

УДК 621.396

ВЫСОКОТОЧНЫЙ СВЧ-ПОЛЯРИМЕТР

А.Г. ГУЛЯН, Р.М. МАРТИРОСЯН, Г.А. ПИРУМЯН

Институт радиофизики и электроники НАН Армении

(Поступила в редакцию 13 сентября 2006 г.)

Предложена структурная схема одновременной оценки поляризационных параметров измеряемого СВЧ сигнала. В результате анализа источников систематических ошибок найдены законы амплитудной и фазовой модуляции входных сигналов, обеспечивающие слабую зависимость точности измерения поляризационных параметров от источников систематических погрешностей. Получены аналитические выражения для среднеквадратических погрешностей измерителя.

1, Введение

Для получения полной информации о частично-поляризованном электромагнитном излучении наряду с амплитудными и фазовыми параметрами его компонент следует исследовать также поляризационные свойства излучения.

С развитием систем дистанционного зондирования стали возможны исследование и экологический мониторинг окружающей среды [1-3]. В этой области радиополяриметрия позволяет решать целый ряд задач, таких как оценка состояния техногенных объектов, описание водных и растительных систем, оценка состояния земной коры и т.д. Общим условием решения вышеизложенных задач является возможность одновременного и высокоточного измерения поляризационных характеристик электромагнитного излучения.

2. Основные источники систематических ошибок СВЧ-поляриметров

При разработке двухканальных и многоканальных СВЧ-поляриметров, даже при идеальной развязке между каналами, первостепенным становится вопрос идентичности каналов. С целью устранения систематических ошибок измерений, связанных с многоканальностью, становится перспективным исследование возможностей одноканальной обработки СВЧ-сигнала.

Принцип работы предложенного поляриметра основан на выделении ортогональных компонент измеряемого СВЧ-сигнала с дальнейшей амплитудно-фазовой модуляцией компонент по специальным законам, их объединений в один канал, последующем усилении, детектировании и регистрации.

Основными источниками систематических погрешностей измерения предложенного СВЧ-поляриметра являются:

- неточность выставления величины фазового индекса ($\Delta\varphi$) фазового модулятора;
- паразитная амплитудная модуляция, сопутствующая фазовой модуляции;
- паразитная фазовая модуляция, сопутствующая амплитудной модуляции;
- неидеальная развязка входов разделителя поляризации;
- частичное взаимное проникновение перпендикулярных компонент СВЧ-сигнала из-за рассогласования СВЧ входных элементов (кросс-поляризация).

Казалось бы, наиболее прямым и простым путем снижения вышеуказанных ошибок может быть выбор качественных амплитудных и фазовых коммутаторов и тщательное согласование элементов СВЧ-тракта. Однако с практической точки зрения этот путь не пригоден, т.к. улучшение точности измерения достигается лишь в очень узкой полосе частот, в малом динамическом диапазоне.

Более перспективным, на наш взгляд, является нахождение законов преобразования и обработки СВЧ-сигналов, обеспечивающих слабую зависимость систематических ошибок измерения от вышеуказанных источников ошибок. Такой поляриметр должен иметь избирательный выход, а законы амплитудно-фазовой модуляции ортогональных компонент СВЧ-сигнала должны выбираться таким образом, чтобы отраженные, проникающие из одного канала в другой СВЧ фазомодулированные сигналы, добавочно модулируясь, не имели бы в своем спектре основной гармоники соответствующего входного канала. Кроме того, избирательный выходной канал должен быть настроен на возможную минимальную гармонику фазомодулированных сигналов, чтобы усреднение за один период значения погрешностей амплитуды и разности фаз от паразитной амплитудной и фазовой модуляции были минимальными.

