

ОБОБЩЕННЫЙ ФАЗОВЫЙ МЕТОД ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ ДЛЯ ПРИЕМНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ШИРОКОПОЛОСНЫХ ВРЕМЕННЫХ СИГНАЛОВ

Глазьев В.И., Зацерковский Р.А., Смидович О.В.

Киевский государственный НИИ гидроприборов

На базе критерия локальной пространственно-временной узкополосности получен обобщенный фазовый алгоритм диаграммообразования в приемных антенных решетках широкополосных временных сигналов на промежуточной частоте, показана связь обобщенного фазового метода с временным и фазовременным алгоритмами.

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пространственная избирательность в цифровых приемных трактах с антенными решетками достигается фазированием дискретизированных колебаний отдельных приемников для ожидаемого угла прихода сигналов θ_0 и их когерентным суммированием.

Широкополосные колебания с относительной полосой $\varepsilon = D\Omega/\Omega \geq 0,1$ фазироваться временным методом введением задержек с дискретизацией по верхней частоте колебания, узкополосные с параметром $\varepsilon \leq 0,01$ – фазовым методом на промежуточной частоте с дискретизацией исходя из полосы спектра [1].

В цифровых устройствах диаграммообразования, формирующих выходные отсчеты за период дискретизации $\Delta t = F_d^{-1}$, для снижения вычислительных и аппаратных затрат, растущих линейно с частотой квантования, дискретизацию колебаний и обработку сигналов выполняют после гетеродинирования на промежуточную (в предельном случае на нулевую) частоту, исходя из полосы сигнала.

Пространственная обработка широкополосных сигналов на промежуточной частоте выполняется фазовременным методом – задержками и фазовращением.

Целью работы является получение единого алгоритма фазирования широкополосных временных сигналов как на несущей, так и на промежуточной частоте.

2 СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ШИРОКОПОЛОСНОГО ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ

В локационных системах различного назначения применяются широкополосные временные сигналы с непрерывными законами модуляции – линейным, квадратичным и другими.

В поле плоской частотно модулированной волны, распространяющейся вдоль раскрыва Δr со скоростью c , частота сигнала в точках r раскрыва является функцией r , t и, как следствие, волновой размер раскрыва G тоже зависит от времени t и может быть представлен в виде

$$G(t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\Delta r} \frac{\Omega(t-r/c)}{c} dr. \quad (1)$$

При малых Δt волновой размер раскрыва в момент $t+\Delta t$ в линейном приближении по Δt равен

$$G(t+\Delta t) \approx G(t) + (dG(t)/dt)\Delta t.$$

Частота ЛЧМ сигнала с девиацией $D\Omega$ за время τ описывается выражением в пространственно-временной точке (t, r)

$$\Omega(t-r/c) = \Omega_0 + \gamma(t-r/c); \quad (2)$$

где $\gamma = D\Omega/\tau$;

и в этом случае

$$G(t+\Delta\tau) = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{\Omega_0\Delta r}{c} + \frac{\gamma\Delta r}{c} t - \frac{\gamma\Delta r^2}{2c^2} \right) + \frac{1}{2\pi} \frac{\gamma\Delta r}{c} \Delta\tau; \quad (3)$$

Волновые размеры направленных антенн всегда больше единицы в любой момент времени

$$G(t+\Delta\tau) \gg 1 \quad (4)$$

Если протяженность раскрыва Δr , временной интервал $\Delta\tau$, индекс модуляции γ при заданном c таковы, что

$$(1/2\pi)(\gamma\Delta r^2/2c^2) \leq (1/2\pi)(\gamma\Delta r/c)\Delta\tau \ll 1 \quad (5)$$

можно принять на интервале $[t; t+\Delta\tau]$

$$G(t+\Delta\tau) \approx (1/2\pi)(\Omega_0\Delta r/c + \gamma\Delta r/c) = (1/2\pi)(\Omega_0 + \gamma t)(\Delta r/c); \quad (6)$$

и считать во всех точках раскрыва Δr для $0 \leq r \leq \Delta r$

$$\Omega(t-r/c) \approx \Omega(t) = \Omega_0 + \gamma t \quad (7)$$

Неравенство (5), приводящее к (7), дает условие локальной пространственно-временной узкополосности на интервале $\Delta r \Delta\tau$ при заданных γ, c и позволяет сформировать фазовым методом характеристику направленности (ХН) на мгновенной частоте $\Omega(t)$ за время $\Delta\tau$.

