СИНТЕЗ СТРУКТУРЫ МАЛОПАРАМЕТРИЧЕСКОГО КОРРЕКТОРА ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ АВТОКОМПЕНСАТОРОВ МЕШАЮЩИХ ИЗЛУЧЕНИЙ

Давыденко И.Н., Агишев А.Г., Чаган Е.В.

Введение

Подавление внешних активных шумовых помех в радиолокационных системах и системах радиосвязи является актуальной задачей. В связи с дальнейшим усовершенствованием средств радиоэлектронной борьбы требования к эффективности автокомпенсаторов мешающих излучений постоянно увеличиваются. В большинстве случаев потенциальная эффективность компенсации мешающих излучений ограничивается не параметрами помеховой обстановки и эффективностью используемых алгоритмов компенсации, а неидентичностями частотных характеристик приёмных трактов [1].

Для снижения влияния неидентичностей частотных характеристик необходимо использовать специальные схемы коррекции. В частности, известна [2] схема коррекции частотных характеристик, основанная на использовании фильтров с конечной импульсной характеристикой: рисунок 1.

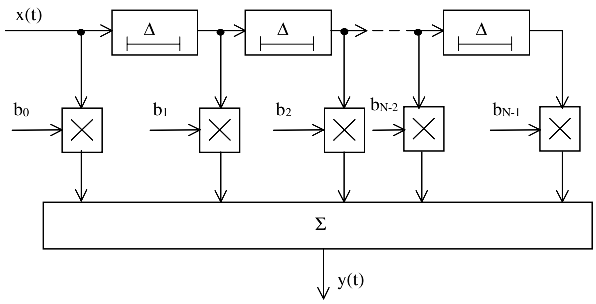

Рис. 1

Однако известно [3], что данные корректоры требуют использования фильтра большого порядка и, соответственно, большого количества адаптивно регулируемых весовых коэффициентов.

Покажем, что за счет использования адекватной модели неидентичностей частотных характеристик можно получить структуру схемы малопараметрической коррекции с незначительной вычислительной сложностью на основе использования фильтров с бесконечной импульсной характеристикой.

Требования к частотной характеристике корректора

Требуемая частотная характеристика адаптивного корректора в компенсационном канале должна удовлетворять выражению:

$$\mathrm{k_w}(\mathrm{j}\omega) = \frac{\mathrm{k_0}(\mathrm{j}\omega)}{\mathrm{k_1}(\mathrm{j}\omega)}, \tag{1}$$

где $k_w(j\omega)$, $k_0(j\omega)$, $k_1(j\omega)$ – частотные характеристики корректора, основного и компенсационного каналов, соответственно.

Полагая, что частотные характеристики каналов автокомпенсатора описываются чисто полюсной моделью, представим их в виде [2]:

$$k(j\omega) = \frac{P_m(j\omega)}{Q_n(j\omega)}, \tag{2}$$

где: $P_m(j\omega)=\prod_{i=1}^{m}(j\omega-\omega_i^p)$, $Q_n(j\omega)=\prod_{i=1}^{n}(j\omega-\omega_i^q)$, ω_i^p и ω_i^q - i-ые корни полиномов $P_m(j\omega)$ и $Q_n(j\omega)$.

Полагая, что все искажения сосредоточены в компенсационном канале, представим полиномы частотной характеристик компенсационного канала в виде:

$$P_m^1(j\omega)=\prod_{i=1}^{m}(j\omega-\omega_i^p-\delta\omega_i^p) \quad и \quad Q_n^1(j\omega)=\prod_{i=1}^{n}(j\omega-\omega_i^p-\delta\omega_i^q),$$

где: $\delta\omega_i^p$ и $\delta\omega_i^q$ - ошибки расположения i-ого нуля и полюса частотной характеристики компенсационного канала на комплексной плоскости.

