$$q_v^2 = \tilde{b}_v^2 \; 2Э_0/N_0. \quad (5)$$

Выражение для $\tau_Э$ в случае прямоугольного импульса длительностью Δt имеет вид [2]

$$\tau_Э = \pi\Delta t/\sqrt{3} \approx 0,55/\Delta t. \quad (6)$$

В результате среднеквадратическую ошибку измерения частоты (3) можно вычислять по соотношению

$$\sigma_{Fv} = 0,55/q_v\Delta t. \quad (7)$$

Отметим далее, что текущие оценки частоты F_v помимо измерения закона частотной модуляции (манипуляции) можно также использовать для оценки средней несущей частоты принимаемого сигнала $\overline{F}$. При наличии оценки длительности сигнала $\hat{\tau}_u \approx n\Delta t$ значение $\overline{F}$ можно оценить, вычисляя среднее арифметическое

$$\overline{F} = \frac{1}{n}\sum_{v=1}^{n} \hat{F}_v . \quad (8)$$

При этом СКО оценки $\overline{F}$ при независимых оценках $\hat{F}_v$ и одинаковых СКО σ_{Fv} определится соотношением

$$\sigma_{\overline{F}} = \sigma_{Fv} / \sqrt{n} , \quad (9)$$

или после подстановки σ_{Fv} (6)

$$\sigma_{Fv} = 0,55/q_v\Delta t\sqrt{n} . \quad (10)$$

На основе (10) легко устанавливается связь между СКО $\sigma_{\overline{F}}$ и СКО $\sigma_F = 0,55/q\tau_u$, соответствующей оценке средней частоты по когерентному сигналу длительностью τ_u. При регулярных измерениях F_v можно принять, что $q_v = q/\sqrt{n}$, где q – соответствующее отношение сигнал/шум для когерентного сигнала длительностью τ_u. Подставляя далее в (10) значение $\Delta t = \tau_u/n$, получим

$$\sigma_{\overline{F}} = 0,55\,n / q\tau_u = n\sigma_F . \quad (11)$$

Из (11) видно, что СКО $\sigma_{\overline{F}}$ примерно в n раз превосходит СКО σ_F. Вместе с тем, точность измерения несущей частоты F сигнала с неизвестной структурой можно повысить, если несколько видоизменить алгоритм получения оценки $\hat{F}$ по сравнению с (8). Для этого, прежде всего, необходимо найти оценки коэффициентов b_v (16) из [1] и длительности сигнала $\hat{\tau} = n\Delta t$, а затем использовать их для получения оценки комплексной огибающей сигнала

$$\hat{X}(t) = \sum_{v=1}^{n} \hat{b}_v \Psi_v(t) \quad \text{длительностью } \tau_u.$$

Далее по этой оценке находится оценка $\hat{F}$ по известной методике, используемой для сигналов с известной структурой. Более подробно указанный вопрос рассматривается в следующей статье [2].

Библиографический список

1. Перетягин И. В. Оптимальная обработка сигналов источников радиоизлучения в условиях априорной неопределенности. В настоящем сб

2. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. –М.: Сов. радио, 1981.

УДК 621.396.96·629

ОЦЕНКА НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ ПРИНИМАЕМЫХ СИГНАЛОВ НЕИЗВЕСТНОЙ ФОРМЫ НА ОСНОВЕ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ОЦЕНКИ КОМПЛЕКСНОЙ ОГИБАЮЩЕЙ ОПОРНОГО СИГНАЛА

И В. Перетягин, В.В. Серых

г. Белгород, ЗАО НПП «СПЕЦ-РАДИО»

Р.К. Давлеткалиев, А.И. Яникеев

г. Белгород, Белгородский государственный университет

Полагаем, что на основе анализа принимаемого сигнала с неизвестной структурой предварительно получены коэффициенты комплексной огибающей сигнала b_v [1]. Используя эти коэффициенты, можно записать модель принимаемого полезного сигнала длительностью $\hat{\tau}_u = n\Delta t$ в виде

$$\hat{X}(t,F) = \sum_{v=1}^{n} \hat{b}_v \Psi_v(t) e^{j2\pi Ft}, \quad (1)$$

а также всего принимаемого колебания в целом

$$Y(t) = \hat{X}(t,F) + N(t). \quad (2)$$

Модель (2) является исходной для составления условного ЛОП и последующей оценки неизвестной частоты F. В соответствии с (2) выражение для ЛОП можно записать в виде