3. Теоретическое обоснование работы высокоточного поляриметра

Рассмотрим работу поляриметра со специальными законами амплитудно-фазовой модуляции входных СВЧ ортогональных компонент, позволяющими измерять следующие параметры СВЧ-излучения:

$$\begin{aligned} I &= E_x^2 + E_y^2, & Q &= E_x^2 - E_y^2, \\ U_1 &= 2E_x E_y, & V_1 &= \varphi_y - \varphi_x = \varphi, \end{aligned} \quad (1)$$

где $E_x, E_y, \varphi_x, \varphi_y$ – соответственно, амплитуды и фазы поляризационных компонент СВЧ-сигнала в данном базисе. Структурная схема поляриметра приведена на рис.1.

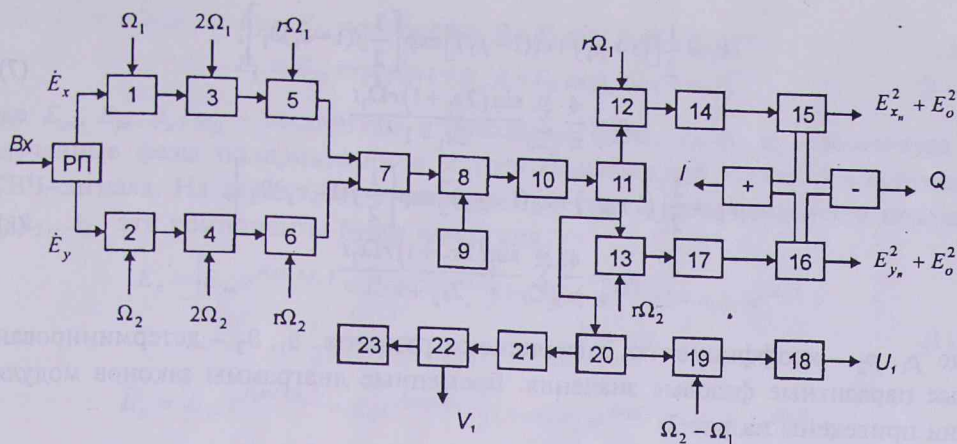


Рис. 1. Структурная схема высокочастотного СВЧ-поляриметра. 1-4 – фазовые модуляторы, 5,6 – амплитудные модуляторы, 7 – СВЧ-сумматор, 8 – СВЧ-смеситель, 9 – гетеродин, 10 – усилитель промежуточной частоты, 11 – СВЧ квадратурный детектор, 12,13 – синхронный детектор, 14,17 – интегратор, 15,16 – усилитель постоянного тока, 18 – линейный детектор, 19 – низкочастотный избирательный усилитель, 20 – синхронный фильтр, 21 – усилитель-ограничитель, 22 – низкочастотный фазометр, 23 – генератор опорных напряжений.

Пусть фазовый модулятор 1 коммутирует ортогональную компоненту СВЧ-излучения $\dot{E}_x$ с циклической частотой Ω_1 , с фазовым индексом " $\pm\alpha_1$ " и со значением паразитной амплитудной модуляции m_1 . Тогда его коэффициент передачи будет [4]

$$K_1 = (1 + m_1 a_1) \exp(j a_1 \alpha_1), \quad (2)$$

где

$$a_1 = \frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\sin(2k+1)\Omega_1 t}{2k+1} = \begin{cases} 1, & \text{при } 2\pi n < \Omega_1 t < \pi + 2\pi n \\ -1, & \text{при } -\pi + 2\pi n < \Omega_1 t < 2\pi n \end{cases}. \quad (3)$$

Соответственно, для фазовых модуляторов 2,3,4 будем иметь:

$$k_2 = (1 + m_2 a_2) \exp(j a_2 \alpha_2), \quad a_2 = \frac{4}{\pi} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{\sin(2i+1)\Omega_1 t}{2i+1}, \quad (4)$$

$$k_3 = (1 + n_1 b_1) \exp(j b_1 \beta_1), \quad b_1 = \frac{4}{\pi} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{\sin(2l+1)2\Omega_1 t}{2l+1}, \quad (5)$$

$$k_4 = (1 + n_2 b_2) \exp(j b_2 \beta_2), \quad b_2 = \frac{4}{\pi} \sum_{s=0}^{\infty} \frac{\sin(2s+1)2\Omega_2 t}{2s+1}, \quad (6)$$

где m_2, n_1, n_2 – значения паразитных амплитудных модуляций, а $\alpha_2, \beta_1, \beta_2$ – фазовые индексы модуляторов 2,3,4.

