

О. М. Ибрагимов

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЧАСТОТНОГО РАДИОВЫСОТОМЕРА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ШЕРОХОВАТОСТИ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ КОРРЕЛЯЦИОННЫМ МЕТОДОМ

Рассматривается задача определения среднеквадратической высоты неровностей рельефа земной поверхности с помощью частотного радиовысотомера. Приводятся основные результаты теоретического анализа корреляционной функции принимаемого сигнала, полученной с учетом влияния параметров движения носителя.

ВВЕДЕНИЕ

Создание методов получения наиболее полной информации, имеющейся в радиолокационных сигналах и помехах, остается важным направлением современной радиолокации. Дистанционное зондирование земной поверхности является частью этого направления. В качестве дополнительной информации об отражающей поверхности при активной локации используются характеристики поля вторичного излучения, как правило, зависящие также от угла визирования, параметров движения носителя, характеристик зондирующих сигналов, способа обработки отраженных сигналов. Информация, получаемая с помощью дистанционных методов, отличается оперативностью, возможностью ее получения из больших и труднодоступных районов.

Результаты многочисленных исследований [1–4] показывают возможность применения для дистанционного зондирования параметров отражающей поверхности устройств автономной радионавигации летательных аппаратов (доплеровские измерители путевой скорости и угла сноса, радиовысотомеры).

Зондирование отражающей поверхности с помощью доплеровских измерителей скорости, как правило, связано с использованием крупногабаритных остронаправленных антенн или антенн с модифицированной формой диаграммы направленности (ДН) [4], стабильно ориентированной в пространстве, что не всегда удобно при их размещении на борту авиационного носителя в заданных условиях полета.

В настоящей статье представлены результаты теоретического анализа информационных возможностей отраженного от шероховатой поверхности сигнала частотного радиовысотомера (ЧМ-РЛС) со штатной антенной, ориентированной вертикально в нади́р. В результате анализа рассеянного отражающей поверхностью поля, выполненного в приближении Кирхгофа,

устанавливаются аналитические связи между геометрическими параметрами отражающей поверхности и статистическими характеристиками отраженного сигнала.

ЧМ-РЛС, в которой применяется корреляционный метод обработки сигнала биений, представляет собой систему аналогичную двухчастотной РЛС (двухчастотный радиолокационный интерферометр), где применяется известный «к»-метод [3]. Трудности практической реализации «к»-метода заключаются в том, что необходимо обеспечить высокую степень развязки между каналами РЛС, работающими на близких частотах. При использовании ЧМ-РЛС представляется возможной более простая практическая реализация корреляционного метода измерения высоты неровностей отражающей поверхности, поскольку применяется одноканальная РЛС.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В большинстве практических случаев величина облучаемой площадки поверхности оказывается заметно больше геометрических размеров ее неровностей, что обусловлено высотой полета и шириной ДН. Отраженное поле в этом случае формируется от множества неровностей поверхности и при формировании оценки высоты в радиовысотомере происходит статистическое усреднение по всем наклонным дальностям. Рельеф поверхности при этом в показаниях высотомера сглаживается и высотомер его не воспроизводит. Поэтому определение шероховатости отражающей поверхности требует дополнительной обработки принимаемого сигнала, флуктуации которого вызваны неровностями рельефа.

Далее рассматривается движение носителя РЛС в декартовой системе координат XYZ параллельно плоскости XOY , вектор скорости горизонтального полета V_0 составляет с осью X угол α , лучи антенны коллинеарны вертикальной оси Z , а центр облучаемой площадки совпадает с началом координат ($x = 0$; $y = 0$; $z = 0$). Функцию $h(x, y)$, описывающую рельеф поверхности в любой заданный момент времени t , можно представить в виде суммы двух составляющих,