В этом случае полиномы $P_m^1(j\omega)$ и $Q_n^1(j\omega)$, отбрасывая члены второго порядка малости, можно представить в виде:

$$P_m^1(j\omega)=P_m^0(j\omega)\left[1-\sum_{i=1}^{m}\frac{\delta\omega_i^p}{j\omega-\omega_i^p}\right] \quad и \quad Q_n^1(j\omega)=Q_n^0(j\omega)\left[1-\sum_{i=1}^{n}\frac{\delta\omega_i^q}{j\omega-\omega_i^n}\right]. \tag{3}$$

Если теперь подставить (3) в (2) и разложить $k_1(j\omega)$ в ряд Лорана относительно полюсов $k_0(j\omega)$ и отбросить члены второго и выше порядков, то можно приближённо записать:

$$k_1(j\omega) \approx k_0(j\omega)\left[1-\sum_{i=1}^{m}\frac{\delta\omega_i^p}{j\omega-\omega_i^p}+\sum_{l=1}^{n}\frac{\delta\omega_l^q}{j\omega-\omega_l^q}\right]. \qquad (4)$$

В этом случае частотную характеристику корректирующего устройства можно представить следующим образом:

$$k_w(j\omega)=1+\sum_{l=0}^{M+N}\frac{\delta\omega_l}{j\omega-\omega_l}=1+\frac{1}{\prod_{i=1}^{M+N}(j\omega-\omega_i)}\sum_{k=0}^{M+N}\alpha_k\omega^k . \qquad (5)$$

В соответствии с выражением (5) можно получить две структуры корректоров частотных характеристик, представленные на рисунках 2 и 3.

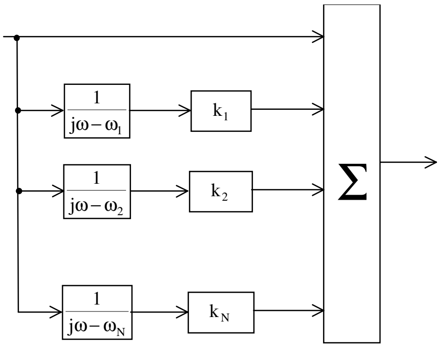

Рис. 2.

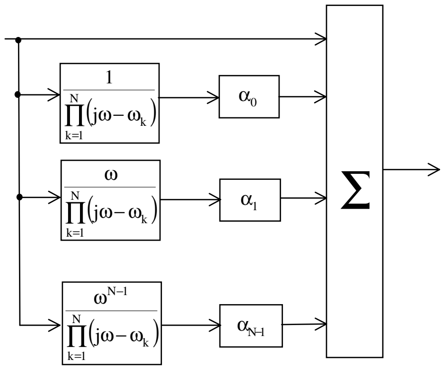

Рис 3.

В первом случае, представленном на рисунке 2, корректор содержит (M+N) фильтров первого порядка с бесконечной импульсной характеристикой. Во втором случае, представленном на рисунке 3, корректор содержит (M+N) фильтров с бесконечной импульсной характеристикой порядка (M+N). Причем можно показать, что во втором случае эффективное число фильтров, вносящих основной вклад в коррекцию частотных характеристик, не превышает двух – трех.

Заключение

Получены структуры малопараметрических корректоров частотных характеристик, содержащие набор фильтров с бесконечной импульсной характеристикой. Данные корректоры обеспечивают снижение вычислительных затрат по сравнению с классическими корректорами на базе фильтров с конечной импульсной характеристикой за счет снижения количества адаптивно регулируемых весовых коэффициентов. При этом сохраняется высокая эффективность малопараметрического корректора за счет использования более адекватной модели неидентичностей частотных характеристик.

Литература

1. Кисель В.А., Синтез гармонических корректоров для высокоскоростных систем связи. М.: Связь, 1979г.-252с.

2. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию. М.: Радио и связь,1982г.-446с.

3. Davydenko I.N., Agishev A.G. Mathematical Modeling of the Jamming Radiation Canceler with Adaptive Frequency Characteristics Equalization. The proceedings of Seminar on Simulation. Hanoi, Vietnam. 1998. p. 107.

