

Квазиоптимальный алгоритм обнаружения узкополосных сигналов на фоне случайных помех

В. Г. Галушко, О. В. Буданов, Ю. М. Ямпольский

*Радиоастрономический институт НАН Украины,
Украина, 61002, г. Харьков, ул. Краснознаменная, 4
E-mail: galushko@rian.kharkov.ua*

Статья поступила в редакцию 19 мая 2003 г.

Для решения задачи обнаружения и оценки параметров узкополосных сигналов на фоне случайных аддитивных шумов предложен метод когерентного усреднения. Получены выражения для среднего и дисперсии оценки спектральной плотности сигнала. Проведено сопоставление предложенного алгоритма с методами оптимальной фильтрации и некогерентного усреднения. Приведены результаты численного моделирования и применения разработанного алгоритма для обнаружения когерентных сверхнизкочастотных сигналов, возникающих при демодуляции мощного коротковолнового амплитудно-модулированного излучения из-за нелинейных свойств ионосферной плазмы.

Для вирішення задачі виявлення та оцінки параметрів вузькосмужних сигналів на фоні випадкових адитивних шумів запропоновано метод когерентного усереднення. Отримано вирази для середнього та дисперсії оцінки спектральної щільності сигналу. Проведено співставлення запропонованого алгоритму з методами оптимальної фільтрації і некогерентного усереднення. Наведено результати числового моделювання та застосування розробленого алгоритму для виявлення когерентних наднизькочастотних сигналів, що виникають при демодуляції потужного короткохвильового амплітудно-модульованого випромінювання через нелінійні властивості іоносферної плазми.

Введение

При исследовании различных физических явлений дистанционными методами радиодиагностики довольно часто возникает задача обнаружения и измерения амплитуды и частоты узкополосных сигналов на фоне случайных шумов. (Термин "сигнал" здесь трактуется шире, чем это принято в радиотехнике, и включает любую последовательность данных, к которой может быть применен спектральный анализ.) Как известно из теории обработки сигналов [1], оптимальный алгоритм решения такой задачи в случае широкополосных стационарных помех (шумов) сводится к оценке энергетического спектра принимаемого

колебания по временной реализации длительностью T . При заданной помеховой обстановке параметр T определяет эффективное соотношение сигнал/шум, а следовательно, вероятность правильного обнаружения и точность определения параметров сигнала (дисперсию оценки). Таким образом, для обеспечения максимальной точности оценки нужно брать как можно более длинную реализацию, что не всегда возможно при обработке реальных радиофизических данных. Во-первых, во многих случаях заранее не известно время существования сигнала, например, из-за нестационарности самого исследуемого явления, и степень его когерентности. Во-вторых, при обработке больших объемов данных могут возни-

каты технические ограничения, связанные с мощностью применяемых вычислительных средств (быстродействие компьютера, объем оперативной памяти и т. д.). В результате не всегда представляется возможным задать оптимальную длину реализации T . Поэтому на практике, как правило, используют так называемый алгоритм некогерентного накопления. Весь интервал наблюдения T разбивается на M отрезков длиной T_0 , по каждому из которых вычисляется энергетический спектр сигнала, а затем производится усреднение по заданному числу реализаций $N \leq M$. Такой алгоритм позволяет легко менять эквивалентный интервал наблюдения, $T_{eq} = T_0 N$, и обрабатывать достаточно большие объемы данных с помощью сравнительно маломощных компьютеров. Однако его эффективность существенно ниже по сравнению с оптимальным методом, особенно при малых соотношениях сигнал/шум.

В настоящей работе предложен квазиоптимальный алгоритм когерентного усреднения узкополосных сигналов, принимаемых на фоне случайных аддитивных шумов. В приближении стационарных широкополосных (по сравнению с ширинами элементарного фильтра Фурье и спектра самого сигнала) шумов получены и проанализированы выражения для среднего и дисперсии оценки энергетического спектра сигнала. Результаты компьютерного моделирования показали, что предложенный алгоритм практически эквивалентен оптимальному и сохраняет при этом преимущества быстрого преобразования Фурье (БПФ). В статье приводятся примеры обработки экспериментальных данных с помощью разработанного алгоритма по обнаружению когерентных сверхнизкочастотных (СНЧ) сигналов, возникающих при демодуляции мощного амплитудно-модулированного КВ сигнала из-за нелинейных эффектов в ионосферной плазме.

Постановка задачи и основные соотношения

Пусть на вход обрабатывающего устройства подается временная реализация исследуемого процесса $u(t)$ длиной T , представляю-

щая собой аддитивную смесь полезного сигнала $u_c(t)$ и случайного шума $n(t)$:

$$u(t) = u_c(t) + n(t).$$

Под сигналом мы будем понимать некоторую последовательность данных, в общем случае не обязательно временную. Спектр полезного сигнала $\dot{S}_c(\omega)$ для простоты будем полагать гауссовым,

$$\dot{S}_c(\omega) = A_0 \frac{\alpha}{\sqrt{\pi}} e^{-\alpha^2(\omega-\omega_0)^2} e^{-i\varphi_0},$$

где A_0 , ω_0 и φ_0 соответственно амплитуда, частота и начальная фаза сигнала, а параметр α определяет его характерную ширину.

