

**ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ  
ОРТОГОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ С КОМБИНИРОВАННОЙ  
ПАРАБОЛИЧЕСКОЙ И ГАРМОНИЧЕСКОЙ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ  
НА ОШИБКИ ИЗМЕРЕНИЯ ПОЛЯРИЗАЦИОННОЙ  
МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ**

А.А. Мартынчук, И.Г. Леонов, Г.Н. Качуровский, Г.Н. Зубрицкий,  
О.Н. Ставицкий, В.В. Лукьянчук  
(Харьковский университет Воздушных Сил)

*Приведены результаты исследования влияния основных параметров зондирующих ортогональных сигналов с комбинированной фазовой модуляцией на качественные, количественные характеристики взаимокорреляционной функции, а также на значение ошибок определения элементов поляризационной матрицы рассеяния.*

*ортогональный сигнал, комбинированная фазовая модуляция, характеристики взаимокорреляционной функции, поляризационная матрица рассеяния*

**Постановка проблемы.** Повышение помехозащищенности РЛС возможно за счет использования метода полного поляризационного зондирования пространства (ППЗП), предполагающего использование двух ортогональных сигналов, излучаемых на разных поляризациях [1].

Применительно к моноимпульсному способу определения поляризационной матрицы рассеяния (ПМР) возникает потребность в рассмотрении возможности применения сложных сигналов. Использование ортогональных сигналов с комбинированной параболической и гармонической фазовой модуляцией для моноимпульсного способа определения элементов ПМР в известной литературе [1 – 5] рассмотрено недостаточно. В частности, не изучено влияние параметров сигналов на величину остатков взаимокорреляционной функции (ВКФ) и характер этих остатков при рассогласовании по времени запаздывания и частоте, влияющие на ошибки измерения элементов ПМР. В свою очередь, ошибки измерения элементов ПМР имеют решающее значение при использовании метода полного поляризационного зондирования пространства при решении различных задач радиолокации, таких как обнаружение цели, обнаружение-распознавание, обнаружение-измерение, причем преимущественно на фоне различного рода помех.

Поэтому, задача исследования взаимокорреляционной функции, а также оценка влияния параметров этих сигналов на ошибки измерения элементов ПМР является актуальной.

**Анализ литературы.** При анализе сигналов обычно опираются на их корреляционные свойства, которые является характеристикой их потенциальных возможностей [2, 3].

Применение моноимпульсного метода измерения ПМР требует знания значения взаимокорреляционной функции пары зондирующих сигналов в связи с их влиянием на величину ошибки измерения элементов ПМР [1].

Широкое распространение получил ЛЧМ сигнал, а также сигналы, сформированные на его основе [2]. Однако в настоящее время недостаточно исследовано влияние параметров ортогональных по поляризации и время-частотной структурах сигналов с фазовой модуляцией на ошибки измерения элементов ПМР моноимпульсным способом.

**Цель статьи:** оценить влияние параметров фазовой модуляции на конечную величину развязки ортогональных по поляризации сигналов и, как следствие, на ошибки измерения элементов ПМР.

Рассмотрим сложные фазомодулированные радиосигналы, излучаемые на ортогональных поляризациях (например, вертикальная и горизонтальная):

$$\dot{u}_x(t) = U_0 \cdot \exp \left[ j \left( 2\pi f_0 t + \pi \frac{\Delta f}{\tau_u} t^2 + M_\varphi \cdot \sin(2\pi F_m t) \right) \right], \quad t \in \left[ -\frac{\tau_u}{2}; \frac{\tau_u}{2} \right]; \quad (1)$$

$$\dot{u}_y(t) = U_0 \cdot \exp \left[ j \left( 2\pi f_0 t - \pi \frac{\Delta f}{\tau_u} t^2 - M_\varphi \cdot \sin(2\pi F_m t) \right) \right], \quad t \in \left[ -\frac{\tau_u}{2}; \frac{\tau_u}{2} \right], \quad (2)$$

где  $U_0$  – амплитуда сигналов, В;  $f_0$  – несущая частота, Гц;  $\Delta f$  – девиация, Гц;  $\tau_u$  – длительность сигнала, с;  $M_\varphi$  – индекс (глубина) фазовой модуляции, рад.;  $F_m$  – частота фазовой модуляции, Гц.

На рис. 1 изображены зависимости изменения от времени  $t$  полных фаз сигналов  $\varphi_x(t)$ ,  $\varphi_y(t)$  соответственно, а также, для сравнения, линейное изменение фазы  $\varphi_n(t) = f_0 \cdot t$ .

