Българска академия на науките • Bulgarian Academy of Sciences
Аерокосмически изследвания в България • 12 • Aerospace Research in Bulgaria
София • 1996 • Sofia

Метод за изграждане на автономна синхронизация с прогнозиране на случайни флуктуации на закъснението в космически радиолинии за връзка и управление

*Антонио Андонов, Зоя Хубенова**

ВВТУ „Т. Каблешков", София
** Институт за космически изследвания, БАН*

За редица съвременни системи за предаване на информация,такива като системите за космическа радиовръзка и системите за връзка с подвижни обекти, са характерни единни изисквания, предявявани към използваните сигнали. Ако ги сравним с традиционните фазо- и честотно-манипулирани сигнали, то те трябва да осигуряват повишена честотна ефективност в нелинейни канали за връзка, да имат близка енергийна ефективност и същевременно да дават възможност за проста и икономична апаратурна реализация на устройствата за формиране и обработка на сигналите. Най-перспективни по отношение на посочените изисквания се оказват сигналите с разширен спектър, наричани още сложни, широколентови, шумоподобни сигнали. Обаче при тяхното използване значително нарастват изискванията по отношение на точността на синхронизация. По отношение на системите за връзка проблемът за синхронизация се състои в съвместяването по време на периодични процеси, описващи работата на предавателя и приемника на системата. Дори точното познаване на времето за начало на работа на предавателя и идеалната стабилизация на еталоните на време не решават напълно проблема за синхронизация. Това е валидно особено за системите на подвижната радиовръзка, където вследствие на промяната на разстоянието между подвижните обекти възниква неопределеност в закъснението на приеманите сигнали. Независимо от това редица автори [1, 2] изискват съображения, че най-вероятно в перспективните широколентови системи за установяване и поддържане на синхронизация ще бъде използвано съчетание на метода за автономна синхронизация във връзка с възникването на високостабилни еталони на честоти, предназначени за подвижни обекти, и методи за прогнозиране на разстоянието между предавателя и приемника с помощта на допълнителни средства, включващи ЕИМ и даващи възможност да се получи достатъчно точна информация с оглед компенсация на закъснението.

Съществуват редица трудове, посветени на анализа на системи със закъснение. Значителен брой работи са посветени на оценката на моментите на приемане на сигнали в условията на априорна неопределеност относно тяхното закъснение. Разработени са голям брой различни алгоритми, позволяващи да се определят ефективните (или близки до тях) оценки на закъснението за широк клас сигнали и смущения. В тези работи се предполага, че априорното разпределение на закъснението е известно. Известните алгоритми и схеми на квазиоптимални приемници са работоспособни при бавни флуктуации на времевите параметри на сигнала. По отношение на приемането на единични сигнали в условията на пълна априорна неопределеност относно момента на закъснение във фиксиран интервал един от най-силните резултати е получен в работите на А. П. Т и х о н о в [3]. По отношение на приемането на последователности от сигнали в теоретичен план не е решена задачата за разпознаване на сигнала при бързи флуктуации на закъснението. Задачата за приемане на сложни сигнали на фона на комплексни смущения е разгледана в достъпната техническа литература само при предположение, че е зададено априорното разпределение на закона, определящ времезакъснението. При априорна неопределеност тази задача не е решена в смисъл на синтеза както на оптимални методи на приемане, така и на близки до тях асимптотично оптимални методи.

Най-общият подход към задачата на синтез на оптимални алгоритми за приемане се основава на марковската теория на нелинейна филтрация. В настоящата работа на базата на условните марковски процеси е предложен подход за решаване на предложения проблем.

С оглед компенсирането на закъснението $\tau(t)$ в средата на разпространение на сигнала $S(t)$ същият би трябвало да се излъчи с изпреварване във времето $x(t)$, т. е. да бъде във вида

$$S_x(t) = S[t + x(t)].$$

При наличие на закъснение $\tau(t)$ полезният сигнал на входа на приемника се описва с израза

$$S_x[t - \tau(t)] = S\{t - \tau(t) + x[t - \tau(t)]\}. \tag{1}$$

Проблемът, чието решение е цел на настоящото изследване, е да се определи стойността на $x(t)$, при която се осигурява минимална средноквадратична стойност на отместването $\varepsilon(t)$, във времето на приемане на сигнала на входа на приемника при наличие на случайното закъснение $\tau(t)$, т. е.

$$\varepsilon(t) = \tau(t) - x[t - \tau(t)]. \tag{2}$$

За определянето на $x(t)$ може да се използва цялата текуща информация за случайното закъснение, което се съдържа в реализираното трептене $r(t)$ за интервала $[0, t]$ на входа на приемника, при което това трептене е сума от полезния сигнал и шума.