При этом широкополосная ХН может быть образована суммированием одновременно сформированных Λ парциальных характеристик на частотах ω_l , эквидистантно расставленных с шагом $\Delta\omega = D\omega/\Lambda$ в полосе $D\omega$.

При широкополосном формировании ХН на промежуточной частоте цифровыми методами должна выполняться следующая последовательность операций:

1 Узкополосная фильтрация гребенкой фильтров с комплексной импульсной характеристикой $\{g_{l,v}\}$

$$X_{\mu,l,n}(\theta) = \sum_{v=0}^{N-1} b_v \cdot g_{l,v} \cdot x_{\mu,n-N+1+v}(\theta) \quad (8)$$

где

b_v – весовая функция (временное окно);

$$g_{l,v} = (1/N) e^{j\omega_l v \Delta t};$$

ω_l – центральная угловая частота l -го узкополосного фильтра;

$$\omega_l = \begin{cases} \bar{\omega} + (l-L)\Delta\omega & l = \overline{0, 2L}; \quad \Lambda = 2L + 1 \\ \bar{\omega} + (l-L + 1/2)\Delta\omega & l = \overline{0, 2L-1}; \quad \Lambda = 2L \end{cases}$$

$\bar{\omega} = \Omega - \Omega_{\text{гн}}$ – среднее значение угловой частоты полосового сигнала после гетеродирования;

$x_{\mu,v}(\theta)$ – v -й временной отсчет сигнала с выхода μ -го приемника (комплексный или вещественный);

$\Delta\omega = 2\pi/N\Delta t$ – угловая полоса узкополосных фильтров;

$\Delta t = F_d^{-1}$ – период дискретизации гетеродинированного сигнала;

N – порядок фильтра;

$X_{\mu,l,n}$ – n -й временной отсчет комплексного сигнала на выходе l -го узкополосного фильтра μ .

2 Парциальное фазирование узкополосных колебаний с выхода гребенки фильтров умножением на комплексные поворачивающие множители $\exp(j\Omega_l r_\mu \cos(\beta_\mu(\theta_0)/c)$, компенсирующие пространственную компоненту фазы, и фазочастотные корректирующие множители $\exp(-j(N-1)\omega_l \Delta t/2)$, устраняющие отрицательную интерференцию при сложении колебаний.

$$\dot{X}_{\mu,l,n}(\theta) \rightarrow \dot{X}_{\mu,l,n}(\theta) \cdot e^{j\Omega_l r_\mu \cos(\beta_\mu(\theta_0)/c - j(N-1)\omega_l \Delta t/2}$$

где

$$\Omega_l = \begin{cases} \bar{\Omega} + (1 + L + 1/2)\Delta\omega & D\omega \approx 2L\Delta\omega \\ \bar{\Omega} + (1 + L)\Delta\omega & D\omega \approx (2L+1)\Delta\omega \end{cases}$$

$\bar{\Omega}$ – среднее значение угловой частоты полосового сигнала до гетеродинирования;

r_μ – модуль радиус-вектора \vec{r}_μ μ -го приемника;

$\beta_\mu(\theta_0)$ – угол между радиус-вектором \vec{r}_μ и волновым вектором $\vec{K}(\theta_0)$.