Оставляя в силе условие  $f_0 \gg \Delta f$ , запишем

$$\dot{u}_x(t) = \dot{U}_x(t) e^{j2\pi f_0 t}; \quad (3)$$

$$\dot{u}_y(t) = \dot{U}_y(t) e^{j2\pi f_0 t}, \quad (4)$$

где  $\dot{U}_x(t) = U_0 e^{j \left( \pi \frac{\Delta f}{\tau_u} t^2 + M_\varphi \cdot \sin(2\pi F_m t) \right)}$ ,  $\dot{U}_y(t) = U_0 e^{-j \left( \pi \frac{\Delta f}{\tau_u} t^2 + M_\varphi \cdot \sin(2\pi F_m t) \right)}$  – комплексные огибающие соответствующих сигналов.

В [2] получено выражение для модуля АКФ фазомодулированных сигналов (1) и (2) при рассогласовании по времени  $\tau$  и частоте  $f$ . Запишем выражение АКФ для этих сигналов с учетом фазовых множителей:

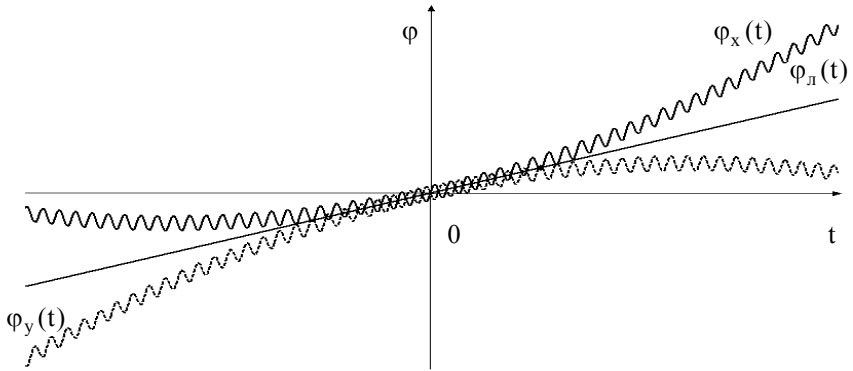


Рис. 1. Зависимость изменения во времени полных фаз сигналов  $\dot{\varphi}_x(t)$ ,  $\dot{\varphi}_y(t)$

$$\dot{i}_y(\tau, f) = \sum_{\gamma=-\infty}^{\infty} \left[ W_{\gamma} \cdot \Phi_{y\gamma} \frac{\sin \left[ \pi \cdot (\Delta f \tau - f \tau_u - \gamma F_m \tau_u) \cdot \left( 1 - \frac{|\tau|}{\tau_u} \right) \right]}{\pi \cdot (\Delta f \tau - f \tau_u - \gamma F_m \tau_u)} \right] \cdot e^{j\pi f \tau} \cdot e^{j2\pi f_0 \tau}; \quad (5)$$

$$\dot{i}_x(\tau, f) = \sum_{\gamma=-\infty}^{\infty} \left[ W_{\gamma} \cdot \Phi_{x\gamma} \frac{\sin \left[ \pi \cdot (\Delta f \tau + f \tau_u - \gamma F_m \tau_u) \cdot \left( 1 - \frac{|\tau|}{\tau_u} \right) \right]}{\pi \cdot (\Delta f \tau + f \tau_u - \gamma F_m \tau_u)} \right] \cdot e^{j\pi f \tau} \cdot e^{j2\pi f_0 \tau}, \quad (6)$$

где  $W_{\gamma} = J_{\gamma} [2M_{\phi} \sin(2\pi F_m \tau)]$  – весовой множитель, распределяющий амплитуды парциальных составляющих по функциям Бесселя первого рода;  $\Phi_{x\gamma} = e^{\frac{j\pi}{2}\gamma}$  – фазовый множитель амплитуд парциальных составляющих АКФ сигнала  $\dot{\varphi}_x(t)$ ;  $\Phi_{y\gamma} = e^{-\frac{j\pi}{2}\gamma}$  – фазовый множитель амплитуд парциальных составляющих АКФ сигнала  $\dot{\varphi}_y(t)$ .

Выразим ВКФ сигналов (1), (2)  $\dot{i}_{xy}(\tau, f)$  через ее комплексную огибающую  $\dot{R}_{xy}(\tau, f)$  [3]

$$\dot{i}_{xy}(\tau, f) = \frac{1}{\sqrt{E_x E_y}} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}_x(t) \cdot \dot{u}_y^*(t - \tau, f) dt = \dot{R}_{xy}(\tau, f) \cdot e^{j2\pi f_0 \tau}, \quad (7)$$

где  $E_x, E_y$  – энергии соответствующих сигналов.