$$r(t) = S_x[t - \tau(t)] + n(t). \tag{3}$$

Сигналът, излъчен от предавателя в произволен момент на времето t_0, постъпва на входа на приемника в канал със случайно закъснение в момент на време t_1, така че е изпълнено очевидното равенство

(4) $$t_0 = t_1 - \tau(t_1).$$

Поставеният проблем може да се сведе до това, че въз основа на наблюдаването на реализацията $r(t)$ до момента на излъчване на сигнала $r_0^{t_0} = \{r(t), 0 \le t \le t_0\}$ да се определи изпреварването $x(t)$, което осигурява минимална средноквадратична стойност на отместването $\varepsilon(t_1)$ на сигнала, приеман в момента на време t_1.

Както е известно, оптималната средноквадратична оценка съвпада с условното математическо очакване, т. е.

(5) $$x(t_0) = M\left\{\tau(t_1)\middle| r_0^{t_0}\right\} = \int_{-\infty}^{\infty} \tau_1 P_1(\tau|t_0)d\tau;$$

$$P_1(\tau|t_0) = P\left\{\tau(t_1)\middle| r_0^{t_0}\right\}.$$

За да се избегне разглеждането на процеса в случайни моменти на времето, е целесъобразно въвеждането на процеса

(6) $$\tau_1(t_0) \hat{=} \tau(t_1).$$

От (4) следва, че

(7) $$\tau_1(t_0) = \tau[t_0 + \tau(t_1)] = \tau[t_0 + \tau_1(t_0)].$$

Тогава за плътността на вероятностите $P_1(\tau|t)$ може да се каже, че е текущата апостериорна плътност на вероятностите на процеса $\tau_1(t)$: $P_1(\tau|t) = P\left\{\tau(t_1)\middle| r_0^{t_0}\right\} = P\left\{\tau_1(t_0)\middle| r_0^{t_0}\right\}$. По своя физически смисъл величината $\tau_1(t)$ е закъснението на сигнала, излъчен в момента t_0.

От формула (7) може да се получи уравнение, определящо връзката между $P_1(\tau, t)$ и $P(\tau, l|t) = P\left\{\tau(t+l)\middle| r_0^{t_0}\right\}$, т. е. с апостериорната вероятностна плътност на случайното закъснение в определен момент на времето $\tau(t+l)$. Ако l се разглежда като случайна величина с вероятностна плътност $P(l)$, а $\tau(t+l)$ като функция на тази величина, то въз основа на (6) е изпълнено:

(8) $$P\left\{\tau_1(t) = \tau\middle| r_0^{t_0}\right\} = \int_{-\infty}^{\infty} P\left\{\tau(t+l) = \tau\middle| r_0^{t_0}\right\}P(l)dl.$$

От равенство (7) следва, че $l = \tau_1(t)$, т. е.:

$$P(l) = P\left\{\tau_1(t) = l\middle| r^{t_0}\right\} = P_1\{l|t\}.$$

По такъв начин може да се получи отношение, определящо еднородно интегрално уравнение на Фредхолм от втори род, позволяващо да се определи $P_1(\tau|t)$ при зададена плътност на вероятностите $P(\tau; l|t)$

(9) $$P_1(\tau|t) = \int_{-\infty}^{\infty} P(\tau;\ l|t)\, P_1(l|t)\, dl.$$

Уравнение (9) свързва вероятностните характеристики на процеса $\tau_1(t)$ с характеристиките на процеса $\tau(t)$. Алгоритъмът за изчисляване на $P(\tau;\ l|t)$ следва от резултатите на теорията на оптималната нелинейна филтрация. Случайното закъснение може да приема неотрицателни стойности, т. е. $\tau_1(t) \ge 0$,

$P_1(\tau|t)=0$ за $\tau<0$. Затова в (9) се използва само $P(\tau;\, l\,|\,t)$ за $l\geq 0$, т. е. само екстраполираната плътност на вероятностите. Практически винаги може да се приеме $\tau(t)$ за компонента на някакъв марковски процес $\lambda(t)=\{\tau(t),\, \beta(t)\}$, като τ се отдели в явен вид.

Ако $S(t)$ е синхросигнал, излъчван от управляващата станция, и закъснението е единственият случаен параметър на сигнала $S_x(t)$, то задаването на τ напълно определя сигнала

$$S_x\left[t-\tau(t)\right]=S\left\{t-\tau(t)+x\left[t-\tau(t)\right]\right\} \tag{9}$$

във формула (1), тъй като реализацията $r_0^{t-\tau(t)}$ се получава въз основа на предишни наблюдения и следователно е известна.

