

УДК 621.396.96:621.391.26

МОДЕЛЬ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОГО СИГНАЛА ЭКОНОМИЧНОЙ РЛС ТИПА SSBSAR

© 2003 В. И. Костылев

Воронежский государственный университет

Система Space-Surface Bistatic Synthetic Aperture Radar (SSBSAR) представляет собой бистатическую радиолокационную систему с расположенным в космосе передатчиком и наземным приемником. В статье предложено использовать в качестве зондирующего сигнала системы SSBSAR сигнал глобальной навигационной системы, что позволяет упростить и удешевить РЛС. Получена модель обрабатываемого пространственно-временного сигнала.

ВВЕДЕНИЕ

Одним из главных инструментальных средств дистанционного зондирования является радиолокатор с синтезированной апертурой (РСА) [1]. В системах РСА передатчик и приемник располагаются на спутнике, за счет движения которого в процессе когерентной обработки сигнала формируется искусственная апертура, обеспечивающая высокое разрешение. Дальнейшее развитие идеи синтеза апертуры привело к созданию бистатических РСА (БРСА) [2], в которых передатчик и приемник располагаются на разных спутниках. Позднее появились интерферометрические РСА (ИРСА) [3], в которых приемник оснащается двумя пространственно-когерентными антеннами. Наконец, в [4] предложена новая архитектура радара, использующего принцип синтеза апертуры, получившая название SSBSAR¹. Конструкция системы SSBSAR такова, что передатчик находится в космосе (на спутнике), а приемник — на поверхности Земли.

ЭКОНОМИЧНАЯ РЛС ТИПА SSBSAR

Вместе с тем очевидно, что в системе SSBSAR не обязательно использовать сигнал от специально построенного и выведенного на орбиту спутника. Одним из триумфов космических технологий СССР и США было введение в эксплуатацию около 20 лет тому назад глобальных навигационных систем (ГНС),

основанных на использовании высокоорбитальных спутников и предназначенных для определения местоположения наземных объектов. Две ГНС используются в настоящее время: российская ГНС GLONASS и американская ГНС GPS. Через 3—5 лет будет работать и европейская ГНС GALILEO.

Системы GLONASS и GPS во многом схожи друг с другом. Каждая система основана на использовании примерно 30 спутников, обращающихся по орбите на высоте около 22000 км с орбитальным периодом примерно 12 часов. Каждый спутник передает сигналы в определенном диапазоне частот. Для позиционирования приемника принимают сигналы по крайней мере от трех спутников одновременно и синхронизируют эти сигналы. Позиция приемника в абсолютных географических координатах становится известной после оценки взаимных задержек между сигналами специальным процессором.

О системе GALILEO уже известно следующее. Вокруг Земли будет обращаться примерно 90 спутников. Из любой географической точки видно одновременно от 15 до 30 спутников. Эти спутники движутся по очень точно известным орбитам. В течение достаточно длительного интервала времени эти спутники генерируют когерентные и взаимно когерентные сигналы на несущих частотах около 1200 МГц (длины волн примерно 0,25 м). Высокая сигнальная стабильность определяется ядерным эталоном частоты. Каждый сигнал несет точные данные относительно текущей позиции спутника, которая из-

¹ SSBSAR — аббревиатура от Space-Surface Bistatic Synthetic Aperture Radar.

влекается простым декодированием в приемнике. Ширина полосы частот одного канала составляет приблизительно 10 МГц, тогда как составная ширина полосы частот пакета сигналов составляет приблизительно 120 МГц.

Таким образом, вся поверхность Земли постоянно облучается многоточечным когерентным источником энергии электромагнитного (ЭМ) поля, характеристики которого точно известны и чрезвычайно стабильны. И несмотря на искусственное происхождение этих ЭМ волн, они могут рассматриваться как природное явление. Поэтому возможно нетрадиционное использование сигналов ГНС в качестве зондирующих сигналов системы SSBSAR, что позволяет существенно упростить и удешевить последнюю. Кроме того, такие системы объединяют преимущества как активных, так и пассивных систем. Описанные в [5—7] эксперименты фактически подтвердили возможность построения экономичных SSBSAR.

