Механика
Транспорт
Комуникации
Научно списание

ISSN 1312-3823
брой 2, 2004 г.
статия № 0041
http://www.mtc-aj.com

МЕТОД ЗА ОПТИМАЛНА ОБРАБОТКА НА СИГНАЛИ ОТ РАДИОТЕХНИЧЕСКИ И НЕРАДИОТЕХНИЧЕСКИ ИЗМЕРВАТЕЛИ

Ангел Димитров Танев
ang_tanev@abv.bg

Авиационна база "Безмер"
България

Ключови думи: *съвместна обработка на сигнали, повишаване на точността, модифициран вариант на комплексиране.*

Резюме: *В авиационните радионавигационни и радиолокационни системи често се използват няколко самостоятелни, дублиращи се измерватели на един и същ параметър, изменящ се по случаен закон във времето (барометричен и радиотехнически измерватели на височината; инерциална навигационна система и радиотехническа система за далечна навигация; система за въздушни сигнали и радиотехническа система за близка навигация; радиолокатор и далекомерна навигационна система и др.).*

1.Въведение

Ако разполагаме с наблюдения, съдържащи информация за някои представляващи интерес параметри, повишаването на точността на общия резултат на тещущото измерване се постига посредством съвместна обработка на разполагаеми наблюдения. При това са възможни различни варианти на съвместна обработка - *оптимално комплексиране, комплексиране на изходи и други способи на комплексиране.*

Тук е разгледан един от модифицираните варианти за обединяване на няколко наблюдения [1]. Основава се на частен пример от два измервателя, единият от които е радиотехнически, а другият- нерадиотехнически.

2.Модифицираният вариант на комплексиране

На изхода на нерадиотехническите измерватели се получава наблюдението, което обикновено математически се записва във вида:

(2.1) $\eta_\nu = \lambda_\nu + \varepsilon_\nu$.

За двете наблюдения $\xi(t)$ и η_ν, второто от които представлява сума от измервания параметър и грешката на измерването му, е предложен модифицираният вариант на комплексиране[1,2]. В наблюдението η_ν величините λ_ν и ε_ν са неразделни (по отделно не могат да се измерват), в следствие на което формално се постъпва по следния начин. Поставя се $\lambda_\nu = \eta_\nu - \varepsilon_\nu$ в наблюдението от радиотехническия измервател:

(2.2) $\xi(t) = S(\eta_\nu - \varepsilon_\nu) + n_\nu$.

ε_ν е параметърът, подлежащ на филтрация по двете наблюдения, а оценката на информационния параметър λ_ν се определя от равенството:

(2.3) $\hat{\lambda}_\nu = \eta_\nu - \hat{\varepsilon}_\nu$.

При фиксирано наблюдение η_1^ν параметрите λ_ν и ε_ν са свързани еднозначно с линейната зависимост $\eta_\nu = \lambda_\nu + \varepsilon_\nu$. За това апостериорната вероятностна плътност за ε_ν се намира от $p(\lambda_\nu / \xi_1^\nu, \eta_1^\nu)$ след елементарна замяна на променливата $\lambda_\nu = \eta_\nu - \varepsilon_\nu$. В резултат се получава следният рекурентен алгоритъм за определяне на апостериорната вероятностна плътност [2] :

(2.4)
$$\tilde{p}(\varepsilon_\nu / \xi_1^\nu, \eta_1^\nu) = c p_n[\xi_\nu - S(\eta_\nu - \varepsilon_\nu)] \int \tilde{p}(\varepsilon_{\nu-1} / \xi_1^{\nu-1}, \eta_1^{\nu-1}) x \pi_\lambda(\eta_\nu - \varepsilon_\nu / \eta_{\nu-1} - \varepsilon_{\nu-1}) x$$
$$x \pi_\varepsilon(\varepsilon_\nu / \varepsilon_{\nu-1}) d\varepsilon_{\nu-1},$$
където

(2.5) $\tilde{p}(\varepsilon_\nu / \xi_1^\nu, \eta_1^\nu) = p(\eta_\nu - \varepsilon_\nu / \xi_1^\nu, \eta_1^\nu)$.