Следователно, определянето на апостериорната плътност на вероятностите $P(\tau;\, l\,|\,t)$ въз основа на наблюдението r^{t_0} е решима задача от марковската теория за оптимална линейна филтрация. Плътността на вероятностите може да се определи от уравнението

$$\frac{\partial P(\lambda;\, l|t)}{\partial l}=\mathrm{L}\left\{P(\lambda;\, l|t)\right\}, \tag{10}$$

където L(.) е априорният оператор на Фокер—Планк—Колмогоров [3]. Началното условие в това уравнение се определя с израза

$$P(\lambda,\ \nu=0|t)=P(t,\ \lambda),$$

където $P(t,\ \lambda)=P\left\{\lambda(t)\middle|r^{t_0}\right\}$ е текущата апостериорна плътност на вероятностите на процеса $\lambda(t)$ при наблюдението r^{t_0}, която се определя от уравнението за филтрация на Стратонович [3]. В разглеждания случай то има вида

$$\frac{\partial P(t,\ \lambda)}{\partial t}=\mathrm{L}\left\{P(t,\ \lambda)\right\}+\left[F_x(t,\ \tau)-F_x(t)\right]\, P(t,\ \lambda), \tag{11}$$

където

$$F_x(t,\ \tau)=\frac{2}{N_0}\left\{r(t)\,S_x(t-\tau)-\frac{1}{2}S_x^2(t-\tau)\right\}$$

и

$$F_x(t)=\int F_x(t,\tau)\,P(t,\ \lambda)\,d\lambda.$$

С оглед опростяването на уравненията (10) и (11) и формиране на екстраполираната апостериорна вероятностна плътност $P(\tau;\, l|t)$ може да се използва известният метод за гаусово приближение.

Системата уравнения за текуща оценка на $\lambda^*(t)$ и ковариационната матрица на грешките на филтрация h, които определят апостериорната вероятностна плътност в гаусова апроксимация се получават директно от уравнение (11) и са във вида

$$\frac{\partial\lambda_i^*}{\partial t}=K_i(\lambda^*,\ t)+h_{i\tau}\frac{\partial F_x}{\partial\tau}(t,\ \tau^*),\ i=\overline{1,\, m}; \tag{12}$$

$$\frac{\partial\lambda_{i\beta}}{\partial t}=\sum_{j=1}^{m}\left[\frac{\partial K_i(\tau^*,\ t)}{\partial\lambda_j}h_{j\beta}\,\frac{\partial K_\beta(\lambda^*,\ t)}{\partial\lambda_j}h_{ij}\right] \tag{13}$$

$$+N_{i\beta}\left(\lambda^*, t\right)+h_{i\tau}\frac{\partial^2 F_x\left(t, \tau^*\right)}{\partial\tau}h_{\tau\beta}, \; i, \beta=\overline{1,m}.$$

Екстраполираната в момента $t+l$ оценка на вектора на параметрите $\lambda\,(l\,|\,t)$ и ковариационната матрица на грешките на екстраполираната оценка $h(l\,|\,t)$ в общ случай се определят от уравненията за гаусова апроксимация, съответстващи на (10).

Определянето на закъснението $\tau_1^*(t)$ може да се извърши въз основа на формули (5) и (9), откъдето

(14) $$x(t)=\tau^*(t)=\int m(l|t)\,P_1(l|t)\,dl,$$

където експерименталната апостериорна оценка на случайното времезакъснение е

$$m(l|t)=M\left\{\tau(t+l)\middle|r^{t_0}\right\}=\int_0^{\infty}\tau P(\tau;\; l|t)d\tau.$$

Ако се разложи $m(l|t)$ в степенен ред в точката $\tau_1^*(t)$ и се вземе предвид само члена от първи ред, се получава

(15) $$\tau_1^*(t)=m\left(\tau_1^*(t)\middle|t\right).$$

Грешката от оценката $\varepsilon_1(t)=\tau_1(t)-\tau_1^*(t)$ е възможно да се характеризира с апостериорната дисперсия

(16) $$\sigma^2(t)=\int\left[\tau-\tau_1^*(t)\right]^2 P_1(\tau|t)d\tau,$$

която, като се вземе предвид (8), може да се представи във вида

(17) $$\sigma_1^2(t)=\int\left[\sigma^2(l|t)+m^2(l|t)\right]P_1(l|t)\,dl-\left[\tau_1^*(t)\right]^2,$$

където

(18) $$\sigma^2(l|t)=M\left\{\left[\tau(t+l)-m(l|t)^2\middle|r^{t_0}\right]\right\}$$

$$=\int\left[\tau-m(l|t)\right]^2 P\left[\tau,\; l|t\right]d\tau$$

е екстраполираната в момента на времето $t+l$ апостериорна дисперсия на случайното закъснение $\tau(t+l)$. Получаването на $\tau_1^*(t)$ може да се опрости, като се разложи $m(l\,|\,t)$ в степенен ред не в точката $\tau_1^*(t)$, а в точката $\tau^*(t)$. Ако се вземе предвид само с члена от първи ред, се получава