МОДЕЛЬ СИГНАЛА

В качестве основной модели цели² примем точечную изотропно переизлучающую цель, создающую в однородной среде сферическую волну.

Для описания электромагнитных волн и антенных систем в пространстве введем декартову X, Y, Z и сферическую R, α, β системы координат. Начало координат O совместим с фазовым центром приемной антенны, а оси координат OX и OY расположим в плоскости приемной апертуры. В сферической системе координат R — дальность цели; α — угол места цели; β — азимут цели. Декартовы и сферические координаты цели связаны выражениями

$$x = R \sin \alpha \cos \beta, \quad y = R \sin \alpha \sin \beta, \quad z = R \cos \alpha. \quad (1)$$

Пусть спутник G излучает зондирующий сигнал

$$\begin{aligned} s_G(t) &= \operatorname{Re}\{\dot{s}_G(t)\} = \sum_{f=1}^F A_f \operatorname{Re}\{\dot{s}_f(t)\} = \\ &= \sum_{f=1}^F A_f \operatorname{Re}\{\dot{U}_f(t) \exp(j\omega_f t)\}, \end{aligned} \quad (2)$$

где [8] A_f — постоянные в области наблюдения коэффициенты; $\dot{s}_f(t)$ — сигналы единич-

² Любой объект наблюдения в радиолокации традиционно называют целью.

ной мощности; $\dot{U}_f(t) = U_f(t) \exp[j\vartheta_f(t)]$ — их комплексные огибающие и $w_a = 2\pi f_a$ — циклические несущие частоты. В (2) учтено, что спутник может излучать сигнал в нескольких частотных диапазонах. Например, для спутника системы GALILEO $F=4$ и $f_1 = 1176,45$, $f_2 = 1207,14$, $f_3 = 1278,75$ и $f_4 = 1575,42$ МГц [9, 10].

Напряженность поля волны, достигающей цели, определяется соотношением

$$\begin{aligned} u_0(t, \vec{R}, \vec{R}_G) &= \frac{1}{|\vec{R} - \vec{R}_G|} \times \\ &\times \sum_{f=1}^F C_f A_f \operatorname{Re}\{\dot{U}_f(t - |\vec{R} - \vec{R}_G|/c) \exp[j\omega_f(t - |\vec{R} - \vec{R}_G|/c)]\}, \end{aligned} \quad (3)$$

где \vec{R} — радиус-вектор цели T ; \vec{R}_G — радиус-вектор спутника G ; $|\vec{R} - \vec{R}_G| = GT$ — расстояние между спутником и целью; C_f — постоянные множители; $c = 299\,792\,458$ м/с — скорость света.

Все системы глобального позиционирования устроены так, что в любую точку \vec{R} попадают одновременно сигналы от нескольких спутников. Тогда

$$\begin{aligned} u_0(t, \vec{R}, \vec{R}_G) &= \sum_{m=1}^M \frac{1}{|\vec{R} - \vec{R}_{Gm}|} \times \\ &\times \sum_{f=1}^F C_{fm} A_{fm} \operatorname{Re}\{\dot{U}_{fm}(t - |\vec{R} - \vec{R}_{Gm}|/c) \exp[j\omega_f(t - |\vec{R} - \vec{R}_{Gm}|/c)]\}, \end{aligned} \quad (4)$$

где \vec{R}_{Gm} — радиус-вектор m -го спутника; M — количество спутников, для которых цель T находится в пределах главного лепестка диаграммы направленности передающей антенны. Как уже отмечалось, для системы GALILEO величина параметра M лежит в пределах от 15 до 30.