В качестве модели шума будем рассматривать стационарный случайный процесс с нулевым средним $\langle n(t) \rangle = 0$. Необходимо по заданной реализации оценить амплитуду и частоту полезного сигнала.

Как известно [1], оптимальный алгоритм решения такой задачи сводится к оценке энергетического спектра входного процесса

$$|S_u(\omega)|^2 = \dot{S}_u(\omega) \dot{S}_u^*(\omega),$$

где $\dot{S}_u(\omega) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} dt \cdot u(t) e^{i\omega t}$, звездочка означает комплексное сопряжение. Однако применение такого алгоритма на практике, для обработки реальных данных наблюдений, зачастую бывает затруднительным по ряду причин, часть из которых рассмотрена во введении. Поэтому обычно весь интервал наблюдения T разбивается на M участков длиной T_0 . Для каждого из них оценивается энергетический спектр сигнала и затем производится усреднение по всем элементарным реализациям

$$\tilde{S}_{in}(\omega) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \hat{S}_m(\omega) \hat{S}_m^*(\omega), \quad (1)$$

где

$$\hat{S}_m(\omega) = \frac{1}{T_0} \int_{t_m - T/2}^{t_m + T/2} dt \cdot u(t) e^{i\omega t},$$

$$t_m \in [T_0/2; T - T_0/2].$$

Поскольку при этом используется дискретное преобразование Фурье (как правило, БПФ), частота ω принимает дискретные значения $\omega = \omega_0 = 2\pi n/T_0$, $n = 0, 1, \dots, T_0/(2\Delta t)$, где $1/\Delta t$ – частота дискретизации входных данных.

Можно показать, что в случае, когда спектр шума много шире, а спектр сигнала значительно уже полосы элементарного фильтра Фурье ($\alpha \gg 1/T_0$), среднее $\langle \tilde{S}_{in}(\omega_n) \rangle$ и дисперсия $\sigma_{in}^2(\omega_n) = \langle (\tilde{S}_{in}(\omega_n) - \langle \tilde{S}_{in}(\omega_n) \rangle)^2 \rangle$ оценки (1) соответственно равны

$$\langle \tilde{S}_{in}(\omega_n) \rangle \approx A_0^2 \frac{\sin^2[(\omega_n - \omega_0)T_0/2]}{[(\omega_n - \omega_0)T_0/2]^2} + \frac{2\pi}{T_0} S_w^2(\omega_n) \quad (2)$$

и

$$\sigma_{in}^2(\omega_n) \approx \pi^2 \left(\frac{2}{T_0} \right)^2 \frac{1}{M} S_w^4(\omega_n) + 2\pi \left(\frac{2}{T_0} \right) \frac{1}{M} A_0^2 S_w^2(\omega_n) \frac{\sin^2[(\omega_n - \omega_0)T_0/2]}{[(\omega_n - \omega_0)T_0/2]^2}, \quad (3)$$

где $S_w^2(\omega_n)$ – спектральная плотность шума. В последнем выражении мы пренебрегли слагаемыми вида $\frac{\sin(\omega_n T)}{\omega_n T}$, которые при больших T_0 дают основной вклад в постоянную составляющую $\omega_n \approx 0$.

Для оптимального алгоритма при тех же условиях имеем:

$$\langle \tilde{S}_{opt}(\omega_n) \rangle \approx A_0^2 \frac{\sin^2[(\omega_n - \omega_0)T/2]}{[(\omega_n - \omega_0)T/2]^2} + \frac{2\pi}{T} S_w^2(\omega_n), \quad (4)$$

$$\sigma_{opt}^2(\omega_n) \approx \pi^2 \left(\frac{2}{T} \right)^2 S_w^4(\omega_n) + 2\pi \left(\frac{2}{T} \right) A_0^2 S_w^2(\omega_n) \frac{\sin^2[(\omega_n - \omega_0)T/2]}{[(\omega_n - \omega_0)T/2]^2}, \quad (5)$$

причем $\omega_n = 2\pi n/T$.

Попарное сравнение выражений (2), (4) и (3), (5) показывает, что при конечных T_0 смещение оценки и “шумовая” составляющая ее дисперсии (первое слагаемое в (3) и (5)), полученное по алгоритму (1), в $T/T_0 = M$ раз больше, чем при оптимальной обработке.