Амплитудные модуляторы 5,6 работают по принципу „да" или „нет" с циклическими частотами $r\Omega_1$ и $r\Omega_2$ и с коэффициентами передач

$$k_5 = \frac{1}{2}[(1+p_1) + c_1(1-p_1)] \exp\left[\frac{1}{2}j(1-c_1)\vartheta_1\right],$$

$$c_1 = \frac{4}{\pi} \sum_{s_1=0}^{\infty} \frac{\sin(2s_1+1)r\Omega_1 t}{2s_1+1},$$

$$k_6 = \frac{1}{2}[(1+p_2) + c_2(1-p_2)] \exp\left[\frac{1}{2}j(1-c_2)\vartheta_2\right],$$

$$c_2 = \frac{4}{\pi} \sum_{s_2=0}^{\infty} \frac{\sin(2s_2+1)r\Omega_2 t}{2s_2+1},$$

где p_1, p_2 – коэффициенты, зависящие от развязок, ϑ_1, ϑ_2 – детерминированные паразитные фазовые значения. Временные диаграммы законов модуляции приведены на рис.2.

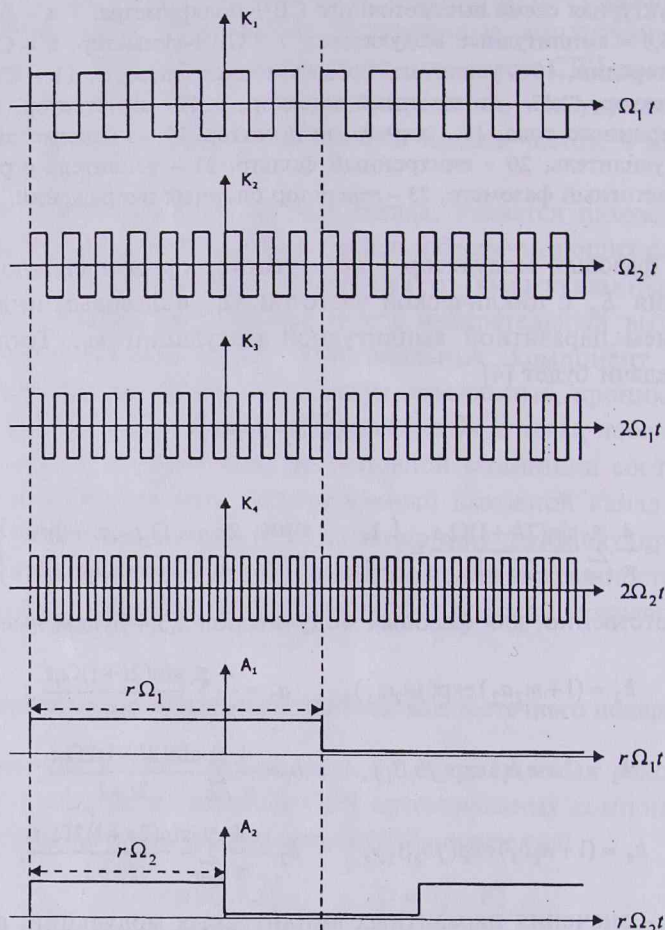


Рис.2. Временные диаграммы законов модуляции.

Пусть на вход поляриметра подается частично-поляризованный СВЧ сигнал с ортогональными компонентами

$$\dot{E}_x = E_{xn} \exp[j(\omega t + \varphi_x)] + E_0 \exp[j(\omega t + \varphi_1)], \quad (9)$$

$$\dot{E}_y = E_{yn} \exp[j(\omega t + \varphi_y)] + E_0 \exp[j(\omega t + \varphi_2)], \quad (10)$$