В свою очередь, определим  $\dot{R}_{xy}(\tau, f)$  подстановкой (1), (2) в (7):

$$\dot{R}_{xy}(\tau, f) = \frac{1}{\sqrt{4B_0}} \sum_{\gamma=-\infty}^{\infty} [W_{\gamma} \cdot \Phi_{\gamma} \cdot \{ [C(\alpha_{\gamma}) + C(\beta_{\gamma})] + j[S(\alpha_{\gamma}) + S(\beta_{\gamma})] \}] \times e^{j\pi \frac{\Delta f}{\tau_u} \tau^2}, \quad (8)$$

где  $B_0 = \Delta f \cdot \tau_u$ ;  $W_{\gamma} = J_{\gamma} [2M_{\phi} \cos(2\pi F_m \tau)]$  – весовой множитель, распределяющий амплитуды парциальных составляющих по функциям Бесселя первого рода;  $\Phi_{\gamma} = \exp \left\{ -j \left[ \frac{\pi}{2} \left( \sqrt{\frac{\Delta f}{\tau_u}} \cdot \tau - \sqrt{\frac{\tau_u}{\Delta f}} \cdot (f + \gamma F_m) \right)^2 + \gamma \pi F_m \tau \right] \right\}$  – фазовый множитель амплитуд парциальных составляющих ВКФ сигналов  $\dot{u}_x(t)$ ,  $\dot{u}_y(t)$ ;  $C(x) = \int_0^x \cos(\frac{\pi}{2} \xi^2) d\xi$ ,  $S(x) = \int_0^x \sin(\frac{\pi}{2} \xi^2) d\xi$  – косинус-, синус-интегралы Френеля соответственно;  $\alpha_{\gamma} = \sqrt{B_0} - \sqrt{\frac{\Delta f}{\tau_u}} \cdot |\tau| + \sqrt{\frac{\tau_u}{\Delta f}} \cdot (f + \gamma F_m)$ ,  $\beta_{\gamma} = \sqrt{B_0} - \sqrt{\frac{\Delta f}{\tau_u}} \cdot |\tau| - \sqrt{\frac{\tau_u}{\Delta f}} \cdot (f + \gamma F_m)$  – приведенные аргументы интегралов Френеля.

В силу того, что  $\dot{U}_x(t) = \dot{U}_y^*(t)$ , имеем

$$\dot{R}_{yx}(\tau, f) = \dot{R}_{xy}^*(\tau, f), \quad (9)$$

тогда  $\dot{i}_{yx}(\tau, f) = \dot{R}_{xy}^*(\tau, f) \cdot e^{j2\pi f_0 \tau}$ .

В качестве примера на рис. 2, 3 представлены главные сечения модуля ВКФ  $|\dot{i}_{xy}(\tau, f)|$  сигналов (1), (2) с параметрами  $\tau_u = 40$  мкс,  $\Delta f = 5$  МГц,  $M_{\phi} = 2$ ,  $F_m = \Delta f$  при рассогласовании (невязке) по времени  $\tau$  и частоте  $f$  соответственно.

Проведенная предварительная оценка ВКФ показала, что при рассмотрении  $|\dot{i}_{xy}(\tau, 0)|$  наблюдается периодичность колебаний с периодом  $\frac{1}{F_m}$ , рассмотрение сигналов при  $F_m < \Delta f$  нецелесообразно в связи с высоким значением взаимной корреляции сигналов (1), (2), случай

$F_m > \Delta f$  нежелателен – дискретность спектра приводит к дополнительным лепесткам по  $\tau$  в точка кратных  $\frac{1}{F_m}$  и требует дополнительных мер по их устранению в процессе обработки.

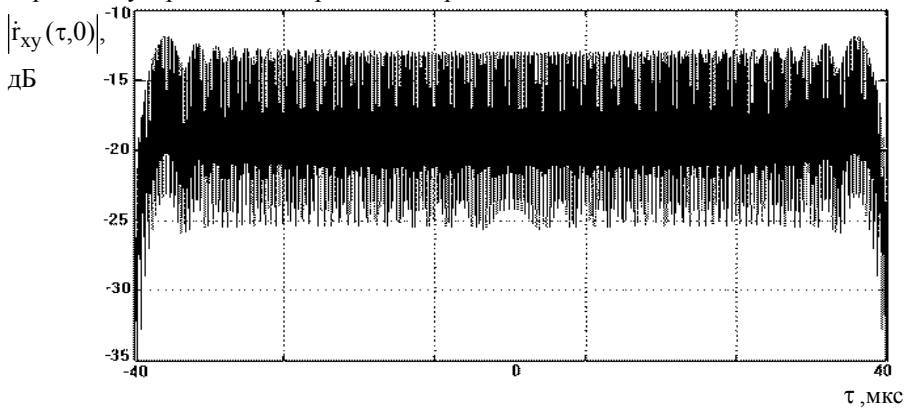


Рис. 2. Сечение модуля ВКФ  $\dot{r}_{xy}(\tau, f)$ , при рассогласовании по времени