$$\ln l(F) = \frac{1}{N_0} \times$$

$$\times \left\{ \begin{array}{l} \mathrm{Re}\left| \int_{-\hat{\tau}_u/2}^{\hat{\tau}_u/2} \dot{Y}(t) \dot{\hat{X}}^*(t) e^{-j2\pi Ft} dt \right| - \\ \frac{1}{2} \int_{-\hat{\tau}/2}^{\hat{\tau}/2} \dot{\hat{X}}(t,F) \dot{\hat{X}}^*(t,F) dt \end{array} \right\}. \quad (3)$$

Поскольку частота F является неэнергетическим параметром, то второе слагаемое в (2) можно опустить и ограничиться лишь первым слагаемым, выделив лишь реальную часть КИ

$$Z(F) = \int_{-\hat{\tau}_u/2}^{\hat{\tau}_u/2} \dot{Y}(t) \dot{\hat{X}}^*(t) e^{-j2\pi Ft} dt. \quad (4)$$

Поскольку, однако, параметр модели $\hat{b}_v$ содержит общую для всего сигнала случайную начальную фазу φ_b, то для ее исключения реальную часть КИ $Z(F)$ следует заменить соответствующим модульным значением $Z_v(F) = \left| Z_v(F) \right|$. При этом реализация принимаемого колебания в (4) по аналогии с моделями (1) и (2) представляется в виде

$$Y(t) = \sum_{v=1}^{n} \tilde{b}_v \tilde{X}_v(t) e^{j2\pi \tilde{F} t} + N(t). \quad (5)$$

Поскольку измерения параметра b_v полагаются регулярными, то в дальнейшем считается, что истинное значение параметра $\tilde{b}_v$ равно оценочному, т.е. $\tilde{b}_v = \hat{b}_v$. Кроме того, при выборе в общем случае интервала дискретизации Δt по Котельникову приближенно полагаем, что $\tilde{X}_v(t) = \Psi_v(t)$. Оптимизируя далее модуль КИ Z(F) по частоте F, можно получить ее оценку $\hat{F}$. Значение СКО такой оценки можно найти по соотношению

$$\hat{\sigma}_F = 1 / \hat{q} \hat{\tau}_э. \quad (6)$$

Здесь $\hat{q}^2$ – отношение сигнал/шум по мощности на выходе устройства вычисления $Z(\hat{F})$ при использовании оценочных значений коэффициентов $\hat{b}_v$, $\hat{\tau}_э$ – соответствующее значение эффективной длительности сигнала. Записывая в соответствии с (1) и (5) сигнальную $Z_c(\hat{F})$ и помеховую $Z_П(\hat{F})$ части КИ $Z(\hat{F})$ в виде

$$Z_c(\hat{F}) = \sum_{v=1}^{n} \hat{b}_v^2 \, 2Э_0,$$

где

$$Э_0 = \frac{1}{2} \int_{(v-1)\Delta t}^{v\Delta t} \Psi_v^2(t) dt$$

можно получить выражение для мощностей сигнала $P_c = (\sum_{v=1}^{n} \hat{b}_v^2 \, 2Э_{0v})^2$ и помехи $P_П = N_0 \sum_{v=1}^{n} \hat{b}_v^2 \, 2Э_{0v}$, а также выражение для $\hat{q}^2$:

$$\hat{q}^2 = \sum_{v=1}^{n} \hat{b}_v^2 \, 2Э_0 / N_0 = \sum_{v=1}^{n} \hat{q}_v^2,$$

$$\hat{q}_v^2 = \hat{b}_v^2 \, 2Э_0 / N_0. \quad (7)$$

Согласно (7) значение $\hat{q}^2$ в данном случае определяется энергией всего сигнала длительностью $\hat{\tau}_u = n\Delta t$. Аналогично и эффективная длительность сигнала также определяется всей длительностью оценочного опорного сигнала $\hat{X}(t)$. Поэтому по аналогии с [2] можно записать, что $\hat{\tau}_э = \pi \hat{\tau}_и / 3 = 0{,}55 / \hat{\tau}_и$. При этом значение СКО σ_F можно окончательно представить в виде

$$\hat{\sigma}_F = 0{,}55 / \hat{q}\,\hat{\tau}_и . \qquad (8)$$

Поскольку параметры $\hat{q}$ и $\hat{\tau}_и$ в (8) определяются длительностью всего оценочного сигнала, то значение $\hat{\sigma}_F$ при регулярных оценках $\hat{b}_\nu$ и $\hat{\tau}_и$ может оказаться заметно меньшим, чем в случае оценки средней несущей частоты согласно (8).