Напряженность переизлученного целью поля в некоторой точке $\vec{\rho}$ пространства есть

$$\begin{aligned} u_1(t, \vec{\rho}, \vec{R}, \vec{R}_{G1}, \dots, \vec{R}_{GM}) &= \sum_{m=1}^M \frac{1}{|\vec{R} - \vec{\rho}| |\vec{R} - \vec{R}_{Gm}|} \times \\ &\times \sum_{f=1}^F \hat{C}_{fm} A_{fm} \operatorname{Re}\left\{ \dot{s}_{fm} \left(t - \frac{|\vec{R} - \vec{\rho}| + |\vec{R} - \vec{R}_{Gm}|}{c} \right) \exp(j\theta_{fm}) \right\}, \end{aligned} \quad (5)$$

где \hat{C}_{fm} — постоянные множители, пропорциональные C_{fm} и квадратному корню из эффективной площади рассеяния цели; θ_{fm} — изменения фаз волн при переотражении от цели.

Обозначим скорость движения m -го спутника через \vec{V}_m . Тогда

$$\vec{R}_{Gm} = \vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t, \quad (6)$$

где \vec{r}_{Gm} — дальность до m -го спутника в начальный момент времени, и (5) можно преобразовать в

$$u_1(t, \vec{\rho}, \vec{R}, \vec{r}_{G1}, \dots, \vec{r}_{GM}, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_M) = \sum_{m=1}^M \frac{1}{|\vec{R} - \vec{\rho}| |\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{R}|} \times \\ \times \sum_{f=1}^F \hat{C}_{fm} A_{fm} \operatorname{Re} \left\{ \dot{s}_{fm} \left(t - \frac{|\vec{R} - \vec{\rho}| + |\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{R}|}{c} \right) \exp(j\theta_{fm}) \right\}. \quad (7)$$

Пронормируем амплитуды сигналов следующим образом:

$$\hat{C}_{fm} = a_{fm} r_{Gm} R, \quad (8)$$

где $R = |\vec{R}|$ и $r_{Gm} = |\vec{r}_{Gm}|$. Тогда

$$u_1(t, \vec{\rho}, \vec{R}, \vec{r}_{G1}, \dots, \vec{r}_{GM}, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_M) = \\ = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{m=1}^M \dot{u}_{1m}(t, \vec{\rho}, \vec{R}, \vec{r}_{Gm}, \vec{V}_m) \right\}, \quad (9)$$

где

$$\dot{u}_{1m}(t, \vec{\rho}, \vec{R}, \vec{r}_{Gm}, \vec{V}_m) = \frac{R}{|\vec{R} - \vec{\rho}| |\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{R}|} \times \\ \times \sum_{f=1}^F A_{mf} \dot{a}_{mf} \dot{s}_{mf} \left(t - \frac{|\vec{R} - \vec{\rho}| + |\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{R}|}{c} \right) = \\ = \frac{R}{|\vec{R} - \vec{\rho}| |\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{R}|} \sum_{f=1}^F A_{mf} \dot{a}_{mf} \times \\ \times \dot{U}_{mf} \left(t - \frac{|\vec{R} - \vec{\rho}| + |\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{R}|}{c} \right) \times \\ \times \exp \left[j \left(\omega_f t - 2\pi \frac{|\vec{R} - \vec{\rho}| + |\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{R}|}{\lambda_f} \right) \right], \quad (10)$$

$\dot{a}_{fm} = a_{fm} \exp(j\theta_{fm})$; $\lambda_a = c / f_a$ — длины волн.

Наряду с полем (9), в точке пространства, определяемой радиусом-вектором $\vec{\rho}$, имеется поле, напрямую создаваемое излучением спутников. Скалярное выражение для его напряженности может быть легко получено из (4) простой заменой радиуса-вектора \vec{R} на $\vec{\rho}$:

$$u_0(t, \vec{\rho}, \vec{r}_{G1}, \dots, \vec{r}_{GM}, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_M) = \\ = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{m=1}^M \dot{u}_{0m}(t, \vec{\rho}, \vec{r}_{Gm}, \vec{V}_m) \right\}, \quad (11)$$

где

$$\dot{u}_{0m}(t, \vec{\rho}, \vec{r}_{Gm}, \vec{V}_m) = \frac{r_{Gm}}{|\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{\rho}|} \sum_{f=1}^F b_{mf} A_{mf} \times \\ \times \dot{U}_{mf}(t - |\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{\rho}| / c) \times \\ \times \exp[j(\omega_f t - 2\pi |\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{\rho}| / \lambda_f)], \quad (12)$$

и введено обозначение $b_{mf} = C_{mf} / r_{Gm}$. При обнаружении цели T , измерении ее параметров или решении других задач дистанционного зондирования поле (11) является помеховым.

