

## СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИГНАЛОВ В РЕАЛЬНОМ МАСШТАБЕ ВРЕМЕНИ — VII. ИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫЙ АНАЛИЗ СИГНАЛОВ ПОВЫШЕННОЙ СЛОЖНОСТИ

*В. А. Омельченко*

Харьков

Методы спектрального анализа, рассмотренные в работах [1—3], позволяют в реальном времени синтезировать спектры отрезков сигнала длительности  $T$  в полосе частот  $F$ . Получаемая при этом величина произведения  $TF$  имеет двойной смысл: с одной стороны, определяет меру сложности обрабатываемого сигнала, с другой, численно совпадая с коэффициентом панорамности анализатора, показывает, какой ценой обеспечивается эта величина. Достижимые значения  $TF$  ограничиваются трудностями реализации анализаторов.

В работах [1—2] использованы простейшие алгоритмы синтеза спектра в интегральной форме и в виде рядов Фурье и Котельникова. Оказывается, что небольшое усложнение этих алгоритмов позволяет, не меняя формы синтезируемого спектра, значительно увеличить достижимые значения  $TF$  без существенного повышения трудностей реализации.

В настоящей статье рассматривается интерференционный анализ сигналов для случая применения таких алгоритмов.

### Последовательная обработка сигнала

Характерным свойством интерференционного анализа является способность формировать спектр  $S(j\omega)$  в виде частичной суммы ряда Фурье. Поэтому потребуем, чтобы и в рассматриваемом случае  $S(j\omega)$  формировался аналогично.

Пусть исследуемый сигнал имеет ограниченный спектр. Если при  $\omega > 0$  последний сосредоточен в интервале  $\omega_1 \leq \omega \leq \omega_2$ , справедливо разложение

$$S(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{C}_n \exp\left(-j \frac{2\pi n}{\omega_2 - \omega_1} \omega\right), \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned}\bar{C}_n &= \frac{\pi}{\omega_2 - \omega_1} g\left(\frac{2\pi n}{\omega_2 - \omega_1}\right); \\ g(jt) &= f(t) + jh(t); \\ h(t) &= -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\tau)}{t - \tau} d\tau;\end{aligned}$$

$f(t)$  — входной сигнал.

Представим (1) в виде

$$S(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{G}\left(\frac{n}{F}\right) \exp\left(-j\frac{2\pi n}{F} f\right), \quad (1a)$$

где  $f_1 \leq f \leq f_2$ ;

$$\begin{aligned}\bar{G}\left(\frac{n}{F}\right) &= G\left(\frac{n}{F}\right) \exp\left[j\varphi\left(\frac{n}{F}\right)\right]; \\ G(t) \exp[j\varphi(t)] &= g(jt); \\ G(t) &= \sqrt{f^2(t) + h^2(t)}; \\ \varphi(t) &= \arctg \frac{h(t)}{f(t)};\end{aligned}$$

средняя частота  $(f_1 + f_2)/2 = \lambda F$ ;

$$F = f_2 - f_1;$$

$\lambda$  — целое число.

Заменяя  $f$  на  $t$ ,  $F$  на  $T_{л.з}$  и ограничиваясь частичной суммой ряда, приходим к выражению

$$S_{N_1}(jt) = \frac{1}{F} \sum_{n=0}^{N_1-1} \bar{G}\left(\frac{n}{F}\right) \exp\left[\left(-j\frac{2\pi n}{T_{л.з}}\right) t\right], \quad (2)$$

которое можно формировать в виде огибающей высокочастотного колебания

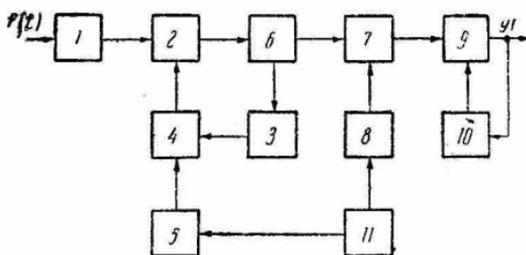
$$y(t) = \operatorname{Re} [\exp(j\omega_0 t) S_{N_1}(jt)]. \quad (3)$$

Вводя в  $S_{N_1}(jt)$  новый индекс суммирования по правилу  $n = N\nu + k$ , где  $\nu = 0, 1, \dots, M-1$ ;  $k = 0, 1, \dots, N-1$  при каждом  $\nu$ ;  $N_1 = MN$ , приводим (3) к виду

$$\begin{aligned}y(t) &= \frac{1}{F} \left\{ \exp(j\omega_0 t) \sum_{N\nu+k=0}^{N_1-1} \bar{G}\left[(N\nu+k)\frac{1}{F}\right] \times \right. \\ &\quad \left. \times \exp\left[-j\frac{2\pi}{T_{л.з}}(N\nu+k)t\right] \right\}. \quad (4)\end{aligned}$$

