

СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИГНАЛОВ В РЕАЛЬНОМ МАСШТАБЕ ВРЕМЕНИ — VIII. РЕЗОНАНСНЫЙ АНАЛИЗ СИГНАЛОВ ПОВЫШЕННОЙ СЛОЖНОСТИ

В. А. Омельченко

Харьков

Одним из методов спектрального анализа сигналов в реальном масштабе времени является резонансный метод. Он позволяет в реальном времени синтезировать спектр в виде частичной суммы ряда Котельникова [1].

Применение обычных алгоритмов синтеза приводит к тому, что увеличение произведения длительности T обрабатываемого сигнала на ширину спектра F окупается значительным увеличением трудностей реализации. Однако существуют такие алгоритмы [2], которые позволяют резко увеличить значение TF без существенного усложнения анализаторов.

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

Последовательная обработка сигнала

Рассмотрим алгоритм синтеза спектра в виде частичной суммы ряда Котельникова, позволяющий увеличить значение TF за счет увеличения T при $F = \text{const}$.

Пусть сигнал $f(t)$ тождественно равен нулю вне интервала $|t| \leq \frac{T_1}{2}$. Тогда его спектр можно представить в виде ряда

$$S(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \bar{S}\left(\frac{2\pi n}{T_1}\right) \frac{\sin\left(\frac{\omega T_1}{2} - \pi n\right)}{\frac{\omega T_1}{2} - \pi n}, \quad (1)$$

где

$$\bar{S}\left(\frac{2\pi n}{T_1}\right) = \int_{-T_1/2}^{T_1/2} f(t) \exp\left(-j \frac{2\pi n}{T_1} t\right) dt.$$

Так как для $f(t)$ справедливо тождественное равенство

$$f(t) = \sum_{k=-M/2}^{M/2-1} f_k(t),$$

где

$$f_k(t) = f(t) \{\sigma(t - kT) - \sigma[t - (k + 1)T]\},$$

$\sigma(t)$ — единичная функция; $T = \frac{T_1}{M}$, выражение (1) можно представить также в виде

$$S(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} \left[\sum_{k=-M/2}^{M/2-1} f_k(t) \right] \exp\left(-j \frac{2\pi n}{T_1} t\right) dt \frac{\sin\left(\frac{\omega T_1}{2} - \pi n\right)}{\frac{\omega T_1}{2} - \pi n}. \quad (2)$$

Заменяя в частной сумме ряда (1а) f на t , T_1 на Φ , получаем функцию времени

$$S_N(j2\pi t) = \sum_{n=0}^{N-1} \int_{-T_1/2}^{T_1/2} \left[\sum_{k=-M/2}^{M/2-1} f_k(t) \right] \exp\left(-j \frac{2\pi n}{T_1} t\right) dt \times \frac{\sin \pi (\Phi t - n)}{\pi (\Phi t - n)}, \quad (3)$$

которую будем формировать в пределах T_1 в реальном времени как огибающую высокочастотного колебания

$$y(t) = \operatorname{Re} \{S_N(j2\pi t) \exp(j\omega_0 t)\}. \quad (4)$$

Если учесть, что комплексный спектр сигнала $S_N(j2\pi t)$ определяется через амплитудный $S_N(2\pi t)$ и фазовый $\varphi_N(2\pi t)$ спектры, согласно

$$S_N(j2\pi t) = S_N(2\pi t) \exp[j\varphi_N(2\pi t)], \quad (5)$$

выражение (4) можно также представить в виде

$$y(t) = \operatorname{Re} \{ \exp [j(\omega_0 t + \varphi_N(2\pi t))] S_N(2\pi t), \quad (4a)$$

откуда следует, что измерение амплитудного и фазового спектров сводится к амплитудному и фазовому детектированию отклика.