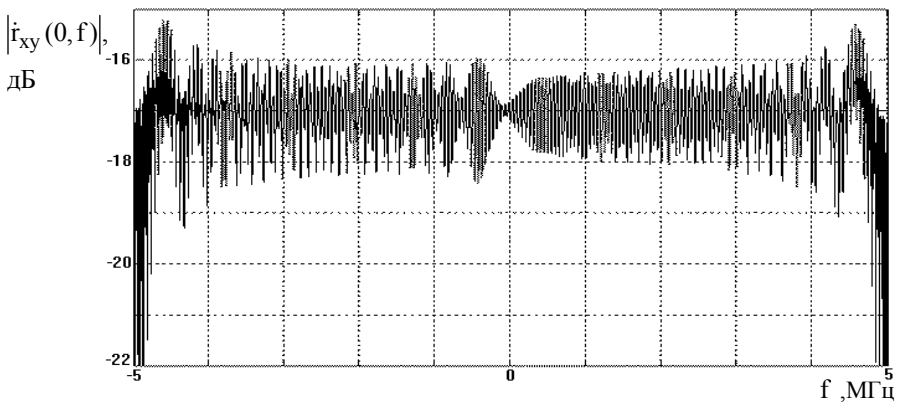


Рис. 3. Сечение модуля ВКФ  $\dot{r}_{xy}(\tau, f)$ , при рассогласовании по частоте

В связи с осциллирующим характером изменения  $|\dot{r}_{xy}(\tau, f)|$  и существенной зависимостью вида функциональной зависимости от параметров сигналов (1), (2)  $\tau_u$ ,  $\Delta f$ ,  $M_\varphi$ ,  $F_m$ , для дальнейшей оценки влияния этих параметров на значение модуля ВКФ воспользуемся оценками следующих статистических величин: математического ожидания (МОЖ), среднеквадратического отклонения (СКО), медианного значения, максимальных отклонений.

В табл. 1 представлены статистические характеристики взаимокорреляционной функции сигналов (1), (2) в зависимости от вышеуказанных параметров, которые свидетельствуют о закономерном характере изменения среднего значения (МОЖ) ВКФ, величины разброса (СКО), средневероятного значения (медиана), максимального выброса от значения индекса модуляции  $M_\phi$ , базы сигнала (1), (2).

Таблица 1

Статистические характеристики  $|\dot{i}_{xy}(\tau, f)|$  в зависимости от параметров сигнала

$M_\phi$ , рад.	База сигнала	Медиана, дБ	МОЖ, дБ	СКО, дБ	Минимум, дБ	Максимум, дБ
Параметры сигналов $\dot{u}_x(t), \dot{u}_y(t) : \Delta f = 2,5 \text{ МГц}; \tau_u = 20 \text{ мкс}; F_m = \Delta f; B_0 = 50$						
0	50	-9,987	-10,11	-14,65	-30,97	-8,72
2	250	-14,21	-13,71	-15,64	-40,69	-8,72
4	450	-16,02	-15,25	-16,39	-43,50	-8,72
6	650	-17,71	-16,66	-16,60	-48,72	-8,72
8	850	-17,85	-16,97	-17,19	-47,56	-8,72
10	1050	-17,95	-17,24	-17,57	-53,57	-8,72
12	1250	-18,80	-17,77	-17,84	-46,04	-8,72
14	1450	-19,16	-18,32	-17,97	-43,44	-8,72
Параметры сигналов $\dot{u}_x(t), \dot{u}_y(t) : \Delta f = 5 \text{ МГц}; \tau_u = 40 \text{ мкс}; F_m = \Delta f; B_0 = 200$						
0	200	-13,01	-13,06	-18,11	-32,21	-11,73
2	1000	-17,15	-16,66	-18,79	-36,96	-11,80
4	1800	-18,94	-18,25	-19,42	-41,70	-12,01
6	2600	-21,23	-19,73	-19,55	-60,85	-12,37
8	3400	-20,49	-19,96	-20,22	-48,08	-12,91
10	4200	-20,51	-19,94	-20,99	-48,56	-13,65
12	5000	-21,04	-20,33	-21,88	-45,83	-14,67
14	5800	-25,81	-23,37	-23,19	-44,74	-16,11
Параметры сигналов $\dot{u}_x(t), \dot{u}_y(t) : \Delta f = 7,5 \text{ МГц}; \tau_u = 640 \text{ мкс}; F_m = \Delta f; B_0 = 450$						
0	450	-14,77	-14,80	-23,72	-32,73	-13,49
2	2250	-18,89	-18,41	-20,57	-45,20	-13,58
4	4050	-20,71	-19,97	-21,25	-41,22	-13,62
6	5850	-22,76	-21,36	-21,43	-56,01	-13,62
8	7650	-22,33	-21,64	-22,07	-43,85	-13,62
10	9450	-22,35	-21,98	-22,37	-49,59	-13,62
12	11250	-23,20	-22,40	-22,77	-48,27	-13,62
14	13050	-24,27	-23,16	-22,69	-50,65	-13,62