Таким образом, если поместить приемную антенну в точку пространства, определяемую радиусом-вектором $\vec{\rho}$, то за счет излучения спутника G на эту антенну будет падать электромагнитное поле со скалярной напряженностью

$$u(t, \vec{\rho}, \vec{R}, \vec{r}_{G1}, \dots, \vec{r}_{GM}, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_M) = \\ = u_1(t, \vec{\rho}, \vec{R}, \vec{r}_{G1}, \dots, \vec{r}_{GM}, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_M) + \\ + u_0(t, \vec{\rho}, \vec{r}_{G1}, \dots, \vec{r}_{GM}, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_M). \quad (13)$$

Первое слагаемое в (13) определяет полезное поле, несущее информацию о цели, а второе — помеховое поле.

Сигнал, формируемый приемной антенной из поля (13), обозначим

$$s(t, \vec{\rho}; \vec{R}, \vec{r}_{G1}, \dots, \vec{r}_{GM}, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_M) = \\ = \operatorname{Re} \{ \dot{s}(t, \vec{\rho}; \vec{R}, \vec{r}_{G1}, \dots, \vec{r}_{GM}, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_M) \} \quad (14)$$

Он неизбежно содержит белый шум, поэтому

$$\dot{s}(t, \vec{\rho}; \vec{R}, \vec{r}_{G1}, \dots, \vec{r}_{GM}, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_M) = \\ = \dot{I}(\vec{\rho}) \left[\sum_{m=1}^M \dot{u}_{1m}(t, \vec{\rho}, \vec{R}, \vec{r}_{Gm}, \vec{V}_m) + \right. \\ \left. + \sum_{m=1}^M \dot{u}_{0m}(t, \vec{\rho}, \vec{r}_{Gm}, \vec{V}_m) \right] + \dot{n}(t, \vec{\rho}), \quad (15)$$

где $\dot{n}(t, \vec{\rho})$ — комплексный пространственно-временной белый шум; $\dot{I}(\vec{\rho})$ — комплексная функция раскрытия антенны (апертурная функция) и $\vec{\rho} \in \mathcal{L}$, где \mathcal{L} — область раскрытия приемной антенны (приемная апертура).

Как видно из (10)—(15), сигнал, формируемый любой позицией, содержит информацию о трех координатах (дальность R , угол места α и азимут β) цели, $6M$ параметрах спутников и $3F$ неизвестных параметрах

$(a_1, \dots, a_F, b_1, \dots, b_F, \theta_1, \dots, \theta_F)$, связанных с распространением и переотражением радиоволн. Полагаем в дальнейшем, что полезной является только информация о координатах цели.

Сделаем в точных формулах (10) и (12) некоторые упрощающие предположения. Во-первых, будем полагать, что дальности r_{Gm} спутников достаточно велики, а время обработки T сигнала (14) и апертура \mathcal{L} приемной антенны таковы, что $|\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{\rho}| \approx r_{Gm}$ для всех $t \in [0, T]$ и $\vec{\rho} \in \mathcal{L}$. Будем также полагать, что дальность цели R существенно превосходит габаритный размер приемной апертуры. Учтем также, что в описанных в [5—7] экспериментах выполнялось условие $R \ll r_{Gm}$. Тогда выражение (15) можно преобразовать в:

$$\begin{aligned} \dot{s}(t, \vec{\rho}; \vec{R}, \vec{r}_{G1}, \dots, \vec{r}_{GM}, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_M) = \\ = \dot{\sigma}(t, \vec{\rho}; \vec{R}, \vec{r}_{G1}, \dots, \vec{r}_{GM}, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_M) + \\ + \dot{\sigma}_\pi(t, \vec{\rho}; \vec{r}_{G1}, \dots, \vec{r}_{GM}, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_M) + \dot{n}(t, \vec{\rho}), \end{aligned} \quad (16)$$

