пользование данной модели применимо для обработки результатов, получаемых на установках комплексной оценки пожароопасности веществ и материалов, работающих в условиях воздействия ионизирующего излучения.

Библиографический список

1.Микеев А.К. Противопожарная защита АЭС.– М.: Энерго-атомиздат,1990.–438 с.

2. Финкель Э.Э., Дикерман Д.Н. Кабели и провода для ядерных энергетических установок.-М.: Энергоатомиздат.–1983.–136 с.

3. Финкель Э.Э., Брагинский Р.П. Радиационно-химические превращения полиолефинов// Радиационная химия полимеров.– М.: Наука.–1973.–455 с

4. Willard J.E. Organic compounds in the solid state.-In: Fundamental processes in radiation chemistry. Ed. Ausloos. Interscience Publishers.–1968.–p.599-549.

5. Громов В.В. Электрический заряд в облученных материалах. -М.: Энергоиздат.–1982.–112с.

6. Селиванов С.Е., Дорожко А.М., Шиян А.А. Влияние флуктуаций термодинамических величин на кинетику сшивки молекул полимерного материала: Материалы. первого Межгосударств. семинара "Проблемы огнезащиты материалов и конструкций"– Львов.–1994.–с.164

7. Базалеев Н.И., Клепиков В.Ф., Литвиненко В.В. Моделирование и прогнозирование изменений физико-химических свойств материалов под воздействием излучений// Доповіді НАН України.-1997.-№4.-с.82-86

8. Базалеев Н.И., Клепиков В.Ф., Литвиненко В.В. Электрофизические радиационные технологии.-Харьков: Акта, 1998.–206 с.

9. Быховский Л.М. Динамическая точность электрических и механических цепей.- М.:Изд-во АН СССР, 1958.

10. Кухтенко А.И., Шевелев А.Г. Об одном классе инвариантных относительно изменений параметров систем автоматического управления. //Сложные системы управления.- Киев: Наукова думка, 1965.–С.98-113

11. О приближенной оценке температуры воспл0аменения твердых горючих веществ// Материалы. 1 Межгос. семинар "Проблемы огнезащиты материалов и конструкций".– Львов.–1994.–С.142

12. Клепиков В.Ф., Селиванов С.Е. О приближенной оценке периода индукции воспламенения полимерных материалов: Материалы научно-практ. конф. Пожарная безопасность. – Киев, 1997.

13. Селиванов С.Е., Альбоцкий В.М. Влияние лучистой энергии на пожароопасность полимерных строительных материалов: Тез. докл. 48 научн.-техн. конф. "Повышение эффективности строительства".-Харьков: Изд-во ХИСИ, 1993.

УДК 621.396.96:629

ОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В УСЛОВИЯХ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

И. В. Перетягин

г. Белгород, ЗАО «НПП «СПЕЦ-РАДИО»

Целью обработки радио- и радиотехнических сигналов является определение параметров и законов модуляции этих сигналов, а также измерение угловых координат источников их излучения. На практике решение указанных задач затрудняется из-за большой априорной неопределенности частотно-временной структуры принимаемых сигналов. К числу основных неизвестных параметров сигналов можно отнести: форму и длительность τ_0, время их прихода, несущую частоту f_0, ширину спектра Π_0, а также закон частотной или фазовой модуляции (манипуляции). Из-за наличия большого количества перечисленных выше неизвестных параметров радио- и радиотехнических сигналов вопросы их надежной обработки до сих пор разработаны явно недостаточно. В наиболее обобщенном виде указанные вопросы были рассмотрены в работах [1, 2]. Однако в указанных работах рассмотрены лишь частные вопросы обработки радио- и радиотехнических сигналов. При этом структура сигналов в основном полагалась простой, время измерения их параметров достаточно большим, плотность потока сигналов достаточно малой, а методы их обработки полагались в основном эвристическими.