Под базой сигнала  $B$  будем подразумевать произведение его длительности на ширину спектра  $B = \Delta f_c \cdot \tau_u$ . Ширина спектра сигналов

(1),(2) для рассмотренного случая  $F_m = \Delta f$  определяется соотношением  $\Delta f_c \cong (2M_\phi + 1) \cdot \Delta f$  [2]. В связи с распространенным использованием числовой оценки ВКФ в дБ, приведенные в табл.1 величины пересчитаны в эти единицы измерения.

Результаты, представленные в таблице, свидетельствуют о том, что увеличение базы парциального ЛЧМ импульса приводит к уменьшению разброса значений ВКФ, снижению максимальных выбросов и приближению среднего значения к равновероятному, что в свою очередь, характеризует симметричность закона распределения величины. В свою очередь при увеличении глубины модуляции  $M_\phi$ , происходит увеличение осцилляций, существенное уменьшение среднего значения корреляции компонент сигнала (1), расхождение математического ожидания и медианного значения, стабилизация уровня максимальных выбросов.

Далее рассмотрим поляризационные свойства стабильных радиолокационных целей. Измеряемую РЛС ПМР цели можно представить в виде [4, 5]:

$$\dot{S}_u = \begin{pmatrix} \dot{S}_{u11} & \dot{S}_{u12} \\ \dot{S}_{u21} & \dot{S}_{u22} \end{pmatrix} = \dot{R} \cdot \dot{S} \cdot \dot{T}^T,$$

где  $\dot{S}$  – истинная ПМР цели;  $\dot{R} = \begin{pmatrix} \dot{R}_{11} & \dot{R}_{12} \\ \dot{R}_{21} & \dot{R}_{22} \end{pmatrix}$  – нормированная матрица,

характеризующая приемные каналы РЛС;  $\dot{T} = \begin{pmatrix} \dot{T}_{11} & \dot{T}_{12} \\ \dot{T}_{21} & \dot{T}_{22} \end{pmatrix}$  – нормированная матрица, описывающая передающие каналы РЛС.

Значения  $\dot{R}_{11}$ ,  $\dot{R}_{22}$  – сквозные комплексные нормированные коэффициенты передачи первого и второго приемных каналов РЛС соответственно,  $\dot{R}_{12}$ ,  $\dot{R}_{21}$  – комплексные нормированные коэффициенты передачи, характеризующие прохождение сигнала из одного приемного канала в другой (связь каналов),  $\dot{T}_{11}$ ,  $\dot{T}_{12}$ ,  $\dot{T}_{21}$ ,  $\dot{T}_{22}$  – аналогичные комплексные нормированные коэффициенты передачи для передающих каналов.

Определим величины ошибок элементов ПМР при использовании данных сигналов (1,2). В этом случае, с учетом (9) и выражая комплексные огибающие  $\dot{R}_x(\tau, f)$ ,  $\dot{R}_y(\tau, f)$  из автокорреляционных функций  $\dot{r}_x(\tau, f)$ ,  $\dot{r}_y(\tau, f)$  соответственно, возможна запись коэффициентов  $\dot{T}$ ,  $\dot{R}$  в виде:

$$\dot{T} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}; \quad (10)$$

$$\dot{\mathbf{R}}(\tau, f) = \begin{pmatrix} \sqrt{|\dot{\mathbf{R}}_x(\tau, f)|} \cdot e^{j\frac{\Psi_x(\tau, f)}{2}} & \sqrt{|\dot{\mathbf{R}}_{xy}(\tau, f)|} \cdot e^{j\frac{\Psi_{xy}(\tau, f)}{2}} \\ \sqrt{|\dot{\mathbf{R}}_{xy}(\tau, f)|} \cdot e^{-j\frac{\Psi_{xy}(\tau, f)}{2}} & \sqrt{|\dot{\mathbf{R}}_y(\tau, f)|} \cdot e^{j\frac{\Psi_y(\tau, f)}{2}} \end{pmatrix} \cdot e^{j2\pi f_0 \tau}, \quad (11)$$