каждая из которых описывается независимой случайной функцией с нулевым средним значением:

$$h(x, y) = h_1(x, y) + h_2(x, y). \quad (1)$$

Функция $h_1(x, y)$ описывает высоты крупных неровностей земной поверхности (крупных волн, применительно к морю), а функция $h_2(x, y)$ – высоты всех остальных более мелких. В этом случае крупные и мелкие неровности (волны) будут характеризоваться, соответственно, пространственными корреляционными функциями вида:

$$\begin{aligned} B_{h_1}(\Delta x, \Delta y) &= \sigma_{h_1}^2 \rho_{h_1}(\Delta x, \Delta y) = \\ &= \sigma_{h_1}^2 \exp[-(\Delta x^2 + \Delta y^2)/l_{h_1}^2] \cos(2\pi\Delta x/\Lambda_x) \cos(2\pi\Delta y/\Lambda_y), \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} B_{h_2}(\Delta x, \Delta y) &= \sigma_{h_2}^2 \rho_{h_2}(\Delta x, \Delta y) = \\ &= \sigma_{h_2}^2 \exp[-(\Delta x^2 + \Delta y^2)/l_{h_2}^2], \end{aligned} \quad (3)$$

где Δ_x, Δ_y – смещение в горизонтальной плоскости; Λ_x, Λ_y – средняя длина периодичности рельефа поверхности в направлении координат x, y ; l_{h_1}, l_{h_2} – интервалы корреляции крупных и мелких неровностей рельефа, соответственно; $\sigma_{h_1}, \sigma_{h_2}$ – среднеквадратические значения высот крупных и мелких неровностей. На функции $h_1(x, y)$ и $h_2(x, y)$ накладываются следующие ограничения, которые в большинстве практических случаев могут быть приняты:

$$\left| \frac{dh_1}{dx} \right| \leq 0,5; \quad \left| \frac{dh_2}{dx} \right| \leq 0,2; \quad \left| \frac{dh_2}{dy} \right| \leq 0,2 \quad (4)$$

и
$$\sigma_{h_1} \gg \sigma_{h_2} > \lambda \setminus 4, \quad (5)$$

где λ – длина излучаемой волны. Так же полагается, что размеры облучаемой площадки превышают радиус корреляции функции $h(x, y)$. Указанные условия позволяют при решении задачи воспользоваться приближением Кирхгофа [5], считать когерентную составляющую отраженного сигнала отсутствующей, а поля основных поляризаций совпадающими. В этом случае квадратурные составляющие отраженного сигнала можно считать нормальными случайными процессами с нулевым средним значением. Задача состоит в том, чтобы определить функциональную связь параметров шероховатости поверхности со статистическими характеристиками отраженного сигнала с учетом влияния параметров движения носителя (влияние скорости, флуктуации углов крена и тангажа).

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

При выполнении условий (1)–(5) отраженный сигнал можно считать нормальным случайным процессом, который полностью характеризуется корреляционными $B_{11}(\tau) = B_{22}(\tau)$ и взаимокорреляционными функциями $B_{12}(\tau) = B_{21}(\tau)$ его квадратурных составляющих. В общем виде эти функции описываются выражениями:

$$\begin{aligned} B_{11}(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U_1(h_1, h_2) \cdot U_1(h_1^*, h_2^*) \times \\ &\times W_4(h_1, h_2, h_1^*, h_2^*) \cdot dh_1 \cdot dh_2 \cdot dh_1^* \cdot dh_2^*, \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} B_{12}(\tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} U_1(h_1, h_2) \cdot U_2(h_1^*, h_2^*) \times \\ &\times W_4(h_1, h_2, h_1^*, h_2^*) \cdot dh_1 \cdot dh_2 \cdot dh_1^* \cdot dh_2^*, \end{aligned} \quad (7)$$