где E_{xn} , E_{yn} , φ_x , φ_y – амплитуды и начальные фазы, E_0 , φ_1 , φ_2 – амплитуда и случайные фазы поляризованной и неполяризованной частей измеряемого СВЧ-сигнала. На входе СВЧ-сумматора 7, с учетом коэффициентов передач $k_1, k_2, \dots, k_6$, эти компоненты будут иметь вид

$$\dot{E}_x = [E_{xn} e^{j(\omega t + \varphi_x)} + E_0 e^{j(\omega t + \varphi_1)}] (1 + m_1 a_1) e^{ja_1 \alpha_1} (1 + n_1 b_1) e^{jb_1 \beta_1} \times \\ \times \frac{1}{2} [(1 + p_2) + c_2 (1 - p_2)] e^{\frac{1}{2} j(1-c_1) \vartheta_1}, \quad (11)$$

$$\dot{E}_y = [E_{yn} e^{j(\omega t + \varphi_y)} + E_0 e^{j(\omega t + \varphi_2)}] (1 + m_2 a_2) e^{ja_2 \alpha_2} (1 + n_2 b_2) e^{jb_2 \beta_2} \times \\ \times \frac{1}{2} [(1 + p_2) + c_2 (1 - p_2)] e^{\frac{1}{2} j(1-c_2) \vartheta_2}. \quad (12)$$

На выходе СВЧ квадратичного детектора 11 низкочастотный сигнал будет таким:

$$U = f_1 (\dot{E}_x + \dot{E}_y) (\dot{E}_x^* + \dot{E}_y^*) + E_n^2 = f_1 (\dot{E}_x \dot{E}_x^* + \dot{E}_y \dot{E}_y^*) + f_1 (\dot{E}_x \dot{E}_x^* + \dot{E}_y \dot{E}_y^*) + E_n^2, \quad (13)$$

где E_n^2 – мощность внутренних шумов поляриметра, f_1 – постоянный коэффициент, характеризующий приемник. Низкочастотный сигнал (13), проходя через синхронный детектор 12, интегратор 14 и усилитель постоянного тока 15, преобразуется в постоянное напряжение:

$$\varepsilon_1 = \frac{\chi_1'}{2} (E_{xn}^2 + E_0^2) (1 + 2m_1) + (1 + 2n_1) \approx \chi_1 (E_{xn}^2 + E_0^2). \quad (14)$$

Соответственно, на выходе 16 будем иметь:

$$\varepsilon_2 = \frac{\chi_2'}{2} (E_{yn}^2 + E_0^2) (1 + 2m_2) + (1 + 2n_2) \approx \chi_2 (E_{yn}^2 + E_0^2), \quad (15)$$

где не учтены малые величины высших порядков, а χ_1, χ_2 – постоянные коэффициенты, обусловленные параметрами синхронных детекторов, интеграторов и усилителей постоянного тока. Из выражений (14), (15) следует, что при предложенной обработке СВЧ-сигнала каждая ветвь поляриметра может работать как модуляционный радиометр с частотой модуляции $r\Omega_i$. Часть продетектированного сигнала, проходя через настроенный на $\Omega = \Omega_1 - \Omega_2$ циклическую частоту синхронный фильтр 20 и усиливаясь узкополосным усилителем-ограничителем 19, имеет вид

$$\varepsilon_3 = \chi_3' E_{xn} E_{yn} \{ (1 + m_1 a_1) (1 + m_2 a_2) (1 + n_1 b_1) (1 + n_2 b_2) \times \\ \times \frac{1}{4} [(1 + p_1) + c_1 (1 - p_1)] [(1 + p_2) + c_2 (1 - p_2)] S \}_{\Omega}, \quad (16)$$

$$S = \cos \left\{ \varphi + (a_1 \alpha_1 - a_2 \alpha_2) + (b_1 \beta_1 - b_2 \beta_2) + \frac{1}{2} [(1 - c_1) \vartheta_1 - (1 - c_2) \vartheta_2] \right\}, \quad (17)$$