Представим выражение (4а) в развернутом виде

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \left| \int_{-T_1/2}^{T_1/2} \left[\sum_{k=-M/2}^{M/2-1} f_k(t) \right] \exp\left(-j \frac{2\pi n}{T_1} t\right) dt \right| \cos \left[\omega_0 t + \varphi \left(\frac{2\pi n}{T_1} \right) \right] \frac{\sin \pi (\Phi t - n)}{\pi (\Phi t - n)}. \quad (4б)$$

Здесь

$$\left| \int_{-T_1/2}^{T_1/2} \left[\sum_{k=-M/2}^{M/2-1} f_k(t) \right] \exp \left(-j \frac{2\pi n}{T_1} t \right) dt \right| =$$

$$= \left\{ \left\{ \operatorname{Re} \left[\bar{S} \left(\frac{2\pi n}{T_1} \right) \right] \right\}^2 + \left\{ \operatorname{Im} \left[\bar{S} \left(\frac{2\pi n}{T_1} \right) \right] \right\}^2 \right\}^{1/2};$$

$$\operatorname{Re} \left[\bar{S} \left(\frac{2\pi n}{T_1} \right) \right] + j \operatorname{Im} \left[\bar{S} \left(\frac{2\pi n}{T_1} \right) \right] = \bar{S} \left(\frac{2\pi n}{T_1} \right);$$

$$\varphi \left(\frac{2\pi n}{T_1} \right) = \operatorname{arctg} \frac{\operatorname{Im} \left[\bar{S} \left(\frac{2\pi n}{T_1} \right) \right]}{\operatorname{Re} \left[\bar{S} \left(\frac{2\pi n}{T_1} \right) \right]};$$

$$\Phi = \frac{N}{\alpha T_1}; \quad \alpha \ll 1.$$

Из полученного выражения вытекает, что для формирования спектра в виде частичной суммы ряда Котельникова необходимо из входного сигнала $f(t)$ формировать сигналы

$$\left| \int_{-T_1/2}^{T_1/2} \left[\sum_{k=-M/2}^{M/2-1} f_k(t) \right] \times \right.$$

$$\left. \times \exp \left(-j \frac{2\pi n}{T_1} t \right) dt \right| \times$$

$$\times \cos \left[\omega_0 t + \varphi \left(\frac{2\pi n}{T_1} \right) \right], \quad (6)$$

умножать их на базисные функции

$$\frac{\sin \pi (\Phi t - n)}{\pi (\Phi t - n)}$$

и суммировать результирующие сигналы.

Для выполнения указанных операций можно использовать схему рис. 1, построенную на базе анализатора спектра со сжатием сигналов во времени.

Резонансный анализатор на рис. 1 отличается от одноканального анализатора такого же типа [1] сложностью временного компрессора. Здесь компрессор представляет собой последовательное соединение трех рециркуляторов (рис. 2), два из которых работают в режиме сжатия, а третий является буферным. Первый рециркулятор преобразует непрерывный сигнал в дискретный, а последовательность равноотстоящих выборок — в последовательность равноотстоящих групп выборок, причем каждая

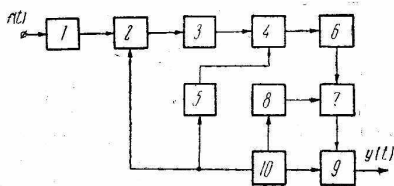


Рис. 1. Функциональная схема резонансного анализатора спектра с последовательной обработкой сигнала: $x(t)$ — входной сигнал; $y(t)$ — выходной сигнал; 1 — входной фильтр, выделяющий исследуемую полосу частот; 2 — временной компрессор; 3 — восстановительный фильтр; 4 — гетеродинный смеситель; 5 — пересматриваемый гетеродин; 6 — анализирующий фильтр; 7 — множитель; 8 — генератор базисных сигналов; 9 — суммирующее устройство, вводящее необходимые временные сдвиги суммируемых сигналов и выполняющее их суммирование; 10 — синхронизатор.

группа представляет собой ускоренный в P раз отрезок длительности T входного сигнала. Второй рециркулятор уменьшает временной интервал между группами выборок до интервала между выборками в группе. В результате на его выходе формируется ускоренная в P раз копия сигнала длительности $T_1 = MT$ [3]. Третий рециркулятор используется для многократного повторения этой копии.