где $U_1(h_1, h_2), U_2(h_1, h_2)$ – квадратурные составляющие отраженного сигнала; $h_1 = h_1(t)$ и $h_2 = h_2(t)$ – высота крупной и мелкой, соответственно, неровности рельефа отражающей поверхности в момент времени t ; $h_1^* = h_1(t + \tau)$; и $h_2^* = h_2(t + \tau)$; – высота крупной и мелкой неровности в момент времени $(t + \tau)$; τ – временной сдвиг; $W_4(h_1, h_2, h_1^*, h_2^*)$ – совместный закон распределения плотности вероятности случайных величин h_1, h_2, h_1^*, h_2^* . Квадратурные составляющие определяются следующим образом [5]:

$$\begin{aligned} U_1(h) &= Q\sqrt{P} \int_S G_{\text{пн}}(x, y) \cdot G_{\text{пц}}(x, y) \times \\ &\times \cos[4\pi(\Delta R f_1 - h f_1)/c] dx dy; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} U_2(h) &= Q\sqrt{P} \int_S G_{\text{пн}}(x, y) \cdot G_{\text{пц}}(x, y) \times \\ &\times \sin[4\pi(\Delta R f_1 - h f_1)/c] dx dy, \end{aligned} \quad (9)$$

где Q – постоянная, зависящая от параметров радиолокатора и коэффициента отражения Френеля K_{f_0} ; P – излучаемая мощность; $\Delta R = (R_1 - R_0)$ – разность хода лучей; c – скорость света; R_1 – текущее расстояние между излучателем и элементом средней плоскости поверхности; R_0 – расстояние между излучателем и центром облучаемой площадки (при вертикальном облучении $R_0 = H_0$ – высота полета); $f_1 = [\omega_0 - f'(t)] \cdot (2\pi)^{-1}$; $f(t)$ – модулирующая функция; ω_0 – круговая частота излучения; $G_{\text{пн}}(x, y), G_{\text{пц}}(x, y)$ – ДН приемной, передающей антенны. В рассматриваемом случае приемная и передающая антенны полагаются идентичными, осесимметричными, имеющими гауссову аппроксимацию ДН вида:

$$G_{\text{пн}}^2(x, y) \cdot G_{\text{пц}}^2(x, y) = \exp[-5,5(x^2 + y^2)/H_0^2 \cdot \theta_A^2], \quad (10)$$

где θ_A – ширина ДН по уровню половинной мощности. Выражения (6), (7) после подстановки (8)–(10) приводятся к виду [6]:

$$B_{11}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} W_2(h, h^*) \frac{Q^2 P}{2} \int_S \int_S G_{\text{нм}}^2(x, y) \cdot G_{\text{нд}}^2(x, y) \times \\ \times \left\{ \frac{\sin \left[\frac{4\pi}{c} (\Delta R f_1 - \Delta R^* f_2) - \frac{4\pi}{c} (h f_1 - h^* f_2) \right]}{\cos \left[\frac{4\pi}{c} (\Delta R f_1 - \Delta R^* f_2) - \frac{4\pi}{c} (h f_1 - h^* f_2) \right]} \right\} + \\ + \left\{ \frac{\sin \left[\frac{4\pi}{c} (\Delta R f_1 + \Delta R^* f_2) - \frac{4\pi}{c} (h f_1 + h^* f_2) \right]}{\cos \left[\frac{4\pi}{c} (\Delta R f_1 + \Delta R^* f_2) - \frac{4\pi}{c} (h f_1 + h^* f_2) \right]} \right\} \times \\ \times dx dx^* dy dy^* dh dh^*, \quad (11)$$

где $f_2 = [\omega_0 - f'(t + \tau)] \cdot (2\pi)^{-1}$; $h = h_1(t) + h_2(t)$; $h^* = h(t + \tau)$, ΔR^* – значение функции $\Delta R(t)$ в момент времени $(t + \tau)$; $x^* = x + \Delta x$; $y^* = y + \Delta y$.