3 Когерентное сложение фазированных узкополосных комплексных колебаний μ -го приемника в полосовой процесс \dot{Y} с общим весом a_μ

$$\dot{Y}_{\mu,n}(\theta, \theta_0) = \frac{a_\mu}{\Lambda N} \sum_{l=0}^{\Lambda-1} \dot{X}_{\mu,l,n}(\theta) e^{j[\Omega_l r_\mu \cos(\beta_\mu(\theta_0)/c - (N-1)\omega_l \Delta t/2]} \quad (9)$$

Подставляя в (9) выражение для X из (8) и меняя порядок суммирования найдем

$$\dot{Y}_{\mu,n}(\theta, \theta_0) = \sum_{v=0}^{N-1} \dot{X}_{\mu,n-N+1-v}(\theta) \frac{a_\mu b_v}{\Lambda N} \sum_{l=0}^{\Lambda-1} \dot{g}_{l,v} e^{j[\Omega_l r_\mu \cos(\beta_\mu(\theta_0)/c - (N-1)\omega_l \Delta t/2]}$$

Вводя для внутренней суммы по l обозначение $h_{\mu,v}(\theta_0, \Lambda)$ можно представить $\dot{Y}_{\mu,n}(\theta, \theta_0)$ в виде

$$\dot{Y}_{\mu,n}(\theta, \theta_0) = \sum_{v=0}^{N-1} h_{\mu,v}(\theta_0, \Lambda) \dot{X}_{\mu,n-N+1-v}(\theta) \quad (10)$$

где

$$h_{\mu,v}(\theta_0, \Lambda) = \frac{a_\mu b_v}{\Lambda N} \sum_{l=0}^{\Lambda-1} \dot{g}_{l,v} e^{j[\Omega_l r_\mu \cos(\beta_\mu(\theta_0)/c - (N-1)\omega_l \Delta t/2]} \quad (11)$$

Подставляя в (11) $\dot{g}_{l,v}$, Ω_l , ω_l и выполняя суммирование по l найдем

$$h_{\mu,v}(\theta_0, \Lambda) = \frac{a_\mu b_v}{\Lambda N} e^{j[\bar{\omega}(v-(N-1)/2)\Delta t + \bar{\Omega} r_\mu \cos(\beta_\mu(\theta_0)/c]} \times$$

$$\times \frac{\sin\{(\Lambda/2)[(v-(N-1)/2)\Delta t + r_\mu \cos(\beta_\mu(\theta_0)/c]\Delta\omega\}}{\sin\{(1/2)[(v-(N-1)/2)\Delta t + r_\mu \cos(\beta_\mu(\theta_0)/c]\Delta\omega\}}; \quad (12)$$

где

$h_{\mu,v}(\theta_0, \Lambda)$ – v -й временной отсчет широкополосного фазокомпенсирующего КИХ фильтра μ -го приемника, образованного группой Λ $\Delta\omega$ -узкополосных фильтров.

Импульсная характеристика широкополосного фазокомпенсирующего фильтра $h_{\mu,v}(\theta_0, D\omega)$ в виде гребенки фильтров, непрерывно заполняющих полосу $D\omega$, может быть получена из (12) предельным переходом

$$\begin{aligned}
 h_{\mu,v}(\theta_0, D\omega) &= \lim_{\Lambda \rightarrow \infty} h_{\mu,v}(\theta_0, \Lambda) = \frac{a_\mu b_v}{N} e^{j[\omega(v-(N-1)/2)\Delta t + \bar{\Omega} r_\mu \cos(\beta_\mu(\theta_0)/c)]} \times \\
 &\times \lim_{\Lambda \rightarrow \infty} \frac{\sin\{(\Lambda/2)[(v-(N-1)/2)\Delta t + r_\mu \cos(\beta_\mu(\theta_0)/c)]D\omega/\Lambda\}}{\Lambda \sin\{(1/2)[(v-(N-1)/2)\Delta t + r_\mu \cos(\beta_\mu(\theta_0)/c)]D\omega/\Lambda\}} = \\
 &= \frac{a_\mu b_v}{N} e^{j[\omega(v-(N-1)/2)\Delta t + \bar{\Omega} r_\mu \cos(\beta_\mu(\theta_0)/c)]} \times \\
 &\times \frac{\sin[(v-(N-1)/2)\Delta t + r_\mu \cos(\beta_\mu(\theta_0)/c)]D\omega/2}{[(v-(N-1)/2)\Delta t + r_\mu \cos(\beta_\mu(\theta_0)/c)]D\omega/2}. \quad (13)
 \end{aligned}$$

4 Когерентное сложение полосовых колебаний с выхода m приемников, фазированных в направлении, задаваемом углом θ_0

$$R_n(\theta, \theta_0) = \sum_{\mu=0}^{m-1} Y_{\mu,n}(\theta, \theta_0) = \sum_{\mu=0}^{m-1} \sum_{v=0}^{N-1} h_{\mu,v}(\theta_0) \cdot x_{\mu,n-N+1}(\theta) \quad (14)$$

где

$R_n(\theta, \theta_0)$ – n -й комплексный временной отсчет сигнала на выходе сформированного луча, ориентированного в направлении, задаваемом углом θ_0 .