Если сначала суммировать по  $k$ , а затем по  $\nu$ , из (4) окончательно получаем выражение

$$y(t) = \frac{1}{F} \left\{ \sum_{\nu=0}^{M-1} \exp \left[ j \left( \omega_0 - \frac{2\pi}{T_{л.з}} N\nu \right) t \right] \times \right. \\ \left. \times \sum_{k=0}^{N-1} \bar{G} \left[ (N\nu + k) \frac{1}{F} \right] \exp \left( -j \frac{2\pi}{T_{л.з}} kt \right) \right\}. \quad (5)$$



Функциональная схема анализатора спектра с последовательной обработкой сигнала:

$x(t)$  — входной сигнал;  $y(t)$  — выходной сигнал; 1 — фильтр с полосой  $F$ ; 2 — линейный сумматор; 3 — линия задержки на время  $T_{л.з}$ ; 4 — преобразователь частоты с выделением одной боковой полосы; 5 — генератор частоты сдвига; 6 — коммутатор; 7 — преобразователь частоты с выделением одной боковой полосы; 8 — генератор частоты сдвига; 9 — линейный сумматор; 10 — линия задержки на время  $T = TN_{л.з}$ ; 11 — синхронизатор.

Согласно этому выражению, сигнал длительностью  $T_1 = \frac{NM}{F}$  следует обрабатывать последовательно, используя для каждого периода обработки его отрезки длительностью  $T = \frac{N}{F}$ . Из каждого такого отрезка необходимо формировать спектр в виде частичной суммы ряда Фурье

$$y_\nu(t) = \frac{1}{F} \left\{ \exp \left[ j \left( \omega_0 - \frac{2\pi}{T_{л.з}} N\nu \right) t \right] \times \right. \\ \left. \times \sum_{k=0}^{N-1} \bar{G} \left[ (N\nu + k) \frac{1}{F} \right] \exp \left( -j \frac{2\pi}{T_{л.з}} kt \right) \right\} \quad (6)$$

и полученные отклики (6) — суммировать.

На рисунке приведена функциональная схема устройства, выполняющая описанные операции. Она построена на базе одноканального анализатора интерференционного типа с использованием дополнительного буферного накопительного рециркулятора.

Схема работает следующим образом.

$$f_2 - f_1 = \sum_{k=0}^{n_q-1} (f_{k+1} - f_k),$$

где

$$f_k = f_1 + k \frac{f_2 - f_1}{n_q},$$

то выражение (7а) можно также представить в виде

$$S_Q(jf) = \frac{1}{f_2 - f_1} \left\{ \sum_{k=0}^{n_q-1} \exp \left[ -j \frac{2\pi k f}{n_q (f_{k+1} - f_k)} \right] \times \right. \\ \left. \times \sum_{\nu=0}^{N-1} \bar{G} \left[ \left( \nu + \frac{k}{n_q} \right) \frac{1}{f_{k+1} - f_k} \right] \exp \left( -j \frac{2\pi \nu}{f_{k+1} - f_k} f \right) \right\}, \\ f_k \leq f \leq f_{k+1}, \quad k = 0, 1, \dots, n_q - 1. \quad (76)$$

Отсюда вытекает, что спектр сигнала в полосе  $f_1 \leq f \leq f_2$  шириной  $F_1$  можно представить как сумму спектров в  $n_q$  частичных полосах  $f_k \leq f \leq f_{k+1}$  шириной  $F_1/n_q$ . Поэтому для формирования  $S_Q(jf)$  в виде огибающей высокочастотного колебания

$$y(t) = \frac{1}{F_1} \left\{ \sum_{k=0}^{n_q-1} \exp \left[ j \left( \omega_0 - \frac{2\pi k}{n_q T_{л.з.к}} \right) t \right] \times \right. \\ \left. \times \sum_{\nu=0}^{N-1} \bar{G} \left[ \left( \nu + \frac{k}{n_q} \right) \frac{1}{f_{k+1} - f_k} \right] \exp \left( -j \frac{2\pi}{T_{л.з.к}} \nu t \right) \right\}, \quad (8)$$

достаточно сигнал длительностью  $T = \frac{N n_q}{F_1}$  обработать параллельно в  $n_q$  частичных полосах, получая в них отклики

$$y_k(t) = \frac{1}{F_1} \left\{ \exp \left[ j \left( \omega_0 - \frac{2\pi k}{n_q T_{л.з.к}} \right) t \right] \times \right. \\ \left. \times \sum_{\nu=0}^{N-1} \bar{G} \left[ \left( \nu + \frac{k}{n_q} \right) \frac{1}{f_{k+1} - f_k} \right] \exp \left( -j \frac{2\pi}{T_{л.з.к}} \nu t \right) \right\}, \quad (9)$$

и затем выполнить суммирование последних.