Двумерная плотность вероятности $W_2(h, h^*)$, как плотность вероятности двух независимых случайных функций $h_1(x, y)$ и $h_2(x, y)$ с нормальным распределением, также будет подчиняться нормальному закону распределения с корреляционной функцией:

$$B_h(\Delta x, \Delta y) = \sigma_h^2 \cdot \rho_h(\Delta x, \Delta y) = \\ = \sigma_{h_1}^2 \cdot \rho_{h_1}(\Delta x, \Delta y) + \sigma_{h_2}^2 \cdot \rho_{h_2}(\Delta x, \Delta y). \quad (12)$$

Так, как по определению $\sigma_{h_1}^2 \gg \sigma_{h_2}^2$, можно записать:

$$\sigma_h^2 \cdot \rho_h(\Delta x, \Delta y) \approx \sigma_{h_1}^2 \cdot \rho_{h_1}(\Delta x, \Delta y). \quad (13)$$

С учетом (13) в результате интегрирования выражение (11) преобразуется к виду:

$$B_{11}(\tau) = \frac{Q^2 P}{2} \int_S \int_S G_{\text{нм}}^2(x, y) \cdot G_{\text{нд}}^2(x, y) \cdot B(\Delta x, \Delta y) \times \\ \times \frac{\sin \left[\frac{4\pi}{c} (\Delta R f_1 - \Delta R^* f_2) \right]}{\cos \left[\frac{4\pi}{c} (\Delta R f_1 - \Delta R^* f_2) \right]} dx dx^* dy dy^* + \\ + \frac{Q^2 P}{2} \int_S \int_S G_{\text{нм}}^2(x, y) \cdot G_{\text{нд}}^2(x, y) \cdot B_1(\Delta x, \Delta y) \times \\ \times \frac{\sin \left[\frac{4\pi}{c} (\Delta R f_1 + \Delta R^* f_2) \right]}{\cos \left[\frac{4\pi}{c} (\Delta R f_1 + \Delta R^* f_2) \right]} dx dx^* dy dy^*, \quad (14)$$

где

$$B(\Delta x, \Delta y) = \exp\left(-\frac{\sigma_h^2 \cdot \Delta k^2}{2}\right) \cdot \exp\{-\sigma_h^2 k_1 k_2 [1 - \rho_h(\Delta x, \Delta y)]\}; \\ B_1(\Delta x, \Delta y) = \exp\left(-\frac{\sigma_h^2 \cdot \Delta k^2}{2}\right) \cdot \exp\{-\sigma_h^2 k_1 k_2 [1 + \rho_h(\Delta x, \Delta y)]\}; \\ k_1 = 4\pi \cdot f_1 / c; \quad k_2 = 4\pi \cdot f_2 / c; \\ \Delta k = k_1 - k_2 = 4\pi \cdot \Delta F / c, \quad (15)$$

$\Delta F = W\tau / T_M$; $\Delta F = 2W\tau / T_M$ – при модуляции частоты излучения ЧМ-РЛС по пилообразному закону несимметричному и симметричному, соответственно; W – девиация частоты; T_M – период модуляции частоты излучаемого сигнала

Выражение (14) можно упростить, пренебрегая вторым слагаемым, поскольку оно сводится к интегралу от гармонической функции с периодом, значительно меньшим, чем период изменения остальных сомножителей подынтегральной функции, а также в связи с малостью величины сомножителя: $\exp\{-\sigma_h^2 k_1 k_2 [1 + \rho_h(\Delta x, \Delta y)]\}$ подынтегральной функции $B_1(\Delta x, \Delta y)$.