Действительно, часть из указанных параметров можно оценить, используя для этого неоптимальные методы обработки принимаемых колебаний. Так, например, обнаружение сигнала с неизвестной несущей f_0 можно произвести с помощью широкополосного или автокорреляционного приемника с полосой $П >> П_0$ без согласования ширины спектра сигнала $П_0$ и его характера модуляции с параметрами тракта обработки. Однако такое неоптимальное обнаружение по сравнению с оптимальным или близким к нему в общем случае может сопровождаться заметными энергетическими потерями. Кроме того, при интенсивном потоке воздействующих сигналов последние желательно обрабатывать в реальном масштабе времени, причем, по возможности без пропусков различающихся по времени сигналов. В этих условиях оптимальные методы приема могут оказаться также более конструктивными по сравнению с неоптимальными. Возможность решения задачи оптимальной обработки сигналов появилась в результате развития теории статистического синтеза информационных систем в условиях априорной неопределенности [3].

На основе использования последних достижений в области статистического синтеза в данной статье решается задача оптимальной или близкой к ней обработке сигналов источников радиоизлучения в условиях априорной неопределенности.

Известно, что основным предварительным этапом решения задачи оптимальной обработки принимаемых колебаний является разработка модели этих колебаний. Будем полагать, что последние принимаются в рабочей полосе частот $П>>П_0$ с неизвестной средней частотой f_0 на временном интервале $T>>\tau_u$. К числу неизвестных параметров принимаемого сигнала будем относить отклонение F его несущей частоты $f_0 \pm F$ относительно средней частоты f_0 полосы анализа П, задержку t_C относительно опорного момента времени t, закон амплитудно-фазовой модуляции X(t) cos φ(t), общий для всего сигнала амплитудно-фазовый множитель $b \cdot \exp(j\varphi_b)$. Структура сигнала при этом полагается когерентной. В этом случае модель принимаемого вещественного колебания можно записать в виде

$$y(t)=bX(t-t_з)cos[2\pi (f_0+F)(t-t_з)+\varphi(t-t_з)+ +\varphi_b]+n(t), \quad (1)$$

где n(t) – колебание помехи.

В дальнейшем более удобной является комплексная запись (1). В соответствии с (1) можно записать

$$Y(t)=be^{j\varphi_b}e^{-j2\pi f_0 t_з}\times \times X(t-t_з)e^{j\varphi(t-t_з)}e^{j2\pi F(t-t_з)}+N(t). \quad (2)$$

Введем обозначения:

$$b = be^{j(\varphi_b - 2\pi f_0 t_з)}, \quad (3)$$

$$X(t-t_з) = X(t-t_з)e^{j\varphi(t-t_з)}. \quad (4)$$

Тогда модель принимаемого колебания можно записать в виде

$$Y(t)=b\,X(t-t_з)e^{j2\pi F(t-t_з)}+N(t). \quad (5)$$

В дальнейшем будем использовать также более лаконичную запись $Y(t)$:

$$Y(t) = X(t,\underline{\alpha}) + N(t), \quad (6)$$

где

$$X(t,\underline{\alpha}) = b\,X(t-t_з)e^{j2\pi F(t-t_з)}, \quad \underline{\alpha} = \left\| b, t_з, F \right\|. \quad (7)$$

Соотношения (2-7) являются исходными для нахождения основной операции оптимальной обработки, определяемой видом отношения правдоподобия (ОП) или его логарифма (ЛОП).

Вычисление ОП будем производить в предположении, что неизвестными при обработке являются: форма или структура опорного колебания $X(t)$, а также такие его параметры, как время запаздывания $t_з$, длительность τ_u и частота F. При этом будем вычислять условное ОП $\ln l(Y/\underline{\alpha}) = \ln l(\underline{\alpha})$, полагая, что все перечисленные выше параметры и структура опорного сигнала являются фиксированными. Помеху *N (t)* будем полагать некоррелированной со спектральной плотностью N_0 и распределенной по нормальному закону. В этом случае в соответствии с [8, 9, 10] выражение для ЛОП можно записать в виде

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

$$\times \left\{ \begin{array}{l} Re[\int_{-\infty}^{\infty} \dot{Y}(t) \dot{X}^*(t, \underline{\alpha}) dt - \\ \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} X(t, \underline{\alpha}) \dot{X}^*(t, \underline{\alpha}) dt \end{array} \right\} \quad 8)$$