Рассмотрим возможность применения когерентного усреднения для решения задачи оценки амплитуды и частоты узкополосного сигнала, принимаемого на фоне шумов:

$$\tilde{S}_{coh}(\omega_n) = \frac{1}{M^2} \sum_{m,l=1}^M \hat{S}_m(\omega_n) \hat{S}_l^*(\omega_n). \quad (6)$$

Отличие алгоритма (6) от (1) состоит в том, что вначале производится усреднение комплексного спектра по всему интервалу наблюдения T , а затем вычисляется энергетический спектр входного сигнала. Полагая, как и прежде, что спектр шума много шире, а спектр сигнала значительно уже полосы элементарного фильтра Фурье ($\alpha \gg 1/T_0$), можно получить следующие выражения для среднего и дисперсии оценки:

$$\langle \tilde{S}_{coh}(\omega_n) \rangle \approx A_0^2 \frac{\sin^2[(\omega_n - \omega_0)T_0 M/2]}{[(\omega_n - \omega_0)T_0 M/2]^2} + \frac{2\pi}{T_0 M} S_w^2(\omega_n), \quad (7)$$

$$\sigma_{coh}^2(\omega_n) \approx \pi^2 \left(\frac{2}{T_0 M} \right)^2 S_w^4(\omega_n) + 2\pi \left(\frac{2}{T_0 M} \right) A_0^2 S_w^2(\omega_n) \frac{\sin^2[(\omega_n - \omega_0)T_0 M/2]}{[(\omega_n - \omega_0)T_0 M/2]^2}. \quad (8)$$

По аналогии с (3) мы не учитывали в (8) член

$$\text{ны вида } \frac{\sin(\omega_n T_0 M)}{\omega_n T_0 M}.$$

С учетом того, что $T_0 M = T$, может показаться, что оценка по алгоритму (6) совпадает с оптимальной. Однако это не совсем так. Дело в том, что при оптимальной обработке $\omega_n = 2\pi n/T$, а для алгоритма (6) $\omega_n = 2\pi n/T_0$, т. е. расстояние между соседними фильтрами Фурье и их количество в полосе анализа разное (отличие в M раз). Если в случае оптимальной обработки частотные характеристики соседних фильтров пересекаются, перекрывая всю полосу анализа, то при использовании алгоритма (6) полоса анализа полностью перекрывается только при $M = 1$. С ростом числа усреднений M количество элементарных фильтров Фурье и их положения на частотной оси не меняются, а происходит сужение их эффективной полосы пропускания. В результате появляются зоны нечувствительности, ширина которых зависит от количества усреднений, и при достаточно больших M алгоритм (6) реагирует только на спектральные составляющие, попадающие в очень узкие области вблизи $\omega_n = 2\pi n/T_0$. Это обусловлено тем, что спектр сигнала, вычисленный в момент времени $t_m = T_0 m$, приобретает дополнительный фазовый множитель $e^{i(\omega_n - \omega_0)T_0 m}$, а следовательно, условие когерентного (синфазного) сложения выполняется только для частот сигнала $\omega_0 = \omega_n$. В результате при $M \rightarrow \infty$ все составляющие с частотами $\omega_0 \neq \omega_n$ подавляются.

Для устранения этого эффекта можно ввести фазовую коррекцию, т. е. умножать спектральные составляющие $\hat{S}_m(\omega_n)$, вычисленные в момент времени $t_m = T_0 m$, на соответствующий фазовый множитель $e^{-i\Omega_p T_0 m}$. Тогда для среднего и дисперсии оценки (при наложении на ширину спектра сигнала и шума тех же условий, что и ранее) можно получить следующие выражения:

$$\begin{aligned} \langle \tilde{S}_{\text{coh}}^{(p)}(\omega_n) \rangle &\approx A_0^2 \frac{\sin^2[(\omega_n - \omega_0)T_0/2]}{[(\omega_n - \omega_0)T_0/2]^2} \times \\ &\times \frac{\sin^2[(\omega_n - \omega_0 - \Omega_p)T_0 M/2]}{M^2 \sin^2[(\omega_n - \omega_0 - \Omega_p)T_0/2]^2} + \frac{2\pi}{T_0 M} S_{\text{ш}}^2(\omega) \end{aligned} \quad (9)$$

и

$$\begin{aligned} (\sigma_{\text{coh}}^{(p)}(\omega_n))^2 &\approx \pi^2 \left(\frac{2}{T_0 M} \right)^2 S_{\text{ш}}^4(\omega_n) + \\ &+ 2\pi \left(\frac{2}{T_0 M} \right) A_0^2 S_{\text{ш}}^2(\omega_n) \frac{\sin^2[(\omega_n - \omega_0)T_0/2]}{[(\omega_n - \omega_0)T_0/2]^2} \times \\ &\times \frac{\sin^2[(\omega_n - \omega_0 - \Omega_p)T_0 M/2]}{M^2 \sin^2[(\omega_n - \omega_0 - \Omega_p)T_0/2]^2}. \end{aligned} \quad (10)$$