В диапазоне СВЧ всегда справедливо соотношение $\sigma_h \gg \lambda / 4$, поэтому произведение $\sigma_h \sqrt{k_1 k_2}$ достаточно велико и множитель $\exp\{-\sigma_h^2 k_1 k_2 [1 + \rho_h(\Delta x, \Delta y)]\}$ стремится к нулю даже в случае близких к единице значений коэффициента корреляции $\rho_h(\Delta x, \Delta y)$. Это позволяет разложить функцию $\rho_h(\Delta x, \Delta y)$ в ряд Тейлора по степеням отклонений Δx и Δy и отбросить члены высшего порядка малости. Учитывая, равенство нулю первых производных $(\rho_h)'_x|_{\Delta x=0} = 0$ и $(\rho_h)'_y|_{\Delta y=0} = 0$, можно записать:

$$\rho_h(\Delta x, \Delta y) \approx 1 + \frac{1}{2} (\rho_h)''_x \cdot \Delta x^2 + \frac{1}{2} (\rho_h)''_y \cdot \Delta y^2. \quad (16)$$

С учетом (16), выражение (15) приводится к виду:

$$B(\Delta x, \Delta y) = \exp[-2\sigma^2 \pi \cdot \Delta(F/c)] \times \\ \times \exp\left[-\frac{8\pi^2 \sigma_h^2}{\lambda^2} \left(\frac{2}{l_h^2} + \frac{4\pi^2}{\Lambda^2}\right)\right] (\Delta x^2 + \Delta y^2), \quad (17)$$

где поверхность полагается изотропной $\Lambda = \Lambda_x = \Lambda_y$.

Так как центр облучаемой площадки совпадает с началом координат, для величины $(\Delta R f_1 - \Delta R^* f_2)$, входящей в подынтегральное выражение (14), имеем:

$$(\Delta R f_1 - \Delta R^* f_2) = \frac{x^2 \Delta F}{2H_0} + \frac{y^2 \Delta F}{2H_0} - \frac{f_0}{H_0} \Delta x \cdot x - \\ - \frac{f_0}{H_0} \Delta y \cdot y + \frac{f_0}{H_0} V_x \cdot x \cdot \tau + \frac{f_0}{H_0} V_y \cdot y \cdot \tau, \quad (18)$$

где $V_x = V_0 \cdot \cos \alpha$; $V_y = V_0 \cdot \sin \alpha$; $V_z = 0$ составляющие вектора скорости носителя ЧМ-РЛС.

В результате подстановки выражений (17) и (18) в формулу (14) и достаточно громоздких вычислений интеграла, функции $B_{11}(\tau)$ и $B_{22}(\tau)$ приводятся к виду:

$$B_{11}(\tau) = B_{22}(\tau) = K \cdot A(\tau) \cdot \cos[\varphi(\tau)]; \quad (19)$$

где $K = \frac{G \cdot A_{\text{эф}} \cdot R_A \cdot P \cdot \theta_A^2 \cdot K_{f_0}^2}{16\pi \cdot H_0^2 (5,5 \cdot a_{\text{м}}^2 + \theta_A^2)}$; $a_{\text{м}}^2 = \sigma_h^2 \left(\frac{4}{j_h^2} + \frac{8\pi^2}{\Lambda^2}\right)$; G – коэффициент усиления антенны; $A_{\text{эф}}$ – эффектив-

ная поверхность антенны; R_A – сопротивление антенны; a_m^2 – параметр шероховатости поверхности [5]; $g_1 = 2\pi \times a_m^2 \cdot \xi \cdot H_0 \cdot \Delta F / c$; $g_2 = 2\pi \cdot V_0 \cdot a_m \cdot \sqrt{\xi} / \lambda$; $\xi = \theta_A^2 \div (5,5 \cdot a_m^2 + \theta_A^2)$.

После аналогичных вычислений выражения для взаимокорреляционных функций квадратурных составляющих приводятся к виду:

$$B_{12}(\tau) = -B_{21}(\tau) = K \cdot A(\tau) \cdot \sin[\varphi(\tau)]. \quad (20)$$

Корреляционная функция комплексной огибающей сигнала определяется следующим образом:

$$B_E(\tau) = B_{11}(\tau) + B_{22}(\tau) + j[B_{12}(\tau) - B_{21}(\tau)]. \quad (21)$$