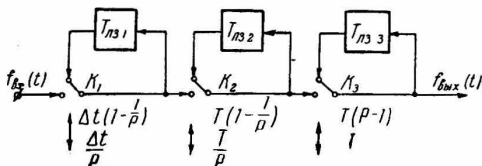


Рис. 2. Упрощенная функциональная схема временного компрессора:

$f_{\text{вх}}(t)$ — сигнал на входе компрессора; $f_{\text{вых}}(t)$ — сигнал на выходе компрессора; K_1, K_2, K_3 — коммутаторы; $T_{\text{л.з}1}$ линия задержки с величиной задержки $T_{\text{л.з}1} = \Delta t \left(1 - \frac{1}{P}\right)$; $\Delta t = \frac{T}{P}$ — период взятия выборок сигнала; $T_{\text{л.з}2}$ — линия задержки с величиной задержки $T_{\text{л.з}2} = T \left(1 - \frac{1}{P}\right)$; $T_{\text{л.з}3}$ — линия задержки с величиной задержки $T_{\text{л.з}3} = T$.

В конечном счете в резонансном анализаторе спектра рис. 1 сигнал ускоряется и многократно повторяется. Преобразованный сигнал сдвигается по частоте по ступенчатому закону и анализируется фильтром с частотной характеристикой типа $\frac{\sin x}{x}$. Получаемые на выходе фильтра отклики в соответствующие моменты времени перемножаются с базисными сигналами, и далее после осуществления необходимых временных сдвигов результирующие сигналы суммируются.

Параллельная обработка сигнала

Рассмотрим алгоритм синтеза спектра, позволяющий увеличить произведение TF за счет увеличения F при $T = \text{const}$.

Представим спектр сигнала

$$f(t) = \begin{cases} f_1(t), & |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0, & |t| > \frac{T}{2} \end{cases}$$

В виде

$$S_N(j2\pi f) = \sum_{n=0}^{N_1-1} \bar{S} \left(\frac{2\pi n}{T} \right) \frac{\sin \pi (Tf - n)}{\pi (Tf - n)}. \quad (7)$$

Заменяя n через

$$n = n_q \nu + k,$$

где $\nu = 0, 1, \dots, N-1$; $k = 0, 1, \dots, n_q - 1$ при каждом ν ; $N = \frac{N_1}{n_q}$, и суммируя сначала по k , затем по ν , приводим (7) к виду

$$S_N(j2\pi f) = \sum_{\nu=0}^{n_q-1} \sum_{k=0}^{N-1} \bar{S} \left[\frac{2\pi}{T} (\nu n_q + k) \right] \frac{\sin \pi (Tf - \nu n_q - k)}{\pi (Tf - \nu n_q - k)}. \quad (7a)$$

Если, как обычно, формировать спектр в виде огибающей высокочастотного колебания

$$y(t) = \text{Re} [S_N(j2\pi t) \exp(j\omega_0 t)], \quad (8)$$

то, учитывая (7a), получаем искомое выражение

$$y(t) = \sum_{\nu=0}^{n_q-1} \sum_{k=0}^{N-1} S \left[\frac{2\pi}{T} (\nu n_q + k) \right] \cos \left\{ \omega_0 t + \varphi \left[\frac{2\pi}{T} (\nu n_q + k) \right] \right\} \times \frac{\sin \pi (\Phi t - \nu n_q - k)}{\pi (\Phi t - \nu n_q - k)} \quad (8a)$$

(здесь $\Phi = \frac{N}{\alpha T}$, $\alpha \leq 1$).