Видно, что при $\Omega_p = 0$ выражения (9) и (10) переходят соответственно в (7) и (8), т. е. можно утверждать, что алгоритм (6) с фазовой коррекцией практически эквивалентен оптимальному. Кроме того, теперь есть возможность перекрыть весь диапазон анализа, задавая сетку частот Ω_p с заданным шагом $\Delta\Omega$ (т. е. $\Omega_p = \Delta\Omega p$), который выбирается исходя из требуемой точности измерения частоты и общей длины реализации $T = T_0 M$. Поскольку

функция $\frac{\sin^2[(\omega_n - \omega_0 - \Omega_p)T_0 M/2]}{\sin^2[(\omega_n - \omega_0 - \Omega_p)T_0/2]^2}$ является периодической по Ω_p с периодом $2\pi/T_0$, диапазон изменения Ω_p не должен превышать $\pm\pi/T_0$, чтобы избежать появления ложных спектральных составляющих.

На рис. 1 приведена блок-схема предложенного алгоритма когерентного усреднения с фазовой коррекцией для одного из спектральных каналов, настроенного на частоту ω_n (остальные каналы идентичны). Комплексная спектральная составляющая $\hat{S}_m(\omega_n)$ на частоте ω_n , вычисленная в момент времени

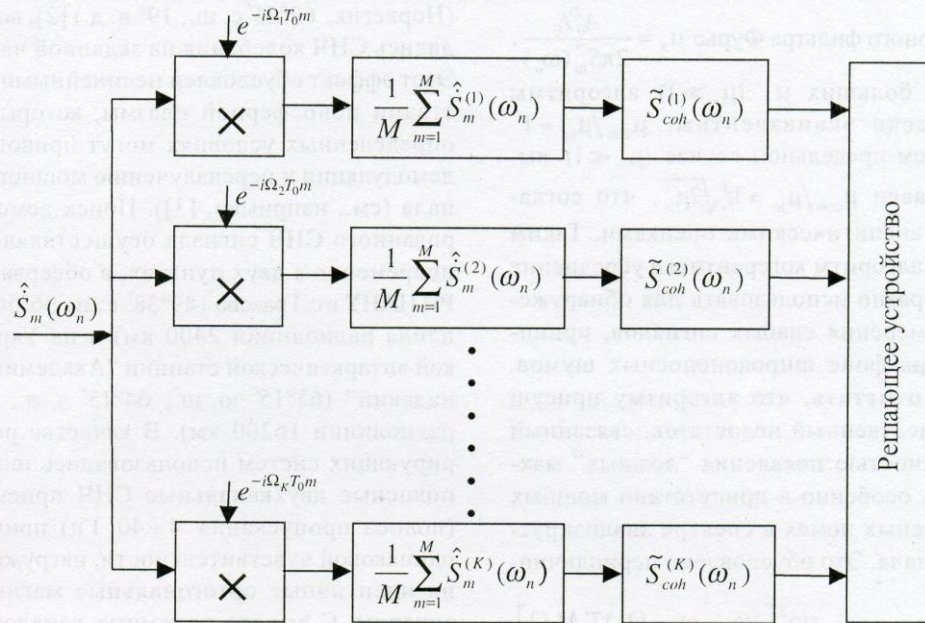


Рис. 1. Блок-схема квазиоптимального алгоритма обнаружения и измерения амплитуды и частоты узкополосных сигналов, принимаемых на фоне аддитивных помех

$t_m = T_0 m$, подается в K каналов, в каждом из которых производится соответствующая фазовая коррекция (умножение на фазовый множитель $e^{i(\omega_n - \omega_0) T_0 m}$). Полученный результат усредняется по всей реализации длиной $T = T_0 M$ и после вычисления квадрата модуля подается на решающее устройство. В случае принятия решения о наличии сигнала (превышение заданного порога) оцениваются частота и амплитуда полезного сигнала.

Разработанный алгоритм был реализован программно и проверен с помощью компьютерного моделирования, результаты которого обсуждаются ниже.

Обсуждение результатов численного моделирования

Для проверки полученных выше результатов был проведен ряд численных экспериментов. Полезный сигнал моделировался синусоидой заданной амплитуды A_0 и частоты ω_0 .

Случайный процесс $n(t)$ синтезировался с помощью стандартной программы генерирования случайных гауссовых последовательностей. Спектральная плотность шума $S_w^2(\omega)$ в полосе анализа задавалась либо постоянной ("белый" шум), либо в виде некоторой функции, например, гауссовой ("подкрашенный" шум). Анализировалось отношение сигнал/шум

$\mu_{coh} = \frac{\langle \tilde{S}_{coh}^{(p)}(\omega_n) \rangle_c}{\sigma_{coh}^{(p)}(\omega_n)}$, которое определяет точность оценки параметров сигнала

(здесь $\langle \tilde{S}_{coh}^{(p)}(\omega_n) \rangle_c = \langle \tilde{S}_{coh}^{(p)}(\omega_n) \rangle - \frac{2\pi}{T_0 M} S_w^2(\omega_n)$).