Подставляя (7) в (8), получаем

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

$$\times \left\{ \begin{array}{l} Re[\dot{b}^* \int_0^T \dot{Y}(t) \dot{X}^*(t-t_3) e^{-j2\pi F(t-t_3)} dt - \\ \frac{1}{2} \dot{b}\dot{b}^* \int_0^T \dot{X}(t-t_3) X^*(t-t_3) dt] \end{array} \right\} \quad (9)$$

Основная принципиальная трудность практического вычисления ЛОП (9) связана с неопределенностью структуры опорного сигнала $X(t)$. Одним из путей исключения указанной неопределенности является представление $X(t)$ в виде обобщенного ряда Фурье

$$X(t) = \sum_{\nu} a_{\nu} \psi_{\nu}, \quad (10)$$

где a_{ν} – неизвестные комплексные коэффициенты, $\psi_{\nu}(t)$ – известные ортонормированные функции времени (ортонормированный базис). При разложении $X(t)$ рядом (10) используются различные классические ортогональные системы функций: полиномы Чебышева, Эрмита, Лагерра, Лежандра, функции Уолша, Хаара, функции Котельникова и многие другие. Среди перечисленных ортогональных систем функций наиболее наглядными и удобными при формировании сигналов различной формы являются функции Котельникова вида Sinx/x. В то же время практическое формирование временных функций вида Sinx/x является затруднительным. В этом отношении более простым и соответственно более конструктивным является так называемый мультипликативно-ортогональный базис. В нем сдвинутые последовательно во времени на интервал $\Delta t=1/\Pi_0$ функции Котельникова Sinx/x заменяются на совокупность сомкнутых, но неперекрывающихся между собой прямоугольных импульсов rect[t]=$\Psi_{\nu}(t)$ длительностью $\Delta t \leq 1/\Pi_0$. Указанная замена, как и следовало ожидать, сопровождается некоторой погрешностью представления функции $X(t)$ в (10), которая, однако, уменьшается с уменьшением интервала Δt. Поэтому использование базиса прямоугольных функций в силу его простоты является более предпочтительным в реальной аппаратуре. В связи с этим в дальнейшем будем полагать, что в (10) используется базис прямоугольных импульсных функций $\Psi_{\nu}(t)$.

С учетом (10) опорный сигнал $X(t,\underline{\alpha})$, представим в виде

$$\dot{X}(t,\underline{\alpha}) = \dot{b} \sum_{\nu=1}^{N} \dot{a}_{\nu} \Psi_{\nu}(t-t_3) e^{j2\pi F(t-t_3)} \quad (11)$$

Здесь N=T/Δt соответствует числу функций $\Psi_{\nu}(t)$ на интервале наблюдения T»τ_u. При этом запись (11) позволяет учесть весь диапазон возможных задержек t_3 и длительностей сигнала τ_u в пределах интервала наблюдения T. Подставим далее (11) в (9). Поскольку каждая из ортогональных функций $\Psi_{\nu}(t)$ определена на интервале Δt, то при подстановке $X(t,\underline{\alpha})$ в (9) пределы интегрирования (0,T) следует заменить на пределы [(ν-1)Δt, $\nu\Delta t$]. При этом с учетом ортогональности функций $\Psi_{\nu}(t)$ получим

$$\ln l(\underline{\alpha}) = \frac{1}{N_0} \{ R[\sum_{\nu=1}^{N} b^* a_{\nu}^* \int_{(1-\nu)\Delta t}^{\nu\Delta t} Y(t) \Psi_k(t-t_3) e^{-j2\pi F(t-t_3)} dt -$$

$$- \frac{1}{2} \sum_{\nu=1}^{N} b_{\nu}^* a_{\nu}^* b a_{\nu} \int_{\nu-1}^{\nu\Delta t} \Psi_{\nu}^2(t-t_3) dt]\}. \quad (12)$$

В дальнейшем произведение неизвестных множителей b и b в (12) удобно объединить в один:

$$b_{\nu} = b a_{\nu}. \quad (13)$$

Кроме того, введем обозначения

$$Z_{\nu} = \int_{(\nu-1)\Delta t}^{\nu\Delta t} Y(t) \Psi_{\nu}(t-t_3) e^{-j2\pi F(t-t_3)} dt. \quad (14)$$

$$Э_0 = \frac{1}{2}\int\limits_{(\nu-1)\Delta t}^{\nu\Delta t}\Psi_\nu^2(t-t_з)\,dt,$$