(19) $$\tau_1^*(t)=\frac{m\left(\tau^*(t)\middle|t\right)-\partial m\left(\tau^*(t)/\partial l\tau^*(t)\right)}{1-\partial m\left(\tau^*(t)\middle|t\right)/\partial l}.$$

Трудностите, възникващи при реализацията на разгледаните уравнения в реално време, могат да се избегнат, ако се използва един от най-разпространените модели на случайно закъснение, когато $\lambda(t)$ е гаусов процес. В този случай коефициентът на предаване линейно зависи от λ, т. е.

$$K_i(t,\lambda)=\sum_{\mu=1}^{m} A_{i\mu}\lambda_{\mu};\ N_{ij}=\mathrm{const}$$

$A_{i\mu}$ са елементите на матрица от типа $m\times m$.

Тогава за използваната във формула (19) производна е изпълнено

$$\frac{\partial m(l|t)}{\partial l}=\sum_{j-1}^{m}\frac{\partial Q_{1j}(l)}{\partial l}\lambda_i(t)=\sum_{j-1,\ \mu=1}^{m} A_{\mu}Q_{\mu j}(l)\lambda_j(t), \tag{20}$$

където Q_{ij} е преходната матрица за уравнение (12), получавана по стандартна методика [3].

Екстраполираната в момента $t+l$ оценка на случайното закъснение $m(l|t)$ се получава от равенството

$$m(l|t)=\sum_{j=1}^{m} Q_{1j}(l)\lambda_j^*(t). \tag{21}$$

От формула (19) и формули (20) и (21) се получава

$$x(t)=\tau_1^*(t)=\frac{\sum_{j=1}^{m}\left[Q_{1j}(\tau^*)-\tau^*(t)\sum_{\mu=1}^{m}A_{1\mu}Q_{\mu j}(\tau^*(t))\right]\lambda_j^*}{1-\sum_{j=1,\ \mu=1}^{m}A_{1\mu}Q_{\mu j}(\tau^*)\lambda_j^*(t)}. \tag{22}$$

Полученият математически израз представлява квазиоптимален алгоритъм за филтрация на гаусов процес при наличие на случайно закъснение.

Структурната схема на оптималното устройство за синхронизация, което използва приведения алгоритъм трябва да включва регулируем предавател, специализирано изчислително устройство, изчисляващо оценката $\tau_1^*(t)$ на закъснението на излъчения сигнал в съответствие с формула (22), и формировател на оценката на отместване $\varepsilon^*(t)$, в който от оценката $\tau^*(t)$ да се извади запомнената стойност на изпреварването $x(t-\tau^*)$ на приемания сигнал в предполагаемия момент на неговото излъчване $t-\tau^*$. Формирането на $x[t-\tau^*(t)]$ може да се реализира чрез многоизводна закъснителна линия, на входа на която се подава $x(t)$, а на всеки извод съответства определена стойност на $\tau^*(t)$. Трябва да се отбележи, че при ограничена скорост на взаимно движение между приемника и предавателя (включително при връзка между самолети на ВВС), обикновено $x(t)$е по-бавно изменяща се функция на времето в сравнение със сигнала $S(t)$, т. е. в интервалите от време, през които се излъчват синхропараметрите, $x(t)$ и $S(t)$ се отличават с почти постоянно изместване, което се поддържа в пределите на дължината на честотния елемент на сигнала.

Литература

1. Андонов, А. В. Оптимизиране на структурата на шумоподобни сигнали с оглед минимизиране на времето за начална синхронизация в системи със скокообразно изменение на работната честота. — В: Сб. научни трудове на ВВТУ „Т. Каблешков“ 1992.

2. Ziemer, R. F., R. L. Peterson. Digital Commnications and Spread Spectrum Systems. New York, NY: Macmillan, 1985.
3. Тихонов, В. И., Н. А. Миронов. Марковские процесы. М., Радио и связь. 1982.

Постъпила на 23. III. 1994 г.

A method for creation of an autonomous synchronization with forecasting of random fluctuations of the delay of cosmic radiolinks for communication and management

Antonio Andonov, Zoya Houbenova

(Summary)

On the basic of Markov-theory of optimal non-linear filtration a problem is set and being researched for the estimation and maintainance of autonomous synchronization in the system for radiocommunication among remote moving objects.

A solution has been found on the basic of which an algorithm has been developed for forecasting and compensation of random fluctuations of the delay of Cosmic Radiolinks for communication and management.