Результаты численных экспериментов показали, что в случае широкополосных шумов предложенный алгоритм практически эквивалентен оптимальному, т. е. обеспечивает такое же соотношение сигнал/шум. Выигрыш по сравнению с алгоритмом некогерентного усреднения, т. е. величина μ_{coh}/μ_{in} , зависит от отношения сигнал/шум (по энергии) в полосе

элементарного фильтра Фурье $\mu_3 = \frac{A_0^2 T_0}{2\pi S_{ш}^2(\omega_n)}$.

Так, при больших μ_3 ($\mu_3 \gg 1$) алгоритмы практически эквивалентны, $\mu_{coh}/\mu_{in} \approx 1$. В обратном предельном случае ($\mu_3 \ll 1$) выигрыш равен $\mu_{coh}/\mu_{in} \approx 1/\sqrt{2\mu_3}$, что согласуется с аналитическими оценками. Таким образом, алгоритм когерентного усреднения целесообразно использовать для обнаружения и измерения слабых сигналов, принимаемых на фоне широкополосных шумов. Следует отметить, что алгоритму присущ один существенный недостаток, связанный с возможностью появления “ложных” максимумов, особенно в присутствии мощных узкополосных помех в спектре анализируемого сигнала. Это обусловлено периодично-

стью функции $\frac{\sin^2[(\omega_n - \omega_0 - \Omega_p)T_0 M/2]}{\sin^2[(\omega_n - \omega_0 - \Omega_p)T_0/2]^2}$ и наличием боковых лепестков элементарно-

го фильтра Фурье вида $\frac{\sin^2[(\omega_n - \omega_0)T_0/2]}{[(\omega_n - \omega_0)T_0/2]^2}$ (см. выражение (9)), что может приводить к эффекту “спутывания”. Поэтому корректное применение алгоритма когерентного усреднения требует детального анализа всего спектра исследуемого сигнала на предмет наличия мощных узкополосных помех.

Обнаружение эффекта демодуляции в ионосфере мощных амплитудно-модулированных сигналов КВ диапазона

Разработанный алгоритм был применен для обнаружения искусственного узкополосного СНЧ сигнала на фоне естественных шумов резонатора “Земля-ионосфера”, возбуждаемого глобальной грозовой активностью. Роль “источника” сигнала играла нижняя ионосфера в высоких широтах, в которой с помощью мощного амплитудно-модулированного излучения нагревного КВ стенда EISCAT, расположенного в г. Тромсё

(Норвегия, 69°45' с. ш., 19° в. д.) [2], возбуждались СНЧ колебания на заданной частоте. Этот эффект обусловлен нелинейными свойствами ионосферной плазмы, которые при определенных условиях могут приводить к демодуляции и переизлучению мощного сигнала (см., например, [3]). Поиск демодулированного СНЧ сигнала осуществлялся одновременно в двух пунктах, в обсерватории РИНАУ в с. Граково (49°38' с. ш., 36°56' в. д., длина радиолинии 2400 км) и на Украинской антарктической станции “Академик Вернадский” (65°15' ю. ш., 64°15' з. д., длина радиолинии 16200 км). В качестве регистрирующих систем использовались широкополосные двухканальные СНЧ приемники (полоса пропускания 4 ÷ 40 Гц) примерно одинаковой чувствительности, нагруженные на идентичные ортогональные магнитные антенны. С выхода приемных каналов сигналы поступали на многоканальные 12-рядные АЦП и в цифровом виде записывались на регистрирующие компьютеры. Эксперименты проводились с 26.10.02 по 30.10.02 ежедневно с 02:00 до 06:00 UT. При обнаружении эффекта демодуляции заранее ожидалось следующие основные трудности. Во-первых, предполагалось, что даже на более короткой дистанции Тромсё-Граково уровень демодулированного СНЧ сигнала будет значительно меньше уровня естественных шумов шумановского резонатора [4]. Во-вторых, эффект ионосферной демодуляции КВ сигнала и возбуждения резонатора “Земля-ионосфера” наверняка носит нестационарный характер, зависящий от локальных плазменных условий на высотах нагрева. Поэтому длительность временного интервала T для применения оптимальных методов обработки не могла быть определена заранее. В-третьих, априори неизвестна степень когерентности переизлученного СНЧ сигнала из-за нестационарности самой ионосферы. Кроме того, несмотря на высокую частотную стабильность модулирующего СНЧ источника в передатчике (относительная нестационарность частоты модуляции определялась локальным рубидиевым стандартом частоты