Для подтверждения сказанного оценим ошибки $\varepsilon_\nu = \hat{b}_\nu - \tilde{b}_\nu$ и $\varepsilon_\tau = \hat{\tau}_и - \tau_и$ между оценочными $\hat{b}_\nu$ и $\hat{\tau}_и$ и истинными значениями $\tilde{b}_\nu$ и $\tilde{\tau}_и$ параметров b_ν и $\tau_и$. Начнем с ошибки $\dot{\varepsilon}_\nu$. С этой целью выразим $\hat{b}_\nu$ через $\tilde{b}_\nu$, используя [2] в точке F=$\tilde{F}$. Подставляя в [2] КИ $Z(F)$ (4), получим

$$\hat{b}_\nu = \tilde{b}_\nu + \dot{\varepsilon}_\nu , \qquad (9)$$

где $\varepsilon_\nu = \int\limits_{(\nu-1)\Delta t}^{\nu\Delta t} N(t)\Psi_\nu(t)e^{-j2\pi Ft}dt / 2Э_0$.

Согласно (9) дисперсия ошибки $(\hat{b}_\nu - \tilde{b}_\nu) = \dot{\varepsilon}_\nu$ будет равна

$$\sigma^2_{\varepsilon\nu} = (\hat{b}_\nu - \tilde{b}_\nu)(\hat{b}_\nu - \tilde{b}_\nu)^* / \qquad (10)$$
$$/ 2 = \varepsilon_\nu \varepsilon^*_\nu / 2 = 1 / q_0^2 ,$$

где $q_0^2 = 2Э_0 / N_0$ – отношение сигнал/шум на выходе устройства вычисления КИ $Z(F)$ при единичной амплитуде опорного сигнала $\Psi_\nu(t)$. Умножая числитель и знаменатель (10) на $\tilde{b}_\nu^2$ и учитывая, что $q_0^2 \tilde{b}_\nu^2 = \dfrac{2Э_0}{N_0}\tilde{b}_\nu^2 = q_\nu^2$ – соответствующее отношение сигнал/шум при амплитуде сигнала $\tilde{b}_\nu$, получим

$$\sigma^2_{\varepsilon\nu} = \tilde{b}_\nu^2 / q_\nu^2 . \qquad (11)$$

Из (11) следует, что при $q_\nu^2 \rangle\rangle 1$ дисперсия ошибки $\sigma^2_{\varepsilon\nu} \langle\langle \tilde{b}_\nu^2$. Так, уже при $q_\nu^2 \approx 25$ имеем, что $\sigma^2_{\varepsilon\nu} / \tilde{b}_\nu^2 = 0{,}04$. Последнее означает, что отношение сигнал/шум $\hat{q}^2 = \sum\limits_{\nu=1}^{n} \hat{b}_\nu^2\, 2Э_0 / N_0$, определенное по оценочному значению $\hat{b}_\nu$, будет близким соответствующему отношению сигнал/шум q^2, определенному по истинному значению $\tilde{b}_\nu$. Покажем, в частности, что дисперсия σ^2_μ относительного значения разности

$\mu = (\hat{q}^2 - q^2) / q^2 = \delta q^2 / q^2$ в этом случае будет заметно меньше единицы. Используя выражения для

$$\hat{q}^2 = \sum_{\nu=1}^{n} \hat{b}_\nu^2\, 2Э_0 / N_0$$

$$\text{и } q^2 = \sum_{\nu=1}^{n} \tilde{b}_\nu^2\, 2Э_0 / N_0 ,$$

запишем δq^2 в виде

$$\delta q^2 = \sum_{\nu=1}^{n} (\hat{b}_\nu^2 - \tilde{b}_\nu^2) 2Э_0 / N_0 .$$

Выразим далее разность квадратов $\hat{b}_\nu^2 - \tilde{b}_\nu^2$ через $\tilde{b}_\nu$ и ε_ν. Умножая левую и правую части последнего на $\hat{q}^*_\nu$, представим полученный результат в виде

$$\hat{b}_\nu^2 = \tilde{b}_\nu \hat{b}_\nu^* + \hat{b}_\nu^* \varepsilon_\nu + \tilde{b}_\nu^2 - \tilde{b}_\nu^2 .$$