Формулами (12)–(14) решается задача широкополосного формирования ХН на промежуточной частоте.

3 АНАЛИЗ СВОЙСТВ АЛГОРИТМА

Условия локальной пространственно-временной узкополосности (5) определяет верхнюю границу N_B при выборе порядка фазокомпенсирующего фильтра N .

Учитывая, что $\Delta\tau = N\Delta t = N/F_d$;

из $(\gamma/2\pi)(\Delta r/c) \Delta\tau = (\gamma/2\pi)N\Delta t(\Delta r/c) = \xi \ll 1$;

следует $N \leq N_B = 2\pi\xi c F_d / \gamma \Delta r$. (15)

Если фазокомпенсатор образован гребенкой конечного числа узкополосных фазированных фильтров, из условия, накладываемого на ошибку фазирования $\Delta\phi_{\max}$ при расстройке частоты сигнала на $\Delta\omega/2$ относительно центральной частоты ω_1 парциального фильтра, находится нижняя граница N_H

$\Delta\phi_{\max} = \Delta\phi_{\mu 1}(\omega_1 + \Delta\omega/2) - \Delta\phi_{\mu 1}(\omega_1) \leq \delta\psi$; где $\delta\psi$ – допуск;

для круговой базы радиуса Δr

$\Delta\phi_{\max} = (\Delta\omega/2)(r_\mu/c)\cos\beta_\mu(\theta_0) \leq (\Delta\omega/2)(\Delta r/c) = (2\pi/2N\Delta t)(\Delta r/c) \leq \delta\psi$;

$N \geq N_H = \pi\Delta r/\Delta t \cdot c \cdot \delta\psi = \pi F_d \Delta r/c \delta\psi$ (16)

и порядок фазокомпенсатора N должен удовлетворять двум условиям (15) и (16) одновременно.

$$2\pi\xi c F_d / \gamma \Delta r = N_B \geq N \geq N_H = \pi F_d \Delta r / c \delta \psi. \quad (17)$$

При работе с низкочастотными сигналами, а также полосовыми сигналами, у которых $\bar{\Omega}$ несущая соизмерима с шириной полосы $D\omega$, гетеродинирование не дает выигрыша в объеме вычисления.

В этом случае

$$\Omega_{гн} = 0; \quad \omega = \bar{\Omega} - \Omega_{гн} = \bar{\Omega};$$

$$h_{\mu, \nu}(\theta_0, \Lambda) = (a_{\mu} b_{\nu} / \Lambda N) e^{j \bar{\Omega} [(v-(N-1)/2)\Delta t + r_{\mu} \cos(\beta_{\mu}(\theta_0)/c)]} \times \\ \frac{\sin(\Lambda/2) [(v-(N-1)/2)\Delta t + r_{\mu} \cos(\beta_{\mu}(\theta_0)/c) \Delta \omega]}{\sin(1/2) [(v-(N-1)/2)\Delta t + r_{\mu} \cos(\beta_{\mu}(\theta_0)/c) \Delta \omega]}$$

и период дискретизации выбирается исходя из граничной частоты спектра сигналов

$$\Delta t \leq 2\pi / (2(\bar{\Omega} + D\omega/2)) = \pi / \Omega_B. \quad (18)$$

Импульсная характеристика широкополосного фазокомпенсатора, обеспечивающего формирование действительных отсчетов $Y_{\mu, n}(\theta, \theta_q)$, определяется как действительная или мнимая части комплексных коэффициентов $h_{\mu, \nu}(\theta_0)$, задаваемых формулами (12) и (13).