ты и составляла 10^{-11}), относительная стабильность и точность задания частоты оцифровки приемной аппаратуры были значительно ниже (порядка 10^{-5} и 10^{-4} соответственно), поскольку они задавались кварцевым генератором. В силу этих обстоятельств применение некогерентного усреднения (4) не дало положительного результата, а обработка с помощью оптимального алгоритма обнаружения потребовала бы многократного анализа длинных единичных реализаций с разным временем накопления T , т. е. использования достаточно мощных вычислительных средств и больших затрат вычислительного времени. Это обусловило необходимость построения описанного выше алгоритма когерентного усреднения и применения его для поиска и измерения параметров полезного сигнала. На первом этапе обработки для каждого сеанса наблюдений анализировалась вся запись с переменным временем интегрирования $T = T_0 N$, где T_0 – длина единичной реализации, N – количество усреднений. Рассматривались участки спектров в пределах полуширины $1/T_0$ (по первым нулям) главного лепестка элементарного фильтра Фурье, центральная частота которого была ближайшей к частоте модуляции КВ сигнала, т. е. регистрировалась величина $\sqrt{\tilde{S}_{\text{coh}}^{(p)}(\omega_n)}$ как функция Ω_p (см. выражение (9)) при $\omega_n \approx \omega_{\text{мод}}$. Шаг по Ω_p обычно равнялся 0.001 Гц, что обеспечивало необходимую точность определения частоты полезного сигнала. Длина интервала T_0 составляла несколько секунд для того чтобы, с одной стороны, обеспечить хорошее усреднение спектров естественных шумов (шумановских резонансов), а с другой стороны, иметь достаточно малый шаг изменения T , что позволило бы оценить время существования эффекта ионосферного детектирования и выбрать оптимальный интервал накопления сигнала. Особое внимание уделялось участкам вблизи 5-минутных интервалов перед началом каждого часа, в течение которых нагревной стенд либо выключался, либо его мощность снижалась до

уровня 0.1 от номинального значения. В случае обнаружения узкополосных составляющих проводилась более детальная обработка. На рис. 2 приведены амплитудные спектры сигналов $\sqrt{\tilde{S}_{\text{coh}}^{(p)}(\omega_n)}$ в полосе элементарного фильтра Фурье, полученные 26.10.2002 в с. Граково в 02:52 UT (полная мощность нагревного стенда, верхний рисунок), 02:57 UT (10 %-ый уровень мощности, средний фрагмент) и 03:01 UT (полная мощность, нижний рисунок). Длительность единичной реализации T_0 составляла 3.41 с, количество усреднений N равнялось 40, т. е. общее время накопления, $T = T_0 N$, было порядка 2 минут. Амплитуда сигнала нагревного стен-

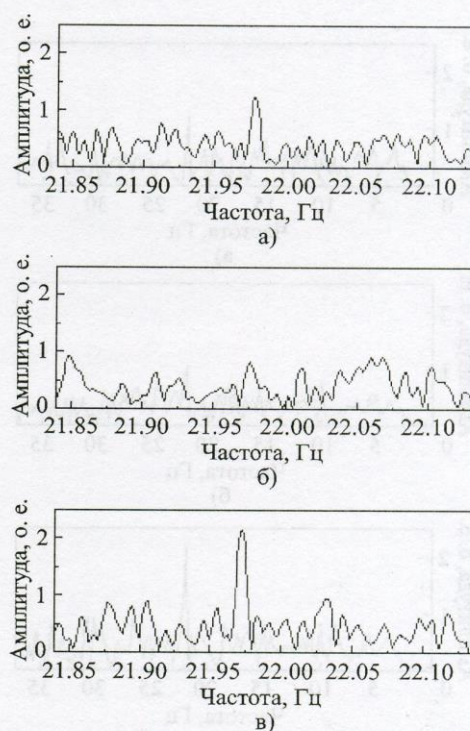


Рис. 2. Амплитудные спектры СНЧ сигналов в полосе элементарного фильтра Фурье, полученные 26.10.2002 в следующие моменты времени: а) 02:52 UT, полная мощность нагревного стенда; б) 02:57 UT, 10 %-ый уровень мощности; в) 03:01 UT, полная мощность

да модулировалась синусоидой с частотой 22 Гц. Видно, что в случае излучения полной мощности (рис. 2, а, и 2, в) в спектрах сигнала присутствует узкополосная составляющая на частоте, близкой к частоте модуляции. Небольшое отличие частот (порядка 0.022 Гц) может быть связано с неточным заданием частоты модуляции и темпа оцифровки сигнала, а также с влиянием нестационарных процессов в ионосфере. Точные значения частоты демодулированного сигнала позволило ввести фазовую коррекцию и выполнить когерентное накопление спектров во всей полосе анализа в соответствии с предложенным алгоритмом. Результаты такой об-