где

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}(t, \vec{\rho}; \vec{R}, \vec{r}_{G1}, \dots, \vec{r}_{GM}, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_M) = \\ = \dot{I}(\vec{\rho}) \sum_{m=1}^M \sum_{f=1}^F A_{mf} \dot{a}_{mf} \dot{U}_{mf} \left(t - \frac{|\vec{R} - \vec{\rho}| + |\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{R}|}{c} \right) \times \\ \times \exp \left[j \left(\omega_f t - 2\pi \frac{|\vec{R} - \vec{\rho}| + |\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{R}|}{\lambda_f} \right) \right] \end{aligned} \quad (17)$$

— полезный комплексный сигнал;

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}_\pi(t, \vec{\rho}; \vec{r}_{G1}, \dots, \vec{r}_{GM}, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_M) = \\ = \dot{I}(\vec{\rho}) \sum_{m=1}^M \sum_{f=1}^F b_{mf} A_{mf} \dot{U}_{mf} (t - |\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t + \vec{\rho}| / c) \times \\ \times \exp [j(\omega_f t - 2\pi |\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t + \vec{\rho}| / \lambda_f)] \end{aligned} \quad (18)$$

— мешающий комплексный сигнал.

Нетрудно убедиться, что входящий в (17) модуль разности двух векторов может быть представлен как

$$\begin{aligned} |\vec{R} - \vec{\rho}| &= \sqrt{(\vec{R} - \vec{\rho}, \vec{R} - \vec{\rho})} = \\ &= \sqrt{(\vec{R}, \vec{R}) - 2(\vec{R}, \vec{\rho}) + (\vec{\rho}, \vec{\rho})} = \\ &= R \sqrt{1 - 2(\vec{R}, \vec{\rho}) / R^2 + \rho^2 / R^2}. \end{aligned} \quad (19)$$

Если цель расположена в дальней зоне приемной антенны, то выражение (19) можно [8] представить в приближенном виде:

$$|\vec{R} - \vec{\rho}| \approx R - \rho \sin \alpha \cos (\beta - \varphi), \quad (20)$$

где $\rho = |\vec{\rho}|$ — модуль вектора $\vec{\rho}$ и φ — полярный угол (азимут) радиуса-вектора $\vec{\rho}$.

Аналогично

$$\begin{aligned} |\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{R}| = \\ = \sqrt{r_{Gm}^2 + V_m^2 t^2 + R^2 + 2(\vec{r}_{Gm}, \vec{V}_m) t - 2(\vec{R}, \vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t)} = \\ = r_{Gm} \left\{ 1 + \frac{x^2 + y^2 + z^2}{r_{Gm}^2} + \right. \\ \left. - \frac{2[x(x_m + V_{mx} t) + y(y_m + V_{my} t) + z(z_m + V_{mz} t)]}{r_{Gm}^2} + \right. \\ \left. + \frac{V_m^2 t^2 + 2(x_m V_{mx} + y_m V_{my} + z_m V_{mz}) t}{r_{Gm}^2} \right\}^{1/2}, \end{aligned} \quad (21)$$

где x_m, y_m и z_m — декартовы проекции радиуса-вектора \vec{r}_{Gm} ; V_{mx}, V_{my} и V_{mz} — проекции вектора скорости \vec{V}_m на координатные оси декартовой системы. Учитывая, что r_{Gm} существенно превосходит все остальные расстояния, приближенно запишем

$$\begin{aligned} |\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{R}| \approx r_{Gm} + \frac{V_m^2 t^2}{2r_{Gm}} + \\ + \frac{(x_m V_{mx} + y_m V_{my} + z_m V_{mz}) t}{r_{Gm}} + \frac{x^2 + y^2 + z^2}{2r_{Gm}} - \\ - \frac{x(x_m + V_{mx} t) + y(y_m + V_{my} t) + z(z_m + V_{mz} t)}{r_{Gm}}. \end{aligned} \quad (22)$$