Използвайки изразите за

(2.6)
$$\hat{\lambda}_\nu = \int \lambda_\nu p(\lambda_\nu / \xi_1^\nu, \eta_1^\nu) d\lambda_\nu,$$
$$R_\nu = \int (\lambda_\nu - \hat{\lambda}_\nu)^2 p(\lambda_\nu / \xi_1^\nu, \eta_1^\nu) d\lambda_\nu.$$

с помощта на прехода към предишната променлива λ_ν е ясно, че дисперсията на оценката съвпада с дисперсията на оценката $\hat{\varepsilon}_\nu$, тоест при разгледания начин на комплексиране точността на оценката остава такава, каквато е както при *оптималното комплексиране*. На практика, при достатъчно малка стъпка на дискретизация по време Т априорната дисперсия на грешката ε_ν обикновено е много по малка от дисперсията на λ_ν . Поради това в границите на “тясната” вероятностна плътност $\pi_\varepsilon(\varepsilon_\nu / \varepsilon_{\nu-1})$ вероятностната плътност $\pi_\lambda(\eta_\nu - \varepsilon_\nu \; / \eta_{\nu-1} - \varepsilon_{\nu-1})$ може приблизително да се смята за постоянна и да се включи в константата c . Ако това условие е изпълнено, то формулата се опростява:

(2.7) $$\widetilde{p}(\varepsilon_\nu / \xi_1^\nu, \eta_1^\nu) = c p_n[\xi_\nu - S(\eta_\nu - \varepsilon_\nu)] \int \widetilde{p}(\varepsilon_{\nu-1} / \xi_1^{\nu-1}, \eta_1^{\nu-1}) x \pi_\varepsilon(\varepsilon_\nu / \varepsilon_{\nu-1}) d\varepsilon_{\nu-1} ,$$

Разбира се, че при такова опростяване точността на оценката ще се понижи (в зависимост от съотношенията на оказаните дисперсии). Модифицираният алгоритъм за комплексиране е приложен към разгледания по-горе пример.

Разгледан е по-нататък опростеният (квазиоптимален, квазилинеен) алгоритъм, който се получава с един от вариантите на гаусовото приближение [3].

При някакви условия (в частност, при висока точност на филтрация) апостериорната вероятностна плътност се приема за нормална, съответно с математическо очакване $\hat{\varepsilon}_\nu$ (или $\hat{\lambda}_\nu$) и корелационна матрица R_ν . При това задачата за филтрация се свежда до определяне на тези характеристики. За да се получи за тях затворена система от разликови уравнения, сигналът $S(\lambda_\nu)$ за малки T трябва да се апроксимира с линейното приближение

(2.8) $$S(\lambda_\nu) = S(\hat{\lambda}_\nu) + S'(\hat{\lambda}_\nu)(\lambda - \hat{\lambda}_\nu),$$

където

(2.9) $$S'(\hat{\lambda}_\nu) = \partial S(\hat{\lambda}_\nu) / \partial \hat{\lambda}_\nu$$

С използване на апроксимация функцията на правдоподобие ще има вида:

(2.10) $$p(\xi_\nu / \lambda_\nu) = c_1^{'} \exp\left\{\left[\xi_\nu S(\hat{\lambda}_\nu)(\lambda_\nu - \hat{\lambda}_\nu) - \frac{1}{2} S(\hat{\lambda}_\nu) S^{'}(\hat{\lambda}_\nu)(\lambda_\nu - \hat{\lambda}_\nu) - \frac{1}{2} S_\lambda^2(\hat{\lambda}_\nu)(\lambda_\nu - \hat{\lambda}_\nu)^2\right] \frac{1}{D_n}\right\},$$

където c е константа, независеща от λ_ν .