При этом $\ln l(\underline{\alpha})$ запишем в виде

$$\ln l(\underline{\alpha}) = \frac{1}{N_0}\{Re[Re\sum_{\nu=1}^{N} b_\nu^* Z_\nu] - -\frac{1}{2}\sum_{\nu=1}^{N} b_\nu b_\nu^* 2Э_0\}. \quad (15)$$

Дифференцируя далее (15) по b_ν^*, находим максимально правдоподобные оценки b_ν:

$$\hat{b}_\nu = Z_\nu / 2Э_0. \quad (16)$$

Подставляя b_ν в (15), получим условное значение ЛОП на интервале (0,Т):

$$\ln l(\underline{\alpha}) = \sum_{\nu=1}^{N} \ln l_\nu(\underline{\alpha}). \quad (17)$$

Здесь парциальные значения $\ln l_\nu(\underline{\alpha})$ на ν-ом интервале длительностью Δt равны

$$\ln l(\underline{\alpha}) = Z_\nu^2 / 2Э_0 N_0, \quad (18)$$

где

$$Z_\nu = \left|Z_\nu\right| = \left|\int\limits_{(\nu-1)\Delta t}^{\nu\Delta t} Y(t)\Psi_\nu(t-t_з)e^{-j2\pi F(t-t_з)}dt\right|. \quad (19)$$

В заключение с учетом (11) и введенного общего множителя $b_\nu = b\,a_\nu$ (13) можно ввести более обобщенную по сравнению с (5) модель принимаемого колебания на интервале наблюдения (0, Т), а именно:

$$Y(t) = \sum_{\nu=1}^{N} b_\nu \Psi_\nu(t-t_з)e^{-j2\pi F(t-t_з)} + + N(t). \quad (20)$$

На основе полученной модели можно непосредственно найти: условное значение ЛОП $\ln l(\underline{\alpha})$ (17) на интервале (0, Т), условные парциальные значения ЛОП $\ln l_\nu(\underline{\alpha})$ (18), а также оценки $\hat{b}$ параметра b_ν (16).

Как следует из (17), обработка сигнала с неизвестной структурой включает два вида обработки: когерентную в пределах каждого из интервалов Δt и некогерентную от интервала к интервалу. На этапе когерентной обработки вычисляется парциальное значение ЛОП $\ln l_\nu(\underline{\alpha})$, на этапе некогерентной обработки вычисленные значения $\ln l_\nu(\underline{\alpha})$ суммируются. Вместе с тем, вычисление суммарного значения $\ln l(\underline{\alpha})$ (17) может быть произведено при наличии предварительных оценок парциальных значений ЛОП $\ln l_\nu(\underline{\alpha})$. При этом максимум суммарного ЛОП $\ln l(\underline{\alpha})$ будет достигаться при условии достижения максимума каждым из парциальных значений ЛОП $\ln l_\nu(\underline{\alpha})$. Максимизация последних при этом достигается на основе подбора соответствующих значений частот F_ν при фиксированных значениях ожидаемого времени запаздывания $t_з = \nu\Delta t$ ($\nu=\overline{1,N}$) в пределах всего интервала обработки (0,Т). При этом получается совокупность оценок $\hat{F}_\nu$, которые полагаются регулярными. Из последнего условия следует очевидное неравенство

$$\ln l_{\nu СП}(\hat{F}_\nu) \rangle\rangle \ln l_{\nu П}(\hat{F}_\nu),$$

где $\ln l_{\nu СП}(\hat{F}_\nu)$ и $\ln l_{\nu П}(\hat{F}_\nu)$ – максимальные значения ЛОП при воздействии на вход устройства обработки сигнала и помехи или только помехи. В этом случае представляется возможным с помощью порогового устройства (ПУ) выявить наличие или отсутствие входных сигналов, оценить моменты начала $t_н$ и конца $t_к$ их воздействия, а также длительности этих сигналов $\tau_u \approx t_к - t_н$. Выявление моментов начала и конца воздействия входных сигналов можно осуществлять на каждом из интервалов длительностью Δt, либо по их совокупности с целью снижения уровня порогового сигнала. В последнем случае могут быть использованы известные схемы логических обнаружителей, работающие по критерию “l/m-k”. Здесь m – число совместно обрабатываемых интервалов, l – число превышений порога на этих интервалах, $к$ – число пропусков, следующих подряд.