Тогда с учетом соотношений (19), (20) модуль нормированной корреляционной функции комплексной огибающей отраженного сигнала имеет вид:

$$|\rho(\tau)| = \frac{\sqrt{B_{11}^2(\tau) + B_{12}^2(\tau)}}{B_{11}(0)} = \exp\left[-2\sigma_h^2 \left(\frac{2\pi \cdot \Delta F}{c}\right)^2\right] \cdot (1 + g_1^2)^{-\frac{1}{2}} \exp\left(-\frac{g_2^2 \cdot \tau^2}{1 + g_1^2}\right). \quad (22)$$

Для линейного и квадратичного режима детектирования, используя известные соотношения, можно получить, соответственно, коэффициент корреляции огибающей и коэффициент корреляции квадрата огибающей выходного сигнала:

$$R_E(\tau) = \rho^2(\tau); \quad R_{E^2}(\tau) = \rho^2(\tau) \cdot \pi/4(4 - \pi). \quad (23)$$

Эти коэффициенты отличаются между собой только постоянными множителями. Таким образом, оба режима детектирования практически равноценны в алгоритме обработки отраженного сигнала.

Как следует из выражения (22), точность рассматриваемого корреляционного метода определения неровностей отражающей поверхности определяется вторым и третьим декоррелирующими множителями. Второй множитель учитывает декорреляцию отраженного сигнала, которая обусловлена шириной ДН, а третий множитель, кроме того, учитывает декорреляцию, вызванную движением носителя РЛС. При уменьшении ширины ДН, как видно из полученных соотношений (19), декоррелирующие множители устремляются к единице и точность измерений повышается, поскольку для заданного фиксированного значения ΔF величина модуля нормированной корреляционной функции комплексной огибающей отра-

женного сигнала будет определяться только средне-квадратической величиной неровностей рельефа отражающей поверхности.

Используя рассмотренный подход к решению поставленной задачи, можно показать и учесть влияние других параметров движения носителя на точность метода, в частности, случайных флуктуаций углов крена и тангажа.

ВЫВОДЫ

В результате проведенного анализа получены функциональные связи, являющиеся основополагающими для выбора алгоритма обработки отраженного сигнала. Показано, что в условиях движения носителя декорреляция отраженного сигнала определяется шириной ДН и высотой полета аналогично тому, как это происходит в статических условиях.

Для уменьшения погрешности измерений следует использовать антенны с узкими ДН. С ростом высоты полета требование к сужению ДН ужесточаются, необходимо принятие мер по стабилизации ориентации антенн в пространстве.

Движение носителя вызывает дополнительно декорреляцию отраженного сигнала, что приводит к увеличению общей погрешности. Эта составляющая погрешности также уменьшается при сужении ДНА.

Представляется возможным в дальнейшем путем пространственной фильтрации, обрабатывая не весь спектр сигнала биений частотного высотомера, а только несколько первых гармонических составляющих, которые формируются основной дальномерной зоной, уменьшить влияние ширины ДН и обеспечить стабильную ориентацию угла визирования по нормали к поверхности.

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Вопросы перспективной радиолокации : коллективная монография / под ред. А. В. Соколова. – М. : Радиотехника, 2003. – 512 с.
2. Мироненко П. П. Параметрический алгоритм реконструкции эхо-сигналов в задачах локации / П. П. Мироненко, В. А. Безуглый // Аэрофизика и космические исследования : тр. науч. конф. МФТИ, 2006. – М. : Долгопрудный, 2006. – С. 8.
3. Plant W. J. Remote sensing of the sea surface using one and two-frequency microwave techniques / W. J. Plant, D. L. Schuler // Radio Science. – 1980. – V. 15, No. 3. – P. 605615.
4. Некрасов А. В. Измерение скорости и направления ветра над морской поверхностью с борта гидросамолета в целях обеспечения его безопасной посадки на воду / А. В. Некрасов // Информационное противодействие угрозам терроризма. – 2007. – № 9. – С. 1735.
5. Зубкович С. Г. Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от земной поверхности / С. Г. Зубкович. – М. : Сов. радио, 1968. – 224 с.
6. Ибрагимов О. М. Использование радиовысотомеров для измерения шероховатости земной поверхности / О. М. Ибрагимов, В. Н. Парфентьев, В. П. Прахов //

Методы обработки сигналов : сб. науч. тр. – Вып. № 94. – Моск. энерг. ин-т. – М. : 1986. – С. 41–44.