Согласно (8a), результирующий отклик представляет собой сумму n_q откликов

$$y_\nu(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S \left[\frac{2\pi}{T} (\nu n_q + k) \right] \cos \left\{ \omega_0 t + \varphi \left[\frac{2\pi}{T} (\nu n_q + k) \right] \right\} \frac{\sin \pi (\Phi t - \nu n_q - k)}{\pi (\Phi t - \nu n_q - k)}, \quad (9)$$

каждый из которых формируется из N отсчетов спектра в смежных полосах частот шириной $N \frac{2\pi}{T}$. Поэтому для формирования отклика (8a) достаточно сигнал обработать параллельно в n_q

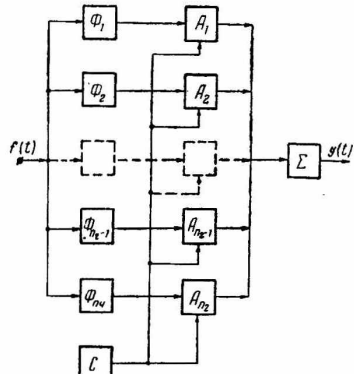


Рис. 3. Функциональная схема резонансного анализатора спектра с параллельной обработкой сигнала:

$f(t)$ — входной сигнал; $y(t)$ — выходной сигнал; Φ_i — входной фильтр

i -го канала с полосой $\frac{\Phi_{\text{опр}}}{n_q}$; A_i — одноканальный анализатор i -го канала; Σ — суммирующее устройство, обеспечивающее необходимые временные сдвиги сигналов i -х каналов и выполняющее их суммирование; C — синхронизатор.

частичных полосах одноканальными резонансными анализаторами, а полученные отклики просуммировать с учетом введения необходимых временных сдвигов.

Соответствующая функциональная схема приведена на рис. 3.

Основные параметры анализаторов

Используя изложенную в работе [1] методику определения параметров анализатора резонансного типа, нетрудно получить следующие соотношения.

Полоса обзора

$$\Phi_0 = \frac{P}{mT}; \quad \Phi_{0пл} = \frac{P}{mT}; \quad \Phi_{0пр} = \frac{Pn_q}{mT}, \quad (10)$$

где P — коэффициент сжатия сигнала;

m — коэффициент, характеризующий допустимую погрешность дискретизации;

пл, пр — здесь и далее индексы, которые показывают, что рассматриваются параметры соответственно устройств с последовательной или параллельной обработкой сигнала. При отсутствии этих индексов параметры отвечают одноканальным устройствам.

Период однократного анализа спектра

$$T_0 = T; \quad T_{0пл} = MT; \quad T_{0пр} = T. \quad (11)$$

Разрешающая способность по частоте

$$R_1 = \frac{1}{T}; \quad R_{1пл} = \frac{1}{MT}; \quad R_{1пр} = \frac{1}{T}. \quad (12)$$

Эквивалентная скорость анализа

$$\gamma = \frac{P}{m} R_1^2; \quad \gamma_{пл} = \frac{PM}{m} R_1^2; \quad \gamma_{пр} = \frac{Pn_q}{m} R_1^2. \quad (13)$$

Коэффициент панорамности

$$K_n = \frac{P}{m}; \quad K_{п. пл} = \frac{PM}{m}; \quad K_{п. пр} = \frac{Pn_q}{m}. \quad (14)$$

Из выражений (10), (12) и (14) легко заметить, что при прочих равных условиях применение рассмотренных алгоритмов позволяет при параллельной обработке сигнала расширить полосу обзора в n_q раз, а при последовательной обработке — улучшить разрешающую способность в M раз, причем $M_{опт} = P$ [3]. Коэффициент панорамности соответственно увеличивается в n_q и P раз.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. А. Омельченко. Спектральный анализ сигналов в реальном масштабе времени — III, IV. Сб. «Радиотехника», вып. 19. Изд-во ХГУ, Харьков, 1971.
2. В. А. Омельченко. Спектральный анализ сигналов в реальном масштабе времени — VII. См. статью в настоящем сборнике.
3. В. А. Омельченко и др. Об одном способе сжатия сигналов. Сб. «Радиотехника», вып. 8. Изд-во ХГУ, Харьков, 1969.