Описанные закономерности преобразования сигнала непосредственно определяют функциональную схему устройства, формирующего спектр в виде (8). Некоторые упрощения позволяют прийти к известной схеме. Так, если допустить, что спектр в каждой из  $n_q$  полос формируется в виде частичной суммы ряда Фурье, но не требовать этого для всей полосы  $F_1$ , полагая

$$\nu + \frac{k}{n_q} \approx \nu,$$

приходим к выражению

$$y_k(t) = \frac{1}{F_1} \left\{ \exp \left[ j \omega_0 t \right] \times \right. \\ \left. \times \sum_{\nu=0}^{N-1} \bar{G} \left( \nu \frac{1}{f_{k+1} - f_k} \right) \exp \left( -j \frac{2\pi \nu}{T_{л.з.к}} t \right) \right\}. \quad (10)$$

Оно определяет анализатор, состоящий из  $n_q$  одноканальных анализаторов интерференционного типа, каждый из которых работает в полосе  $F_1/n_q$ , а все они перекрывают исходную полосу  $F_1$ .

### Основные параметры анализаторов

Параметры анализаторов можно найти, применяя описанную в работе [1] методику. Выполняя несложные вычисления, при этом получаем следующие соотношения.

Полоса обзора

$$\Phi_0 = \frac{1}{T_{л.з}}; \quad \Phi_{0\text{пл}} = \frac{1}{T_{л.з}}; \quad \Phi_{0\text{пр}} = \frac{1}{T_{л.з}}, \quad T_{л.з} = T_{л.зк}, \quad (11)$$

где  $T_{л.з}$  — величина задержки линии задержки рециркулятора; пл — здесь и далее индекс, отвечающий параметрам устройства с последовательной обработкой сигнала;

пр — индекс, отвечающий параметрам устройства с параллельной обработкой сигнала (при отсутствии этих индексов параметры соответствуют одноканальному устройству).

Время однократного анализа спектра

$$T_0 = NT_{л.з}; \quad T_{0\text{пл}} = MNT_{л.з}; \quad T_{0\text{пр}} = NT_{л.з}, \quad (12)$$

где  $N$  — число циркуляций сигнала в рециркуляторе.

Разрешающая способность по частоте

$$R_1 = \frac{1}{NT_{лз}}; \quad R_{1\text{пл}} = \frac{1}{MNT_{лз}}; \quad R_{1\text{пр}} = \frac{1}{NT_{лз}}, \quad (13)$$

где  $R_1$  — разрешающая способность по равным сигналам.

Эквивалентная скорость анализа

$$\gamma = NR_1^2; \quad \gamma_{\text{пл}} = MNR_1^2; \quad \gamma_{\text{пр}} = n_q NR_1^2. \quad (14)$$

Здесь положено  $\gamma = \Phi_0/T_0$ .

Коэффициент панорамности

$$K_{\text{п}} = N; \quad K_{\text{п.пл}} = MN; \quad K_{\text{п.пр}} = n_q N. \quad (15)$$

Согласно приведенным выражениям, параллельная обработка сигнала позволяет при  $R = \text{const}$  в  $n_q$  раз расширить полосу обзора. Если же  $\Phi_0 = \text{const}$ , последовательная обработка улучшает разрешающую способность в  $M$  раз. В оптимальном случае  $M = N$  [4]. При этом коэффициент панорамности увеличивается соответственно в  $n_q$  и  $M$  раз.

## ЛИТЕРАТУРА

1. В. А. Омельченко. Спектральный анализ сигналов в реальном масштабе времени — I, II. Сб. «Радиотехника», вып. 16. Изд-во ХГУ, Харьков, 1971.
2. В. А. Омельченко. Спектральный анализ сигналов в реальном масштабе времени — III, IV. Сб. «Радиотехника», вып. 19. Изд-во ХГУ, Харьков, 1971.
3. В. А. Омельченко. Спектральный анализ сигналов в реальном масштабе времени — V, VI. Вестник Харьковского политехнического института, № 54, «Радиотехника», вып. 3. Изд-во ХГУ, Харьков, 1971.
4. В. А. Омельченко и др. Об одном способе сжатия сигналов. Сб. «Радиотехника», вып. 8. Изд-во ХГУ, Харьков, 1969.