Подставляя далее в последнее равенство $\hat{b}_\nu^* = \dot{b}_\nu + \varepsilon_\nu^*$ и образуя слева разность квадратов $\hat{b}_\nu^2 - \tilde{b}_\nu^2$, получим равенство

$$\hat{b}_\nu^2 - \tilde{b}_\nu^2 = 2\mathrm{Re}(\tilde{b}_\nu \varepsilon_\nu^*) + \varepsilon_\nu \varepsilon_\nu^* . \quad (12)$$

В результате выражение для $\hat{q}^2$ имеет вид

$$\delta q^2 = 2(2Э_0/N_0) \sum_{\nu=1}^{n} [\mathrm{Re}(\tilde{b}_\nu \varepsilon_\nu^*) + \dot{\varepsilon}_\nu \varepsilon_\nu/2]. \quad (13)$$

Общее выражение для дисперсии D{μ} можно записать в виде

$$D\{\mu\}=D\{\delta q^2\}/q^4. \quad (14)$$

Поскольку случайные ошибки $\dot{\varepsilon}_\nu$ являются независимыми по ν, то дисперсию D{δq^2} удобно представить в виде суммы дисперсий D{δq_ν^2} по каждой из ν-ой составляющей

$$D\{\delta q^2\} = \sum_{\nu=1}^{n} D\{\delta q_\nu^2\}, \quad (15)$$

где

$$\delta q_\nu^2 = 2(2Э_0/N_0)[\mathrm{Re}(\tilde{b}_\nu \varepsilon_\nu^*) + \dot{\varepsilon}_\nu \varepsilon_\nu/2] \quad (16)$$

$$D(\delta q_\nu^2) = \overline{(\delta q_\nu^2)^2} - (\overline{\delta q_\nu^2})^2 . \quad (17)$$

При последующем вычислении $X(t)$ и $\overline{(\delta q_\nu^2)^2} = \overline{\delta q_\nu^4}$ учитывалось, что нечетные моменты ошибки $\hat{\sigma}_F$ равны нулю.

Момент четвертого порядка для комплексных значений $\dot{\varepsilon}_\nu$ вычисляется по соотношению $J_4 = \overline{\varepsilon_\nu^* \dot{\varepsilon}_\nu \dot{\varepsilon}_\nu^* \varepsilon_\nu} = 2\overline{\varepsilon_\nu \varepsilon_\nu^*}\,\overline{\varepsilon_\nu \varepsilon_\nu^*}$,

где $\overline{\varepsilon_\nu \varepsilon_\nu^*}/2 = N_0/2Э_0$ согласно (10), поэтому $J_4=8(N_0/2Э_0)^2$. Кроме того, учитывалось известное равенство нулю $\overline{\dot{\varepsilon}_\nu \dot{\varepsilon}_\nu} = \overline{\dot{\varepsilon}_\nu^* \dot{\varepsilon}_\nu^*} = 0$ среднего произведения комплексно несопряженных случайных величин ε_ν. В результате для составляющих D{$\hat{F}_\nu$} (17) получены следующие соотношения:

$$(\overline{\delta q_\nu^2})^2 = 4 ,$$

$$\overline{\delta q_\nu^4} = 4(\tilde{b}_\nu^2\, 2Э_0/N_0 + 2) = 4(q_\nu^2 + 2),$$

так что

$$D\{\delta q_\nu^2\} = 4(q_\nu^2 + 1). \quad (18)$$

В результате дисперсия D{δq^2} согласно (15) определяется соотношением

$$D\{\delta q^2\} = 4(\sum_{\nu=1}^{n} q_\nu^2 + n) = 4(q^2 + n). \quad (19)$$

При этом дисперсия D{μ} с учетом (14) будет равна

$$D\{\mu\} = \frac{4}{q^2} \frac{4n}{q^4} = \frac{4}{nq_\nu^2} + \frac{4}{nq_\nu^4}, \quad (20)$$

где учтено, что при регулярном оценивании $\dot{b}_\nu$ значение $q^2 \approx nq_\nu^2$. Если, например, n=10, q_ν=5 ($q_\nu^2 = 25$), то значение D{μ}=0,01616.