Надійшла 27.03.2009
Після доробки 29.04.2009

Розглядається задача визначення середньоквадратичної висоти нерівностей рельєфу земної поверхні за допомогою частотного радіо вимірювача. Подані основні результати теоретичного аналізу кореляційної функції

відбитого сигналу, отриманої з урахуванням впливу параметрів руху носія.

A problem is considered for the terrain roughness root mean square height measurement with the FM radio altimeter. Basic results of theoretical analysis of received signal correlation function in view of the carrier motion parameters influence are presented.

УДК 621.384.3

С. В. Морщавка, Д. М. Пиза, Е. Л. Белоусов

ИНФОРМАЦИОННАЯ ТЕХНОЛОГИЯ ОБРАБОТКИ ПРОПАШНЫХ КУЛЬТУР. РАДИОМЕТРИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ¹

Проведены полигонные экспериментальные исследования спектральных характеристик растений с высокой разрешающей способностью. Произведен выбор приемлемого алгоритма распознавания. Показано, что предложенный метод дискриминационного анализа позволяет реализовать среднюю вероятность правильной классификации более 80 %. Полученные результаты показывают принципиальную возможность реализации интеллектуальных технологий в сельскохозяйственном производстве.

ВВЕДЕНИЕ

Известно, что существующие технологии защиты пропашных культур используют механический способ обработки междурядий и механический метод обработки растений в рядке. При этом распыление гербицидов для уничтожения сорных растений производят непрерывно, независимо от того, есть ли на данном участке рядка сорные растения или нет. Недостатки такой технологии очевидны. Во-первых, неоправданно растет количество используемых гербицидов, что приводит к существенному росту затрат на обработку пропашных культур, а также к тотальному загрязнению окружающей среды (грунты, водоемы, атмосфера Земли). Во-вторых, распыление гербицидов на участках, где нет сорных, но есть полезные растения, приводит к накоплению в продуктах питания применяемых гербицидов и продуктов их разложения.

Вполне очевидно, что при современном развитии информационных технологий, теории распознавания, адаптивных методов управления представляется возможным существенным образом изменить технологию возделывания пропашных культур.

В работах [1–3] предложена и запатентована информационная технология обработки пропашных культур. Предложенная технология базируется на идее распознавания растений с классификацией их на два класса: полезные и сорные. Апостериорная информация, полученная в результате распознавания, используется для реализации адаптивного управления рабочими органами сельскохозяйственной машины. При этом при химическом методе обработки гербициды вносятся только на тех интервалах, где есть сорняки.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В работе [1] была разработана методика получения данных о спектральных характеристиках отражения от растений. Она заключается в том, что для получения этих характеристик растение в рядке зондируется с бокового направления световым излучением разных длин волн (рис. 1). Отраженное от растения излучение принимается и обрабатывается приемником. Из рис. 1 следует, что система является би-статической [3]. Пространственное разрешение достигается за счет использования перекрещивающихся диаграмм направленности излучателя и приемника. В ранее опубликованных работах [1, 2] предпринимались попытки оценить как возможность классификации растений, так и определить вероятностные характеристики качества распознавания. Однако, разрешающая способность экспериментальной установки, с помощью которой осуществлялся набор отраженных сигналов, была недостаточной. Поэтому, а также

© Морщавка С. В., Пиза Д. М., Белоусов Е. Л., 2009

1. Статья написана по результатам совместного украинско-египетского научно-технического проекта «Информационная технология обработки пропашных культур с использованием методов распознавания растительных объектов».