При работе с низкочастотными сигналами, дискретизированными по верхней частоте спектра из условия

$$\Omega_{гн} = 0; \quad D\omega = \Omega_B$$

следует $\omega = \bar{\Omega} = D\omega/2$;

$$D\omega/2 + \bar{\Omega} = \Omega_B \quad (19)$$

и действительный отсчет импульсной характеристики фазокомпенсатора в виде «непрерывной» гребенки узкополосных фазирующих фильтров с учетом (13) и (19) можно представить в виде

$$h_{\mu, \nu}^c(\theta_0, D\omega) = \operatorname{Re} h_{\mu, \nu}(\theta_0, D\omega) = \frac{a_{\mu} b_{\nu}}{N} \frac{\sin \Omega_B [(v-(N-1)/2)\Delta t + r_{\mu} \cos(\beta_{\mu}(\theta_q)/c)]}{\Omega_B [(v-(N-1)/2)\Delta t + r_{\mu} \cos(\beta_{\mu}(\theta_q)/c)]}.$$

При $b_{\nu} = 1$ формула (10) с точностью до несущественной константы дает алгоритм интерполяционного по Найквист-Котельникову вычисления отсчетов широкополосного сигнала, смещенных относительно момента времени t_n на величину $r_{\mu} \cos(\beta_{\mu}(\theta_q)/c)$ и описывает, таким образом, интерполяционный временной метод фазирования [2].

Если частота гетеродина $\Omega_{гн}$ равна частоте несущей $\bar{\Omega}$,

$$\omega = \bar{\Omega} - \Omega_{гн} = 0.$$

Импульсная характеристика фильтра описывается выражением

$$h_{\mu, \nu}(\theta_q, \Lambda) = \frac{a_{\mu} b_{\Delta n}}{N \Lambda} e^{j \bar{\Omega} r_{\mu} \cos(\beta_{\mu}(\theta_q)/c)} \frac{\sin(\Lambda/2) [(v-(N-1)/2)\Delta t + r_{\mu} \cos(\beta_{\mu}(\theta_q)/c) \Delta \omega]}{\sin(1/2) [(v-(N-1)/2)\Delta t + r_{\mu} \cos(\beta_{\mu}(\theta_q)/c) \Delta \omega]}$$

и формула (10) дает фазовременной алгоритм фазирования временной последовательности отсчетов комплексной огибающей x_{μ} .

ВЫВОДЫ

1 Сформулирован критерий локальной пространственно-временной узкополосности для широкополосных $D\Omega/\Omega > 0,1$ временных сигналов, связывающий протяженность раскрытия антенны, скорость изменения частоты сложного сигнала и временной интервал, на котором можно пренебречь эффектом девиации частоты и ввести узкополосную на мгновенной частоте характеристику направленности и широкополосную как сумму узкополосных мгновенных характеристик.

2 На основе фазового подхода синтезирован широкополосный фазокомпенсатор в виде суммы конечного числа Λ узкополосных фазирующих фильтров, эквидистантно расположенных в широкой полосе и в виде суммы бесконечного числа узкополосных фазирующих фильтров с непрерывной расстановкой в широкой полосе.

3 Показано, что обобщенный фазовый метод диаграммообразования дает единый алгоритм фазирования широкополосных вещественных и комплексных колебаний с выходов антенной решетки как низкочастотных на несущей частоте с дискретизацией по $\Omega_B = \Omega + D\Omega/2$, так и полосовых на промежуточной частоте с дискретизацией по $\omega_B = \omega + D\Omega/2$.

При этом фазовый, фазовременной и временной методы пространственной обработки получаются из обобщенного фазового алгоритма диаграммообразования как частные случаи при различных комбинациях параметров импульсной характеристики $\bar{\Omega}$, $D\Omega$.

ЛИТЕРАТУРА

1 Самойлов Л.К. Электронное управление характеристиками направленности антенн, Л., «Судостроение», 1987, с.107-127.

2 Придэм Р.Г., Муччи Р.А. Цифровой интерполяционный метод формирования луча для низкочастотных и полосовых сигналов/ ТИИЭР т.67 №6 1979 с.29-48.