Подставляя (1) в (22), можно получить

$$\begin{aligned} |\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{R}| \approx \\ \approx r_{Gm} + \frac{V_m^2 t^2 / 2 + (x_m V_{mx} + y_m V_{my} + z_m V_{mz}) t}{r_{Gm}} + \\ + \frac{R^2}{2r_{Gm}} - \frac{R}{r_{Gm}} [\sin \alpha \cos \beta (x_m + V_{mx} t) + \\ + \sin \alpha \sin \beta (y_m + V_{my} t) + \cos \alpha (z_m + V_{mz} t)]. \end{aligned} \quad (23)$$

Объединяя (20) и (23), получаем

$$\begin{aligned} |\vec{R} - \vec{\rho}| + |\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{R}| \approx \\ \approx r_{Gm} + \frac{V_m^2 t^2 / 2 + (x_m V_{mx} + y_m V_{my} + z_m V_{mz}) t}{r_{Gm}} + R + \\ + \frac{R^2}{2r_{Gm}} - \left[\rho \cos \varphi + \frac{R}{r_{Gm}} (x_m + V_{mx} t) \right] \sin \alpha \cos \beta - \end{aligned}$$

$$-\left[\rho \sin \varphi + \frac{R}{r_{Gm}} (y_m + V_{my} t) \right] \sin \alpha \sin \beta - \frac{R}{r_{Gm}} (z_m + V_{mz} t) \cos \alpha. \quad (24)$$

В выражение (18) для помехового сигнала входят расстояния между спутниками и приемной апертурой:

$$|\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{\rho}| = \sqrt{r_{Gm}^2 + V_m^2 t^2 + \rho^2 + 2(\vec{r}_{Gm}, \vec{V}_m) t - 2(\vec{\rho}, (\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t))}. \quad (25)$$

По аналогии с (23) можно получить

$$|\vec{r}_{Gm} + \vec{V}_m t - \vec{\rho}| \approx r_{Gm} + \frac{V_m^2 t^2 / 2 + (x_m V_{mx} + y_m V_{my} + z_m V_{mz}) t}{r_{Gm}} + \frac{\rho^2}{2r_{Gm}} - \frac{\rho}{r_{Gm}} [\cos \varphi (x_m + V_{mx} t) + \sin \varphi (y_m + V_{my} t)]. \quad (26)$$

Таким образом, модель пространственно-временного сигнала системы SSBSAR определяется выражениями (14) и (16), причем в (16) следует учесть, что

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}(t, \vec{\rho}; \vec{R}, \vec{r}_{G1}, \dots, \vec{r}_{GM}, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_M) = & \dot{I}(\vec{\rho}) \sum_{m=1}^M \sum_{f=1}^F A_{mf} \dot{a}_{mf} \times \\ & \times \dot{U}_{mf} \left(t - \frac{r_{Gm}}{c} - \frac{V_m^2 t^2 / 2 + (x_m V_{mx} + y_m V_{my} + z_m V_{mz}) t}{c r_{Gm}} - \right. \\ & - \frac{R}{c} - \frac{R^2}{2c r_{Gm}} + \left[\rho \cos \varphi + \frac{R}{r_{Gm}} (x_m + V_{mx} t) \right] \sin \alpha \cos \beta + \\ & + \left[\frac{\rho}{c} \sin \varphi + \frac{R}{c r_{Gm}} (y_m + V_{my} t) \right] \sin \alpha \sin \beta + \\ & + \left. \frac{R}{c r_{Gm}} (z_m + V_{mz} t) \cos \alpha \right) \exp \left\{ j \left[\omega_j t - \right. \right. \\ & - \frac{2\pi}{\lambda_f} \left(r_{Gm} + \frac{V_m^2 t^2 / 2 + (x_m V_{mx} + y_m V_{my} + z_m V_{mz}) t}{r_{Gm}} + \right. \\ & + R + \frac{R^2}{2r_{Gm}} - \left[\rho \cos \varphi + \frac{R}{r_{Gm}} (x_m + V_{mx} t) \right] \sin \alpha \cos \beta - \\ & - \left[\rho \sin \varphi + \frac{R}{r_{Gm}} (y_m + V_{my} t) \right] \sin \alpha \sin \beta - \\ & \left. \left. - \frac{R}{r_{Gm}} (z_m + V_{mz} t) \cos \alpha \right] \right\} \end{aligned} \quad (27)$$