где $\varphi = \varphi_x - \varphi_y$. Обозначим $\varphi + (w_1\alpha_1 - w_2\alpha_2) + (b_1\beta_1 - b_2\beta_2) = \Phi$ и рассмотрим последние два множителя выражения (16):

$$A = [(1+p_1) + c_1(1-p_1)][(1+p_2) + c_2(1-p_2)] \cos \left\{ \Phi + \frac{1}{2}[(1-c_1)\vartheta_1 - (1-c_2)\vartheta_2] \right\}_\Omega. \quad (18)$$

В зависимости от величин коэффициентов c_1 и c_2 (1 или -1), выражения (18) примут следующие значения:

$$\begin{aligned} c_1 = c_2 = 1 &\Rightarrow A = \cos \Phi; \quad c_1 = 1, \quad c_2 = -1 \Rightarrow A = 4p_2 \cos(\Phi - \vartheta_2), \\ c_1 = -1, \quad c_2 = 1 &\Rightarrow A = 4p_1 \cos(\Phi + \vartheta_1); \quad c_1 = c_2 = -1 \Rightarrow A = 4p_1 p_2 \cos(\Phi + \vartheta_1 - \vartheta_2) \rightarrow 0. \end{aligned} \quad (19)$$

Ввиду того, что значения A повторяются с частотой $r\Omega$, их вклад в основной сигнал незначителен, и, допуская приближение $\vartheta_1 = \vartheta_2 \rightarrow 0$, с учетом [5] выражение (17) примет вид

$$\begin{aligned} S = \cos \varphi [&(\cos \alpha_1 \cos \alpha_2 + a_1 a_2 \sin \alpha_1 \sin \alpha_2)(\cos \beta_1 \cos \beta_2 + b_1 b_2 \sin \beta_1 \sin \beta_2) - \\ &-(a_1 \sin \alpha_1 \cos \alpha_2 - a_2 \cos \alpha_1 \sin \alpha_2)(b_1 \sin \beta_1 \cos \beta_2 - b_2 \cos \beta_1 \sin \beta_2)] - \\ &-\sin \varphi [(a_1 \sin \alpha_1 \cos \alpha_2 - a_2 \cos \alpha_1 \sin \alpha_2)(\cos \beta_1 \cos \beta_2 + b_1 b_2 \sin \beta_1 \sin \beta_2) + \\ &+(\cos \alpha_1 \cos \alpha_2 + a_1 a_2 \sin \alpha_1 \sin \alpha_2)(b_1 \sin \beta_1 \cos \beta_2 - b_2 \cos \beta_1 \sin \beta_2)]. \end{aligned} \quad (20)$$

В идеальном случае, когда отсутствуют паразитные амплитудные и фазовые модуляции, обусловленные работой модуляторов 1-6, и с учетом [5], на выходе низкочастотного усилителя 21 получим:

$$\varepsilon_3 = \chi_3 E_{xn} E_{yn} \sin \alpha_1 \sin \alpha_2 [\cos \varphi \cos \Omega t \cos(\beta_1 - \beta_2) - \sin \varphi \sin \Omega t \sin(\beta_1 + \beta_2)]. \quad (21)$$

Из (19) следует, что ε_3 принимает максимальное значение при

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \frac{\pi}{2}, \quad \beta_1 = \beta_2 = \frac{\pi}{4}, \quad (22)$$

$$\varepsilon_{3\max} = \chi_3 E_{xn} E_{yn} \cos(\Omega t + \varphi). \quad (23)$$

Подавая этот сигнал на входы линейного детектора 18 и низкочастотного фазометра 22, на выходах получим напряжение и фазу, соответствующие $\chi_3 | \varepsilon_n |_{yn}$ и $\varphi = \varphi_x - \varphi_y$ [6].