Опростяването на квазиоптималния алгоритъм за модифицирания вариант на комплексиране $\lambda_\nu = \Phi_\lambda \lambda_{\nu-1} + n_\lambda^{(\nu)}, \quad \varepsilon_\nu = \Phi_\varepsilon \varepsilon_{\nu-1} + n_\varepsilon^{(\nu)}$, се обуславя от това, че в

(2.11) $$\begin{aligned} \hat{\varepsilon}_\nu &= m_{\hat{\varepsilon}_\nu}^{(\nu)} + R_\nu \int_{t_\nu}^{t_{\nu+1}} H^t(t, \widetilde{\varepsilon}_{\nu-1}) D_n^{-1} \left[\xi(t) - S_\xi(t, \eta_\nu - \hat{\varepsilon}_\nu)\right] dt, \\ R_\nu^{-1} &= \widetilde{R}_\nu^{-1} + \int_{t_\nu}^{t_{\nu+1}} H^t\left(t, \widetilde{\varepsilon}_{\nu-1}\right) D_n^{-1} H(t, \widetilde{\varepsilon}_{\nu-1}) dt, \end{aligned}$$

трябва да се положи:

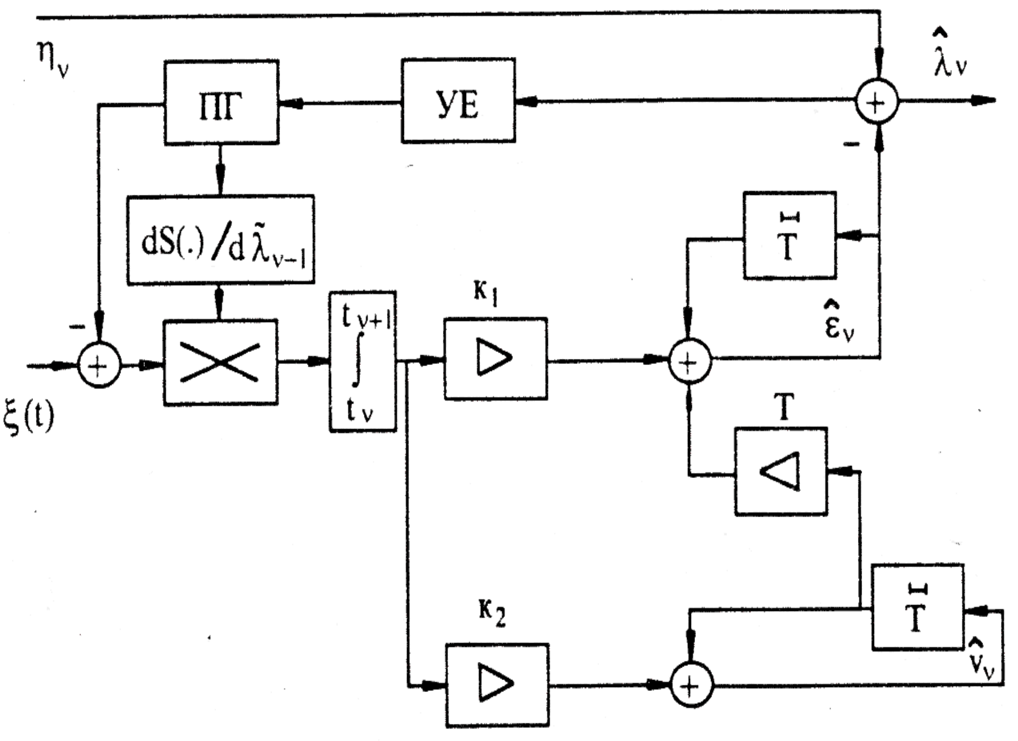
$$(2.12)\; m^{(\nu)}_{\hat{\varepsilon}_\nu} = \Phi_\varepsilon(t_\nu, t_{\nu-1})\hat{\varepsilon}_{\nu-1}$$