где  $\Psi_x(\tau, f) = \arg(\dot{\mathbf{R}}_x(\tau, f))$ ;  $\Psi_y(\tau, f) = \arg(\dot{\mathbf{R}}_y(\tau, f))$ ;  $\Psi_{xy}(\tau, f) = \arg(\dot{\mathbf{R}}_{xy}(\tau, f))$  – полные фазы соответствующих комплексных огибающих взаимокорреляционных функций.

Тогда абсолютные погрешности определения элементов ПМР равны:

$$\begin{aligned} \Delta \dot{S}_{11}(\tau, f) &= \left[ \dot{S}_{11} \left( \sqrt{|\dot{\mathbf{R}}_x(\tau, f)|} \cdot e^{j\frac{\Psi_x(\tau, f)}{2}} - 1 \right) + \dot{S}_{21} \sqrt{|\dot{\mathbf{R}}_{xy}(\tau, f)|} \cdot e^{j\frac{\Psi_{xy}(\tau, f)}{2}} \right] e^{j2\pi f_0 \tau}; \\ \Delta \dot{S}_{22}(\tau, f) &= \left[ \dot{S}_{22} \left( \sqrt{|\dot{\mathbf{R}}_y(\tau, f)|} \cdot e^{j\frac{\Psi_y(\tau, f)}{2}} - 1 \right) + \dot{S}_{12} \sqrt{|\dot{\mathbf{R}}_{xy}(\tau, f)|} \cdot e^{-j\frac{\Psi_{xy}(\tau, f)}{2}} \right] e^{j2\pi f_0 \tau}; \\ \Delta \dot{S}_{12}(\tau, f) &= \left[ \dot{S}_{12} \left( \sqrt{|\dot{\mathbf{R}}_x(\tau, f)|} \cdot e^{j\frac{\Psi_x(\tau, f)}{2}} - 1 \right) + \dot{S}_{22} \sqrt{|\dot{\mathbf{R}}_{xy}(\tau, f)|} \cdot e^{j\frac{\Psi_{xy}(\tau, f)}{2}} \right] e^{j2\pi f_0 \tau}; \\ \Delta \dot{S}_{21}(\tau, f) &= \left[ \dot{S}_{21} \left( \sqrt{|\dot{\mathbf{R}}_y(\tau, f)|} \cdot e^{j\frac{\Psi_y(\tau, f)}{2}} - 1 \right) + \dot{S}_{11} \sqrt{|\dot{\mathbf{R}}_{xy}(\tau, f)|} \cdot e^{-j\frac{\Psi_{xy}(\tau, f)}{2}} \right] e^{j2\pi f_0 \tau}. \end{aligned} \quad (12)$$

Анализ выражения (12) показывает, что погрешности определения элементов ПМР находятся в функциональной зависимости от поляризационных свойств объекта, т.е. самих значений ПМР. Полученное выражение свидетельствует о существенном влиянии на ошибки измерения кроссовых элементов ПМР слабодеполяризирующих объектов величины конечной корреляции сигналов (1,2) и несущественное влияние на основные. Но, как показано в работе [4], слабые деполаризующие свойства присущи только объектам простой формы, а при более сложной конструкции (геометрии) объекта следует учитывать влияние энергии взаимодействия сигналов  $\dot{u}_x(t)$ ,  $\dot{u}_y(t)$  на ошибки определения всех элементов ПМР.

Использование абсолютных погрешностей обусловлено общим видом выражения (12) без указания особенностей конкретного объекта. Оперирование относительной погрешностью при возможных нулевых элементах ПМР (например, ПМР сферы) приводит к отсутствию решения уравнения (12).