и

$$\begin{aligned} \dot{\sigma}_\pi(t, \vec{\rho}; \vec{r}_{G1}, \dots, \vec{r}_{GM}, \vec{V}_1, \dots, \vec{V}_M) = & \dot{I}(\vec{\rho}) \sum_{m=1}^M \sum_{f=1}^F b_{mf} A_{mf} \dot{U}_{mf} (t - r_{Gm} / c - \\ & - \frac{V_m^2 t^2 / 2 + (x_m V_{mx} + y_m V_{my} + z_m V_{mz}) t}{c r_{Gm}} - \frac{\rho^2}{2c r_{Gm}} + \\ & + \frac{\rho}{c r_{Gm}} [\cos \varphi (x_m + V_{mx} t) + \sin \varphi (y_m + V_{my} t)]) \times \\ & \times \exp \left\{ j \left[\omega_j t - \frac{2\pi}{\lambda_f} \left(r_{Gm} + \frac{(x_m V_{mx} + y_m V_{my} + z_m V_{mz}) t}{r_{Gm}} + \right. \right. \right. \\ & \left. \left. + \frac{\rho^2 + V_m^2 t^2}{2r_{Gm}} - \frac{\rho}{r_{Gm}} [\cos \varphi (x_m + V_{mx} t) + \sin \varphi (y_m + V_{my} t)] \right) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (28)$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Буренин Н.И. Радиолокационные станции с синтезированной апертурой. — М.: Советское радио, 1972. — 160 с.
2. Tomiyasu K. Bistatic Synthetic Aperture Radar Using Two Sattelites. EASCON'78, Arlington, VA, 1978, P. 106—110.
3. Rosen P.A., Hensley S., Joughin I. R., Li F. K., Madsen S. N., Rodriguez E, Goldstein R. M. Synthetic Aperture Radar Interferometry. Proceedings of the IEEE, Vol. 88, № 3, 2000, P. 333—382.
4. Cherniakov M. Surface-Space Bistatic SAR: Problems and Prospectives. RADAR 2002, Edinburgh, UK, P. 22—26.
5. Zavorotny V., Voronovich G. Scattering of GPS signals from the ocean with wind remote sensing application. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 38, № 2, 2000, P. 951—964.
6. Masters D., Zavorotny V., Katzberg S., Emery W. GPS signal scattering from land for moisture content determination. Proceedings IGARSS 2000, Vol. 7, P. 3090—3092.
7. Garrison J. L., Komjathy A., Zavorotny V. U., Katzberg S. J. Wind Speed Measurement Using Forward Scattered GPS Signals // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 40, № 1, 2002, P. 50—65.
8. Пространственно-временная обработка сигналов / И.Я. Кремер, А.И. Кремер, В.М. Петров и др. Под ред. И.Я. Кремера. — М.: Радио и связь, 1984. — 224 с.
9. Eissfelder B., Hein G. W., Winkel J., Hartl P. Galileo Signal Options, Galileo's World, Summer 2000, P. 24—31.
10. Hein G. W., Godet J., Issler J.-L., Martin J.-Chr., Lucas-Rodriguez R., Pratt T. The Galileo Frequency Structure and Signal Design, Proc. of ION GPS 2001, Salt Lake City, September 2001, P. 1273—1282.