Равенството ще приеме вида:

$$(2.13)\quad \begin{aligned} \hat{\varepsilon}_\nu &= \hat{\varepsilon}_{\nu-1} + T\hat{u}_{\nu-1} + \frac{2T}{N}R_{11}\int_{t_\nu}^{t_{\nu+1}} S'_{\xi_\varepsilon}\left(\eta_\nu - \hat{\varepsilon}_\nu\right)\left[\xi(t) - S_\xi\left(t, \eta_\nu - \hat{\varepsilon}_\nu\right)\right]dt; \\ \hat{u}_\nu &= \hat{u}_{\nu-1} + \frac{2T}{N}R_{21}\int_{t_\nu}^{t_{\nu+1}} S'_{\xi_\varepsilon}\left(\eta_\nu - \hat{\varepsilon}_\nu\right)\left[\xi(t) - S_\xi\left(t, \eta_\nu - \hat{\varepsilon}_\nu\right)\right]dt. \end{aligned}$$

Структурната схема на устройството, реализираща алгоритъма е показана на фиг. 1, където са използвани означенията $k_1 = \frac{2T}{N}R_{11}$ и $\kappa_2 = \frac{2T}{N}R_{21}$.

Синтезираното устройство за приемане и обработка на сигналите представлява нелинеен филтър с два входа. В неговия състав влизат устройствата за формиране на оценъчните стойности на информационния параметър $\hat{\lambda}_\nu(\hat{\varepsilon}_\nu)$ и съпътстващия параметър $\hat{u}_\nu$.



Фиг.1

3.Сравняването на трите алгоритъма за обработка

Численото решаване на уравненията е извършено на ЦЕИМ до завършване на преходните процеси.

За получаване на висока точност на филтрация при непрекъснато-дискретна обработка на радиочестотни трептения времевият интервал на дискретизация T следва да се избира равен (или по-малък) на стойността на очаквания период на повторение на радиосигнала.

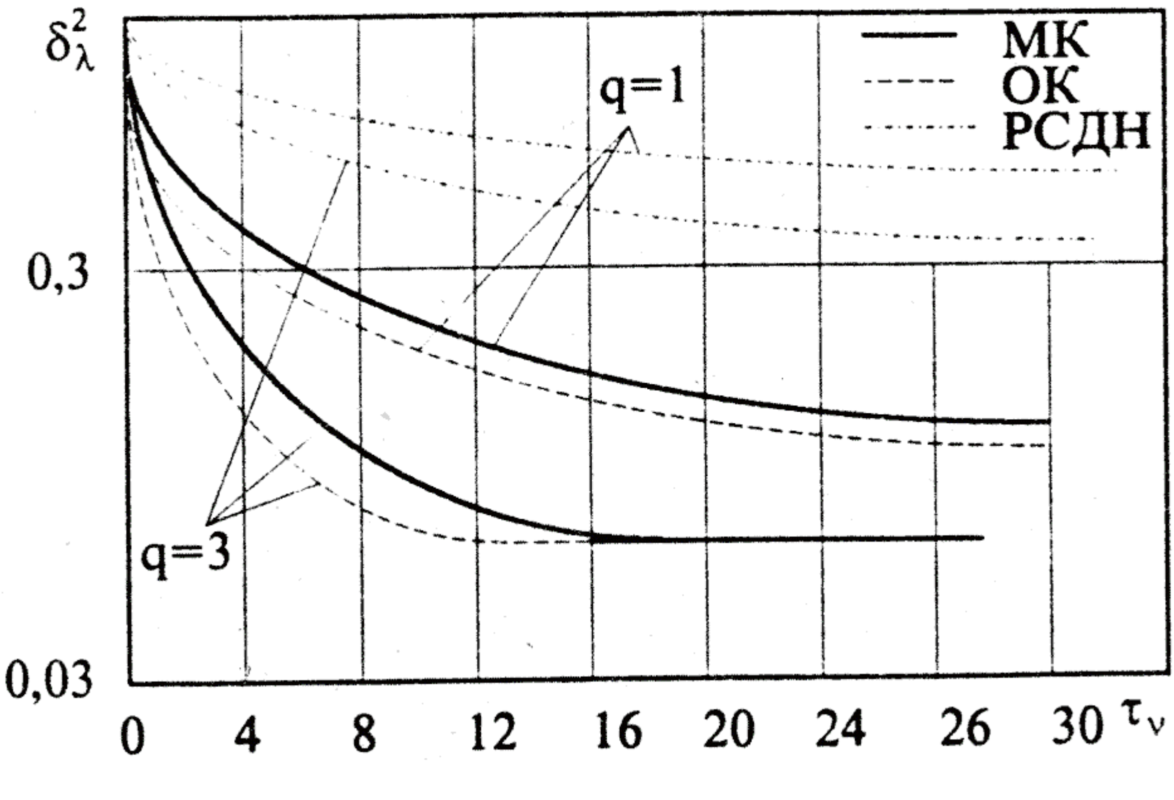
Някои резултати от изчисляване на грешката на филтрация при правоъгълна форма на радиосигнала са показани на фиг. 2 и фиг. 3 . Изчисленията са извършени за следните типови стойности на обобщените параметри:

$D_{\lambda_0} = 18000 m^2; D_{\nu_0} = 100 m^2 s^{-2}; D_{\varepsilon_0} = 18000 m^2;$

$D_{u_0} = 0{,}25 m^2 s^{-2};\ \alpha = 0{,}25 s^{-1}; q = 2E/N = 1-3; E = A^2 \tau_u, A = f\left(t - \frac{\lambda(t_\nu) - \lambda_0}{c}\right);$

$\tau_u = 120 \mu s; N_\nu = 288 m^2 s^{-3}; N_\varepsilon = 0{,}705.10^{-3} m^2 s^{-3}; f_0 = 100 kHz;$ T=0,1s

$\delta_\lambda^2 = D_{\hat{\lambda}} / D_\lambda(t); \tau_\nu = \frac{nT}{t}$, при ($m = 1/\alpha$), n е броят стъпки на обработка на сигналите; $k = D_{\lambda_0} / D_{\varepsilon_0} = 1{,}3{,}10.$



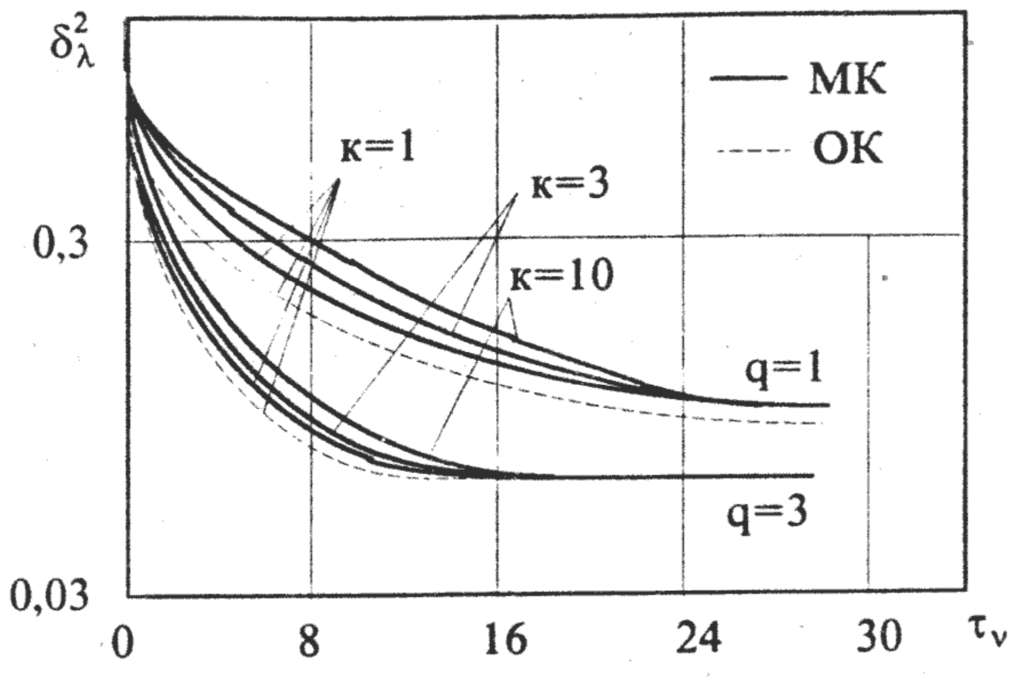
Фиг.2

На фиг. 2 и фиг. 3 са използвани следните съкращения: ОК е оптималното комплексиране, РСДН е оптималната обработка на сигналите от радиотехническия измервател, МК е модифицираният вариант на комплексиране.

От фиг. 2 се вижда, че при увеличаване на отношението сигнал-шум точността на филтрацията се увеличава, а продължителността на преходните процеси намалява. При отношение сигнал-шум q = 3, след установяване на преходните процеси, точността δ_λ^2 е една и съща за ОК и МК и е приблизително 11 пъти по-добра, отколкото точността на РСДН.

При едно и също отношение сигнал-шум q = 3, времето за установяване на преходните процеси на МК в сравнение с ОК се увеличава от 80 s до 90s.

От фиг. 3 се вижда, че отношението на дисперсиите $k = D_{\lambda_0} / D_{\varepsilon_0}$ не оказва влияние на точността на филтрацията и при q = 3 води само до увеличаване на времето на преходните процеси - до 20 s. Получените количествени резултати (фиг. 2 и 3) показват, че точността на филтрация на параметрите при отношение сигнал-шум q = 1, при ОК и МК е задоволителна. При голямо отношение сигнал-шум (q > 3) модифицираният алгоритъм осигурява такава точност на филтрация, каквато е точността при оптималното комплексиране.