Для примера количественно оценим влияние конечной энергии взаимодействия сигналов  $\dot{u}_x(t)$ ,  $\dot{u}_y(t)$  на точность измерения элементов



ПМР таких объектов как, сфера (недеполярирующий объект) и полуволновой вибратор, расположенный под углом  $60^0$  к плоскости линейного ортогонального базиса излучения и приема сигналов (1,2) (сильнодеполярирующий объект). Используя (12), определим для данного случая выражение относительной ошибки определения элементов ПМР:

$$\begin{aligned}\delta\dot{S}_{11}(\tau, f) &= \frac{\dot{S}_{21}}{\|S\|} \sqrt{|\dot{R}_{xy}(\tau, f)|} \cdot e^{j\frac{\Psi_{xy}(\tau, f)}{2}} \cdot e^{j2\pi f_0\tau}; \\ \delta\dot{S}_{22}(\tau, f) &= \frac{\dot{S}_{12}}{\|S\|} \sqrt{|\dot{R}_{xy}(\tau, f)|} \cdot e^{-j\frac{\Psi_{xy}(\tau, f)}{2}} \cdot e^{j2\pi f_0\tau}; \\ \delta\dot{S}_{12}(\tau, f) &= \frac{\dot{S}_{22}}{\|S\|} \sqrt{|\dot{R}_{xy}(\tau, f)|} \cdot e^{j\frac{\Psi_{xy}(\tau, f)}{2}} \cdot e^{j2\pi f_0\tau}; \\ \delta\dot{S}_{21}(\tau, f) &= \frac{\dot{S}_{11}}{\|S\|} \sqrt{|\dot{R}_{xy}(\tau, f)|} \cdot e^{-j\frac{\Psi_{xy}(\tau, f)}{2}} \cdot e^{j2\pi f_0\tau},\end{aligned}\tag{13}$$

где  $\dot{S}_{11}, \dot{S}_{12}, \dot{S}_{21}, \dot{S}_{22}$  – элементы ПМР объекта;  $\|S\|$  – норма вектора, составленного с элементов ПМР объекта.

Опуская множители, зависящие от потенциала РЛС и ее характеристик, возможна запись выражения ПМР вышеупомянутых объектов в виде:

$$\dot{S}_{\text{сф}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix};\tag{14}$$

$$\dot{S}_{\text{в}} = \frac{1}{4} \begin{pmatrix} e^{j\xi_{11}} & \sqrt{3} \cdot e^{j\xi_{12}} \\ \sqrt{3} \cdot e^{j\xi_{21}} & 3 \cdot e^{j\xi_{22}} \end{pmatrix},\tag{15}$$

где  $\xi_{11}, \xi_{12}, \xi_{21}, \xi_{22}$  – фазы соответствующих компонент ПМР.

В связи с осциллирующим характером модуля ВКФ  $|\dot{r}_{xy}(\tau, f)|$ , для статистической оценки относительных ошибок определения элементов ПМР используем данные, приведенные в табл. 1. На рис. 4 – 6 представлены полученные зависимости среднего значения модуля относительной ошибки элемента ПМР вибратора  $|\delta\dot{S}_{\text{Вij}}(\tau, f)|$  от глубины модуляции  $M_\phi$  для фиксированных параметров  $\tau_u, \Delta f$ . Нумерация кривых (1,2,3) соответствует параметрам сигналов:  $\tau_{u1} = 20$  мкс,  $\Delta f_1 = 2,5$  МГц,  $\tau_{u2} = 40$  мкс,  $\Delta f_2 = 5$  МГц,  $\tau_{u3} = 60$  мкс,  $\Delta f_3 = 7,5$  МГц.

На рис. 7 представлена полученная зависимость среднего модуля относительной ошибки элементов ПМР сферы  $|\delta\dot{S}_{\text{СФ12}}(\tau, f)|$  и

$|\delta\dot{S}_{C\Phi 21}(\tau, f)|$  от глубины модуляции  $M_\varphi$  для фиксированных параметров  $\tau_u, \Delta f$ . Нумерация кривых соответствует нумерации на рис. 4 – 6. Значения  $|\delta\dot{S}_{C\Phi 11}(\tau, f)|, |\delta\dot{S}_{C\Phi 22}(\tau, f)|$  равны нулю и не зависят от параметров сигналов (1,2) в связи с нулевыми кроссовыми элементами ПМР.

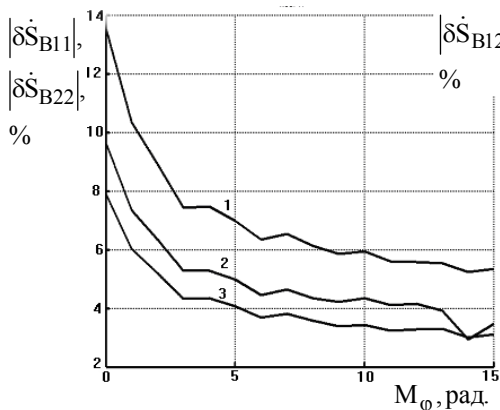


Рис. 4. Зависимость ошибки измерения  $\dot{S}_{11}, \dot{S}_{22}$  ПМР вибратора от параметров сигналов  $\dot{u}_x(t), \dot{u}_y(t)$