4. Расчет систематических ошибок

В случае реального поляриметра, когда коэффициенты паразитных модуляций равны m_1, m_2, n_1, n_2 , вместо выражения (22) имеем:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \frac{\pi}{2} + \Delta\alpha_1; & \alpha_2 &= \frac{\pi}{2} + \Delta\alpha_2; \\ \beta_1 &= \frac{\pi}{4} + \Delta\beta_1; & \beta_2 &= \frac{\pi}{4} + \Delta\beta_2, \end{aligned} \quad (24)$$

где $\Delta\alpha_1, \Delta\alpha_2, \Delta\beta_1, \Delta\beta_2$ – погрешности модуляторов, обусловленные неидеальной установкой фазовых индексов, плохой развязкой и рассогласованием СВЧ входных элементов. Ввиду малости этих величин, при расчете система-

тических ошибок измерений будем пренебрегать малыми величинами выше второго порядка.

Рассмотрим выражение (16) почленно. Нетрудно видеть, что величина основного сигнала на выходе 19 будет

$$U_b = \chi'_3 E_{xn} E_{yn} (S)_\Omega. \quad (25)$$

Учитывая (3) – (8), получим:

$$U = \frac{8}{\pi} f_1 f_2 E_{xn} E_{yn} \sin \alpha_1 \sin \alpha_2 \{ \cos \varphi \cos \Omega t [\cos(\beta_1 - \beta_2)]_0 - \sin \varphi \sin \Omega t [\sin(\beta_1 + \beta_2)]_0 \} = \\ = Q E_{xn} E_{yn} [\cos(\Omega t + \varphi) + \Delta \beta_1 \Delta \beta_2 \cos(\Omega t - \varphi)], \quad (26)$$

где

$$Q = \frac{8 f_1 f_2}{\pi^2} \left(1 - \frac{\Delta \alpha_1^2 + \Delta \alpha_2^2 + \Delta \beta_1^2 + \Delta \beta_2^2}{2} \right). \quad (27)$$

Найдем приращение сигнала, вызванное паразитными амплитудными модуляциями, возникающими при фазовых коммутациях на входе:

$$U_{m_1} = f_1 f_2 E_{xn} E_{yn} m_1 (a_1 S)_\Omega \approx -m_1 Q E_{xn} E_{yn} \Delta \alpha_1 \sin(\Omega t + \varphi), \quad (28)$$

$$U_{m_2} = m_2 Q E_{xn} E_{yn} \Delta \alpha_2 \sin(\Omega t + \varphi), \quad (29)$$

$$U_{n_1} = Q E_{xn} E_{yn} \left[\frac{n_1 \Delta \beta_1}{2} \sin(\Omega t + \varphi) - \frac{n_1 \Delta \beta_2}{2} \sin(\Omega t - \varphi) \right], \quad (30)$$

$$U_{n_2} = Q E_{xn} E_{yn} \left[\frac{n_2 \Delta \beta_2}{2} \sin(\Omega t + \varphi) - \frac{n_2 \Delta \beta_1}{2} \sin(\Omega t - \varphi) \right], \quad (31)$$

$$U_{p_1} = Q E_{xn} E_{yn} \left[\frac{n_1 \Delta \beta_1}{2} \sin(\Omega t + \varphi) + \frac{n_1 \Delta \beta_2}{2} \sin(\Omega t + \varphi) \right], \quad (32)$$

$$U_{p_2} = Q E_{xn} E_{yn} \left[-\frac{n_2 \Delta \beta_2}{2} \sin(\Omega t + \varphi) - \frac{n_2 \Delta \beta_1}{2} \sin(\Omega t + \varphi) \right]. \quad (33)$$

Рассмотрим приращение сигнала, обусловленное взаимными паразитными амплитудными модуляциями входных модуляторов:

$$U_{n_1 n_2} = f_1 f_2 E_{xn} E_{yn} \frac{n_1 n_2}{4} [b_1 b_2 S]_\Omega \approx \frac{n_1 n_2}{4} Q E_{xn} E_{yn} \cos(\Omega t - \varphi). \quad (34)$$

Соответствующим образом, получая другие смешанные поправки, выражение (16) примет вид

$$U_\Omega = Q E_{xn} E_{yn} [\cos(\Omega t + \varphi) + d \sin(\Omega t + \varphi) + e \cos(\Omega t - \varphi) + h \sin(\Omega t - \varphi)], \quad (35)$$