Фиг.3

4.Заключение

Най-проста е структурната схема на приемник, реализиращ модифицираният вариант на комплексиране. На база на направения сравнителен анализ модифицираният вариант на комплексиране има определени преимущества в сравнение с оптималното комплексиране. Ето и някои изводи, които могат да бъдат полезни от практическа гледна точка- първо, не се изисква априорното уравнение за λ (t), определящо динамиката на движение на подвижния обект, задаването на което обикновено е нееднозначно и понякога съмнително. Второ - съществeното опростяване на схемната реализация на алгоритъма, което го прави близък към практически използваните алгоритми за съвместна обработка в схемите за комплексиране. Трето, могат да се установят условията, при които практически използваните до сега схеми на комплексиране са близки до оптималните.

ЛИТЕРАТУРА:

[1] ГЛУЩЕНКО А. Г., ИВАНОВ В. И., Комплексирование в системах дальней навигации, НММ по статистической радиотехнике., ВВИА им. Проф. Н. Е. Жуковского, 1984.

[2] ИВАНОВ В. И., МАРИНОВ М. С., Статистическа теория на авиационните радиотехнически устройства, Д.Митрополия, 1999 г.

[3] ТИХОНОВ В. И., Статистическая радиотехника –М.: Сов.радио, 1982.

METHOD OF OPTIMAL SIGNAL PROCESSING OF RADIO-TECHNICAL AND NONRADIOTECHNICAL GAUGES

Angel Dimitrov Tanev
Air Base "Bezmer
Bulgaria

Key words: *integrated data processing , the increasing of the accuracy, one of the ways of the modification for the combination of some experiences.*

Summary : *At the air radionavigation and radio-locating systems are often used some separate, duplicated gauges of the same parameter, changing in time in a chance law (aneroid and radiotechnical altimeters; inertial navigation system and radiotechnical system of long range air navigation and etc.)*