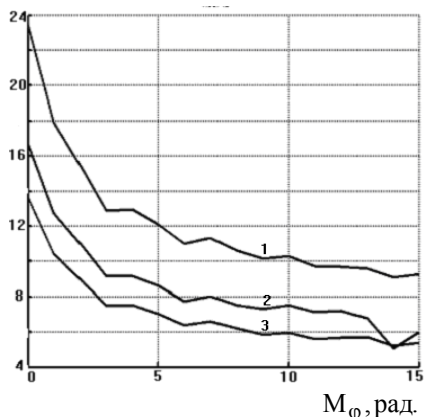


Рис. 5. Зависимость ошибки измерения  $\dot{S}_{12}$  ПМР вибратора от параметров сигналов  $\dot{u}_x(t), \dot{u}_y(t)$

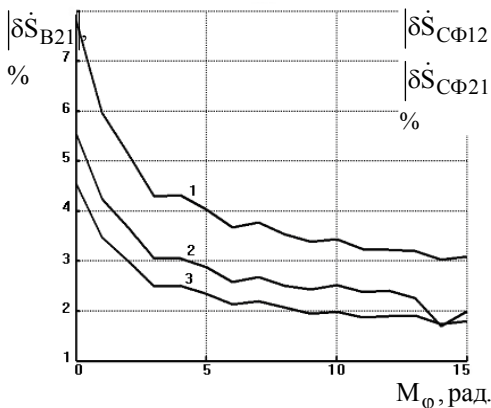


Рис. 6. Зависимость ошибки измерения  $\dot{S}_{21}$  ПМР вибратора от параметров сигналов  $\dot{u}_x(t), \dot{u}_y(t)$

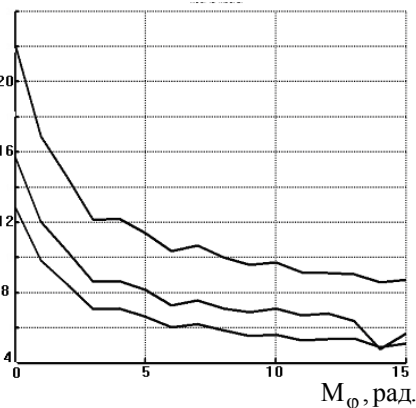


Рис. 7. Зависимость ошибки измерения  $\dot{S}_{21}, \dot{S}_{12}$  ПМР сферы от параметров сигналов  $\dot{u}_x(t), \dot{u}_y(t)$

Результаты, представленные на рис. 4 – 7, свидетельствуют о целесообразности и возможности выбора глубины фазовой модуляции сложных ортогональных фазомодулированных сигналов применительно к допустимым ошибкам измерения элементов ПМР моноимпульсным способом.

**Выводы.** В ходе проведенных исследований можно отметить следующее:

– полученные аналитические зависимости дают возможность количественно и качественно оценить величину развязки между сложными ортогональными фазомодулированными сигналами и определить влияние на ошибки измерения элементов ПМР применительно к моноимпульсному способу измерения элементов ПМР;

– погрешности определения элементов ПМР находятся в функциональной зависимости от поляризационных свойств объекта. Для слабодеполяризующих объектов величина конечной корреляции сигналов оказывает существенное влияние на точность измерения кроссовых элементов ПМР и незначительное на основные;

– целесообразность применения ортогональных сигналов с комбинированной параболической и гармонической фазовой модуляцией для определения элементов ПМР моноимпульсным способом.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Храбростин Б.В., Мартыничук А.А., Зубрицкий Г.Н. Применение метода полного поляризационного зондирования пространства в РЛС // Информационные технологии: наука, техника, технология, образование. Сб. научн. тр. ХГПУ. – Х.: ХГПУ. – 1998. – Вып. 6. – Ч. 1. – 567 с.
2. Гомозов В.И. Теория и техника формирования сложных СВЧ сигналов с высокой скоростью угловой модуляции для радиотехнических систем. – Х.: изд. А.И. Шустов, 2002. – 398 с.
3. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. – М.: Сов. радио, 1970. – 376 с.
4. Казаков Е.Л. Радиолокационное распознавание космических объектов по поляризационным признакам. – Х., 2003. – 230 с.
5. Поляризация радиолокационных сигналов / Д.Б. Канарейкин, Н.Ф. Павлов, В.А. Потехин, В.Е. Дулевич. Под ред. В.Е. Дулевича. – М.: Сов. радио, 1966. – 440 с.

Поступила 12.05.2005

**Рецензент:** доктор технических наук, профессор Л.Г. Корниенко,  
Харьковский университет Воздушных Сил.