где

$$d = m_2 \Delta \alpha_2 - m_1 \Delta \alpha_1; \quad e = \Delta \beta_1 \Delta \beta_2; \quad h = \Delta \beta_1 \Delta \beta_2 (p_1 - n_1 + p_2 - n_2). \quad (36)$$

Пренебрегая величинами выше второго порядка малости, получим

$$U_\Omega = Q E_{xn} E_{yn} (1 + \sqrt{e^2 + h^2} \cos \Phi) \cos[(\Omega t + \varphi) - (d + \sqrt{e^2 + h^2} \sin \Phi)], \quad (37)$$

где

$$\Phi = 2\varphi - d - \operatorname{arctg} \frac{h}{e}. \quad (38)$$

Подавая сигнал U_{Ω} на вход линейного детектора 18 и на один из входов низкочастотного фазометра 22, на их выходах с некоторыми погрешностями получим величины, пропорциональные U_1 и V_1 (см. рис.1).

Нетрудно убедиться, что погрешность измерения амплитудного параметра U_1 равна

$$\Delta K = 20 \lg [1 + \sqrt{e^2 + h^2} (\cos \Phi_2 - \cos \Phi_1)] \text{ дБ}, \quad (39)$$

а погрешность измерения параметра, характеризующегося разностью фаз между входными сигналами, имеет вид

$$\Delta \varphi = \sqrt{e^2 + h^2} (\sin \Phi_2 - \sin \Phi_1), \quad (40)$$

где

$$\Phi_1 = 2\varphi_x - d - \operatorname{arctg} \frac{h}{e}, \quad \Phi_2 = 2\varphi_y - d - \operatorname{arctg} \frac{h}{e}. \quad (41)$$

5. Оценка среднеквадратических ошибок

Рассмотрим неблагоприятный случай, когда величина среднеквадратических ошибок выставления фазовых индексов модуляторов $\pm \pi/4$ равна 5° , а величина дисперсии коэффициентов паразитной амплитудной модуляции $-0,35$ дБ, при среднем их значении 1 дБ. Тогда

$$\begin{aligned} <\Delta\beta_1> = <\Delta\beta_2> = <\Delta\alpha_1> = <\Delta\alpha_2> = 0, \\ \sqrt{\langle \Delta\beta_1^2 \rangle} = \sqrt{\langle \Delta\beta_2^2 \rangle} = \sqrt{\langle \Delta\alpha_1^2 \rangle} = \sqrt{\langle \Delta\alpha_2^2 \rangle} = \sigma = \frac{\pi}{36}, \end{aligned} \quad (42)$$

$$\begin{aligned} <m_1> = <m_2> = <n_1> = <n_2> = m_0 = 0,12, \\ \sqrt{\langle m_1^2 \rangle - m_0^2} = \sqrt{\langle n_1^2 \rangle - m_0^2} = q = 0,045. \end{aligned} \quad (43)$$

С учетом (35) и (36) получим:

$$\langle e^2 \rangle = \frac{1}{4}(\sigma^4 + q^4), \quad (44)$$

$$\langle h^2 \rangle = \frac{1}{2}q^2\sigma^2, \quad (45)$$

$$\langle \cos^2 \Phi \rangle = \langle \sin^2 \Phi \rangle = \frac{1}{2}. \quad (46)$$

Учитывая (39), (40), (44-46), получим

$$\sqrt{\langle \Delta k^2 \rangle} = 20 \lg \left(1 + \frac{\sigma^2 + q^2}{2} \right) \approx 0,04 \text{ дБ}, \quad (47)$$

$$\sqrt{\langle \Delta \varphi^2 \rangle} = \frac{\sigma^2 + q^2}{2} = 0,28^\circ. \quad (48)$$