работки представлены на рис. 3 для тех же параметров, что и ранее. Как и прежде, в спектрах сигнала, полученных при полной мощности излучения, вблизи частоты модуляции наблюдается узкополосная составляющая, амплитуда которой в 2÷3 раза превосходит уровень шумов. Для проверки достоверности полученных результатов эти три временные участка записи были обработаны с помощью алгоритма оптимальной фильтрации при длине реализации $T = 136$ с. Соответствующие спектры в полосе 21÷23 Гц представлены на рис. 4. Видно, что они полностью согласуются с результатами, полученными с помощью алгоритма

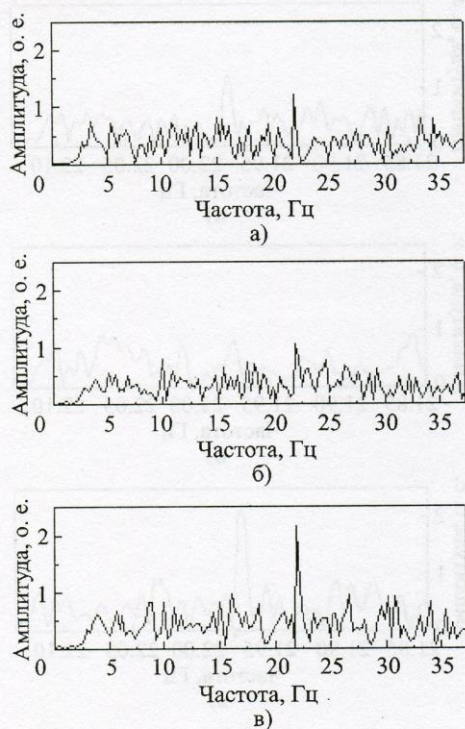


Рис. 3. Амплитудные спектры СНЧ сигналов во всей полосе анализа, полученные 26.10.2002 с помощью алгоритма когерентного накопления:
а) 02:52 UT, полная мощность нагревного стенда;
б) 02:57 UT, 10 %-ый уровень мощности;
в) 03:01 UT, полная мощность

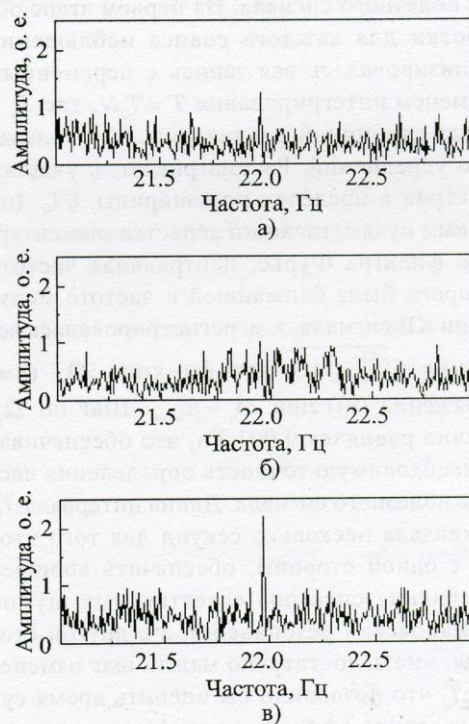


Рис. 4. Амплитудные спектры СНЧ сигналов вблизи частоты модуляции, полученные 26.10.2002 с помощью алгоритма оптимальной обработки:
а) 02:52 UT, полная мощность нагревного стенда;
б) 02:57 UT, 10 %-ый уровень мощности;
в) 03:01 UT, полная мощность

когерентного усреднения (рис. 2 и 3). Следует отметить, что прием СНЧ сигналов осуществлялся одновременно с помощью двух взаимно ортогональных антенн, ориентированных вдоль направлений запад-восток и север-юг соответственно. Спектры, представленные на рис. 2-4, получены для антенны "Запад-Восток", диаграмма направленности которой направлена на север. В канале антенны "Север-Юг" СНЧ сигнал находился ниже уровня шумов. На наш взгляд, это обстоятельство свидетельствует в пользу того, что область ионосферы, в которой происходила демодуляция КВ излучения, находилась над передатчиком EISCAT, азимут которого при измерениях в Граково составлял 16.5° (отсчет от направления на север по часовой стрелке). Таким образом, можно говорить о надежном обнаружении эффекта демодуляции в ионосфере мощных амплитудно-модулированных КВ сигналов, возникающего из-за нелинейных свойств ионосферной плазмы. Следует отметить, что ранее [3] этот эффект наблюдался на сравнительно малом расстоянии (около 35 км) от мощного передатчика. На удаленностях в несколько тысяч километров он зарегистрирован впервые.