Таким образом, при условии регулярного измерения $\tilde{\dot{b}}_\nu$ и известном значении n из (20) действительно следует вывод о близости значений $\hat{q}^2$ и q^2, соответствующих оценочным и истинным значениям $\hat{b}_\nu$ и $\tilde{b}_\nu$.

Наряду с ошибкой $\dot{\varepsilon}_\nu$ ошибка $\varepsilon_\tau = \hat{\tau}_u - \tilde{\tau}_u$ также в большинстве случаев может оказаться небольшой. Порядок этой ошибки составляет $\varepsilon_\tau = \tilde{\tau}_u / n$, где n – число интервалов дискретизации длительностью Δt. Наиболее вероятное значение n на практике составляет примерно n≈10, так что $\varepsilon_\tau \approx 0{,}1\tilde{\tau}_u$, а дисперсия $\sigma_\tau^2 \approx 0{,}01\tilde{\tau}_\nu^2$. В результате можно ожидать, что значение СКО (8) $\hat{\sigma}_F$ при регулярных оценках $\hat{\dot{b}}_\nu$ и τ_u будет приближаться к СКО σ_F, соответствующему истинным значениям $\tilde{b}_\nu$ и $\tilde{\tau}_u$. При этом значение СКО $\hat{\sigma}_F$ действительно может оказаться значительно меньшим СКО $\sigma_{\bar{F}}$.

Проведенный в статье анализ точности вычисления оценок $\hat{F}_\nu$ на основе парциальных значений ЛОП $\ln l_\nu$ показывает, что указанная точность по сравнению с известными устройствами анализа источников активного излучения является достаточно высокой. Так, при пороговом отношении сигнал/шум на выходе устройства вычисления ЛОП $\ln l_\nu$, равном q_ν=5, по напряжению (или 13,9 дБ) и длительности строба Δt=1мкс. СКО $\sigma_{F_\nu} \approx 0{,}11$ МГц.

В данной статье и в работе [2] рассматривается частный, но важный для практики случай оценки средней несущей частоты принимаемого колебания на интервале его длительности τ_u. При этом рассмотрены два метода вычисления оценок. Первый из них основан на вычислении среднего арифметического частных оценок $\hat{F}_\nu$, полученных на интервалах длительностью Δt. Второй метод вычисления оценок реализуется на основе обработки оценочного опорного сигнала $X(t) = \sum_{\nu=1}^{n} b_\nu \Psi_\nu(t)$, сформированного на основе предварительно полученных максимально правдоподобных оценок b_ν коэффициентов модели сигнала $\dot{b}_\nu$. Согласно проведенному анализу, второй метод вычисления средней несущей частоты F является заметно более точным по сравнению с первым. По своей точности он приближается к оценке $\hat{F}$, которая может быть получена на основе обработки когерентного сигнала с известной формой огибающей $X(t)$ опорного сигнала.

Библиографический список

1. Перетягин И. В. Оптимальная обработка сигналов источников радиоизлучения в условиях априорной неопределенности. В настоящем сб.

2. Перетягин И. В. и др. Оценка несущей частоты принимаемых сигналов неизвестной формы. В настоящем сб.

3. Ширман Я. Д , Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. –М.: Сов. радио, 1981.

УДК 621.396.96.629

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ 0,2 … 2 ГГЦ

В.А. Шахов

Украина, г. Харьков, Харьковский филиал ЗАО «НПП СПЕЦ-РАДИО»

Р.К. Давлеткалиев

Россия, г. Белгород, Белгородский государственный университет

В ЗАО «НПП «Спец-Радио» создана мобильная автоматизированная станция обнаружения и пеленгования (СОП–А) источников радиоизлучения (ИРИ) в диапазоне частот 0,2…18 ГГц. Качество получаемой информации существенно зависит от антенной системы, которая разделена на ряд подсистем с различными поддиапазонами час-