Действующий макет поляриметра на рабочей частоте $f_0 = 20$ ГГц был реализован в лаборатории прикладной радиоастрономии ИРФЭ НАН РА. Амплитудные модуляторы на „Н” волноводах с p - i - n структурой поглощающего типа имели следующие параметры: $L_{np} = 0,6$ дБ, $L_{обp} = 28$ дБ, $\Delta f = 1$ ГГц, $I_{пит} = 30$ мА. Величины паразитных амплитудных модуляций ферритовых фазовых модуляторов при фазовых индексах $\pi/2$ и π соответственно были 0,3 дБ и 0,5 дБ. СВЧ-сумматор реализован в виде магического моста, с развязкой между каналами >25 дБ в полосе частот $\Delta f = 800$ МГц. Модуляционные частоты СВЧ входных сигналов выбраны такими: $\Omega_1 = 2\pi \cdot 9 \cdot 130$ рад·сек $^{-1}$, $\Omega_2 - \Omega_1 = 260\pi$ рад·сек $^{-1}$, $r = 1/6$.

Для среднеквадратических погрешностей измерения поляризационных параметров получены следующие значения:

$$\sqrt{(\delta I)^2} = \sqrt{(\delta Q)^2} = \sqrt{(\delta U_1)^2} \leq 0,2; \quad \sqrt{(\delta V_1)^2} < 0,2^\circ.$$

6. Заключение

Вышеизложенный способ измерения поляризационных параметров СВЧ-сигнала перспективен, так как:

- благодаря одноканальности основного тракта обработки исключаются систематические ошибки, возникающие из-за неидентичности амплитудно-фазо-частотных характеристик радиотехнических узлов;
- при выбранных законах модуляции ортогональных компонент СВЧ-сигнала обеспечивается минимальное внедрение систематических погрешностей, связанных с паразитными амплитудными и фазовыми модуляциями;
- предложенный способ не зависит от рабочей частоты измеряемого сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. A.I.Logvin, A.I.Kozlov, L.P.Ligthart. "Polarimetric Method for Measuring and Visualizing Permittivity Characteristics of the Earth Surface". Proceedings of the 4-th Int. Workshop on Radar Polarimetry, Nantes, France, 1998, pp.442-448.
2. В.А.Сарычев. Радиолокация, 2, 81 (1996).
3. Дистанционные методы исследования морских льдов. Под ред. А.И.Козлова. Л., Гидрометеоиздат, 1993.
4. Е.С.Вентцель. Теория вероятностей. М., Наука, 1962.
5. Г.М.Фихтенгольц. Основы математического анализа. М., Наука, 1964.
6. Г.А.Двоян. Исследование новых принципов построения и поверки высокоточных амплифазометров и измерителей малых измерений разности фаз СВЧ-диапазона. Диссертация, ИРФЭ НАН РА, 1992.

ԲԱՐՉՐ ԴՇՏՈՒԹՅԱՄԸ ԳԲՀ ԲԵՎԵՈՒՉԱՓ

Ա.Գ. ԴՈՒԼՅԱՆ, Ռ.Մ. ՄԱՐՏԻՐՈՍՅԱՆ, Հ.Ա. ՓԻՐՈՒՄՅԱՆ

Առաջարկված է ԳԲՀ ազդանշանի բևեռացման բնութագրերի միաժամանակյա չափման կառուցվածքային սխեմա: Սիստեմատիկ սխալների աղբյուրների վերլուծության արդյունքում գտնվել են մուտքային ազդանշանի փոխտողահայաց բաղադրիչների լայնության և փուլային մոդուլյացիաների օրենքներ, որոնք ապահովել են բևեռացման բնութագրերի չափման ճշտությունների թույլ կախվածություն սիստեմատիկ սխալների աղբյուրներից: Չափման միջինքառակուսային սխալների համար ստացված են անալիտիկ արտահայտություններ:

HIGH-ACCURACY MICROWAVE POLARIMETER

A.G. GHULYAN, R. M. MARTIROSYAN, H.A. PIRUMYAN

We suggest a new structure of a polarimeter allowing simultaneous estimation of all polarization parameters of the measured microwave signal. By analysis of systematic error sources we have found the laws of amplitude and phase modulation of the input signals which provide weak dependence of polarization parameters measurement accuracy on the systematic error sources. Analytic expressions for the mean-square errors of the polarimeter are obtained.