Выводы

Разработан метод когерентного усреднения, предназначенный для обнаружения и оценки параметров узкополосных сигналов на фоне случайных аддитивных шумов. Метод основан на компенсации фазовых сдвигов спектральных компонент, которые возникают при вычислении спектров последовательности единичных реализаций анализируемого процесса. Получены выражения для среднего и дисперсии оценки спектральной плотности сигнала, проведено их сопоставление со случаями оптимальной обработки и некогерентного усреднения. Показано, что предложенный алгоритм практически эквивалентен оптимальному, т. е. обеспечивает такое же соотношение сигнал/шум, а выигрыш по сравнению с некогерентным

усреднением зависит от соотношения сигнал/шум μ_s (по энергии) в полосе элементарного фильтра Фурье. Так, при больших μ_s алгоритмы практически эквивалентны, а в обратном предельном случае выигрыш примерно равен $1/\sqrt{2\mu_s}$. Эти аналитические оценки полностью подтверждаются результатами численного моделирования. Среди достоинств метода когерентного усреднения следует отметить возможность его реализации на сравнительно маломощных вычислительных средствах и удобство использования в случаях, когда длительность и время появления сигнала заранее не известны. Вместе с тем при наличии мощных узкополосных помех возможно появление ложных спектральных максимумов, что требует детального анализа всего спектра принимаемого сигнала.

Разработанный алгоритм был использован для обнаружения когерентных СНЧ сигналов, возникающих при демодуляции мощного амплитудно-модулированного КВ сигнала из-за нелинейных свойств ионосферной плазмы, что позволило впервые зарегистрировать этот эффект на расстоянии в несколько тысяч километров от мощного передатчика.

Авторы признательны И. С. Фальковичу за полезные замечания.

Работа выполнена при финансовой поддержке Украинского научно-технологического центра (УНТЦ), в рамках проектных соглашений № 827с и Р-072.

Литература

1. Б. Р. Левин. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга 2. Москва, Сов. радио, 1968, 504 с.
2. M. Baron. J. Atmos. Terr. Phys. 1984, **46**, pp. 469-472.
3. M. J. McCarrick, D. D. Sentman, A. Y. Wong, R. F. Wuerker, and B. Chouinard. Radio Science. 1990, **25**, No. 6, pp. 1291-1298.
4. D. D. Sentman. Radio Science. 1987, **22**, No. 4, pp. 595-606.

Quasioptimum Algorithm for Detecting Narrow-Band Signals against a Random Noise Background

V. G. Galushko, O. V. Budanov,
and Yu. M. Yampolski

A coherent averaging technique is suggested for detecting and estimating parameters of narrow-band signals against an additive random noise background. Expressions have been

obtained for the mean value and variance of the spectral density estimate. The algorithm is compared with those of the optimum filtering and incoherent averaging methods. Results are presented on numerical simulation and application of the algorithm to detection of the coherent ELF signals produced by demodulation of a powerful high frequency AM radiation due to nonlinear properties of the ionospheric plasma.

Разработанный алгоритм был использован для обнаружения корреляционных ЧНБ сигналов, возникающих при демодуляции мощного сигнала, члена модулирующей ЧНБ частоты, на фоне аддитивного шума. Получены выражения для среднего значения и дисперсии оценки спектральной плотности сигнала. Алгоритм сравнивается с методами оптимального фильтрации и некоррелированного усреднения. Результаты численного моделирования и применения алгоритма к обнаружению когерентных ELF сигналов, полученных демодуляцией мощной высокочастотной АМ радиации из-за нелинейных свойств ионосферной плазмы, представлены.

Авторы благодарят М. С. Фадееву за помощь в вычислениях.
Работа выполнена при финансовой поддержке Ученых и научно-технологического центра УНТЦ в рамках проекта «Создание ИС-2» и «С-02».

1. P. J. Rife, Transactions on Information Theory, 1962, vol. 8, no. 2, pp. 107-115.
2. M. S. Fadenko, Radiotekhnika i Elektronika, 1998, vol. 43, no. 1, pp. 1-10.
3. M. J. McWhorter, D. P. Scoville, A. Y. Wong, E. E. Whitaker and R. L. Johnson, Radio Science, 1981, vol. 16, no. 6, pp. 1291-1298.
4. D. H. Stenman, Radio Science, 1987, vol. 22, no. 4, pp. 592-606.

Получены выражения для среднего значения и дисперсии оценки спектральной плотности сигнала. Алгоритм сравнивается с методами оптимального фильтрации и некоррелированного усреднения. Результаты численного моделирования и применения алгоритма к обнаружению когерентных ELF сигналов, полученных демодуляцией мощной высокочастотной АМ радиации из-за нелинейных свойств ионосферной плазмы, представлены.

Получены выражения для среднего значения и дисперсии оценки спектральной плотности сигнала. Алгоритм сравнивается с методами оптимального фильтрации и некоррелированного усреднения. Результаты численного моделирования и применения алгоритма к обнаружению когерентных ELF сигналов, полученных демодуляцией мощной высокочастотной АМ радиации из-за нелинейных свойств ионосферной плазмы, представлены.