Оптимизацию ЛОП $\ln l_\nu(F)$ по F можно осуществлять, используя различные методы обработки. Как следует из (18) и (19), оптимизация $\ln l_\nu(F)$ сводится к вычислению спектра или преобразования Фурье принимаемого колебания $Y(t)$ в ν - ом стробе $\Psi_\nu(t)$ при фиксированных значениях $t_3=\nu\Delta t$ ($\nu=\overline{1,N}$) и нахождению координаты максимума $\hat{F}_\nu$ этого спектра. При этом наибольшие функциональные возможности по оптимизации $\ln l_\nu(F)$ в широкой полосе частотного анализа сигналов П имеют аналоговые устройства корреляционно-фильтровой обработки на базе Фурье-процессоров с использованием техники сжатия ЛЧМ сигналов [6, 7].

На основе полученных при оптимизации $\ln l_\nu(F)$ текущих оценок $\hat{F}_\nu$ можно оценить частотно-временную структуру принимаемых колебаний, а также использовать эти оценки для получения, в свою очередь, оценок их фазовременной структуры. Последние могут быть получены на основе вычисления аргумента оценочного комплексного коэффициента $\hat{b}$ ($\hat{F}_\nu$) по соотношению

$$\arg(\hat{b}_\nu(\hat{F}_\nu))=\varphi_{b\nu}=\mathrm{arctg}[\mathrm{Jm}\,\hat{b}_\nu(\hat{F}_\nu)/\mathrm{Re}\,\hat{b}_\nu(\hat{F}_\nu)]. \quad (21)$$

Полученные оценки частотно - и фазовременной структуры принимаемых колебаний позволяют классифицировать последние по определенным классам с целью последующего более точного оценивания их параметров. Так, например, если полученные оценки $\hat{F}_\nu$ сигнала на смежных интервалах оценивания различаются между собой, то данный вид сигнала классифицируется как частотно-модулированный или частотно-манипулированный. И, наоборот, примерное постоянство $\hat{F}_\nu$ на смежных позициях свидетельствует о том, что воздействующий сигнал является либо простым, либо фазо-манипулированным. В общем случае на основе текущих оценок $\hat{F}_\nu$ или $\varphi_{b\nu}$ можно с помощью известных вычислительных методов найти аппроксимацию законов изменения во времени оценочного значения частоты $\hat{F}(t)$ или фазы $\varphi_b(t)$ в принимаемом сигнале. Используя, таким образом, аппроксимацию комплексной огибающей опорного сигнала $X(t)$ с помощью базиса импульсных функций, можно в принципе решить задачу определения основных параметров и законов модуляции принимаемых колебании неизвестной структуры. При этом полагается, однако, что в общем случае длительность импульсных функций $\psi_\nu(t)$ должна выбираться в соответствии с теоремой Котельникова как $\Delta t\approx 1/\Pi_0$, где Π_0 –ожидаемая ширина спектра принимаемого сигнала.

В заключение следует отметить, что разработанный в разделе метод обработки когерентных сигналов неизвестной формы является необходимой основой для последующего более углубленного подхода к решению задач обнаружения, измерения параметров и законов частотной или фазовой модуляции (манипуляции) принимаемых колебаний источников различного вида активных излучений с целью последующего их распознавания.

Библиографический список

1 Вакин С А, Шустов Л Н Основы радиоэлектронной борьбы. – М.: ВВИА, 1998

2. Вартанесян В. А Радиоэлектронная разведка. - М.: Военное изд-во, 1991.

3. Репин В. Г., Тартаковский Г. П Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. – М., Сов. радио, 1977

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

5. Фалькович С. Е. Оценка параметров сигнала - М.: Сов. радио, 1970.

6. Ширман Я. Д. Разрешение и сжатие сигналов. - М.: Сов. радио, 1974.

7. Кочемасов В. Н , Долбня Е. В., Соболь Н. В. Акустоэлектронные Фурье-процессоры. – М.. Радио и связь, 1987.