEASURING TRANSFORMERS OF SHF MOISTURE METERS OF GRAIN

### Summary

We have investigated the problems on raising the accuracy of measuring the moisture content of products of agroindustrial complexes using SHF moisture meters. In the series production of SHF moisture meters, of very important and the problems on providing the identity of reproducing nominal grade characteristics of devices for express test of moisture content. The results of research of main parameters of receiving and transmitting devices and their influence on the metrological characteristics of SHF moisture meters of grain are presented. The obtained calculations show that the deviations of the aperture size of aerials produce a less influence on a general error in measuring SHF energy attenuation by moist material and, consequently, by the moisture content itself as compared to the deviations of the aerial height. The experimental check of the obtained ratios provides a favourable coincidence (within 10%) with the calculated parameters. The results of the research have been implemented in designing the equipment for the series production of initial transformers of laboratory and conveyer SHF moisture meters of the "MICRORADAR" line.