STRUCTURE SYNTHESIS OF POOR-PARAMETRICAL CORRECTOR FOR RECEIVING CHANNELS' FREQUENCY CHARACTERISTICS OF INTERFERING RADIATION CANCELLATORS

Davydenko I.N., Agishev A.G., Chagan Y.V.

Introduction.

Active external noise interference cancellation in radar systems and radio communications systems is an urgent task. The claims to the jamming radiation cancellation efficiency are enhanced permanently because of the electronic warfare means improvement. In the most cases the efficiency of jamming radiation cancellation is limited not by the parameters of interference situation and the efficiency of the cancellation algorithm using for, but by the nonidentities of the receiving channels' frequency characteristics.

It is necessary to use special correcting schemes to reduce the influence of the frequency characteristics nonidentities

The claims to an adjustor's frequency characteristic

The required adaptive adjuster's frequency characteristic in a compensative channel must satisfy the expression:

$$k_w(j\omega) = \frac{k_0(j\omega)}{k_1(j\omega)} \tag{1}$$

where $k_w(j\omega)$, $k_0(j\omega)$, $k_1(j\omega)$ - the corrector's, main and compencative channels frequency characteristics respectively.

If to suppose that cancellator's channels frequency characteristics are described by the pure pole model, we may present them as:

$$k(j\omega) = \frac{P_m(j\omega)}{Q_n(j\omega)} \tag{2}$$

where: $P_m(j\omega)=\prod_{i=1}^{m}(j\omega-\omega_i^p)$, $Q_n(j\omega)=\prod_{i=1}^{n}(j\omega-\omega_i^q)$, ω_i^p and ω_i^q - are i-th roots of the polynomials $P_m(j\omega)$ and $Q_n(j\omega)$.

Think, that all the distortions concentrate in the compensative channel we may represent the compencative channels frequency characteristics' polynomials as follows:

$$P_m^1(j\omega)=\prod_{i=1}^{m}(j\omega-\omega_i^p-\delta\omega_i^p) \quad and \quad Q_n^1(j\omega)=\prod_{i=1}^{n}(j\omega-\omega_i^p-\delta\omega_i^q),$$

where $\delta\omega_i^p$ and $\delta\omega_i^q$ - the errors of the situation of the cancellation channel frequency characteristics' i-th zero and pole on the complex plane.

In this case it to throw away the members of the second order of vanishing we may present the polynomials $P_m^1(j\omega)$ and $Q_n^1(j\omega)$ in the form of:

$$P_m^1(j\omega) = P_m^0(j\omega)\left[1-\sum_{i=1}^{m}\frac{\delta\omega_i^p}{j\omega-\omega_i^p}\right] \quad \text{and} \quad Q_n^1(j\omega) = Q_n^0(j\omega)\left[1-\sum_{i=1}^{n}\frac{\delta\omega_i^q}{j\omega-\omega_i^n}\right] \tag{3}$$

If to insert the expression (3) in (2) and decompose $k_1(j\omega)$ as Laurent series relatively to $k_0(j\omega)$ poles, and throw away the second and higher-ordered terms, we may write roughly:

$$k_1(j\omega) \approx k_0(j\omega)\left[1-\sum_{i=1}^{m}\frac{\delta\omega_i^p}{j\omega-\omega_i^p}+\sum_{l=1}^{n}\frac{\delta\omega_l^q}{j\omega-\omega_l^q}\right] \tag{4}$$

Respectively, we may present an corrector's frequency characteristic as follows:

$$k_w(j\omega) = 1+\sum_{l=0}^{M+N}\frac{\delta\omega_l}{j\omega-\omega_l} = 1+\frac{1}{\prod_{i=1}^{M+N}(j\omega-\omega_i)}\sum_{k=0}^{M+N}\alpha_k\omega^k \tag{5}$$

According to expression (5) we can find two corrector's frequency characteristic structures. They are presented on the figures 1 and 2:

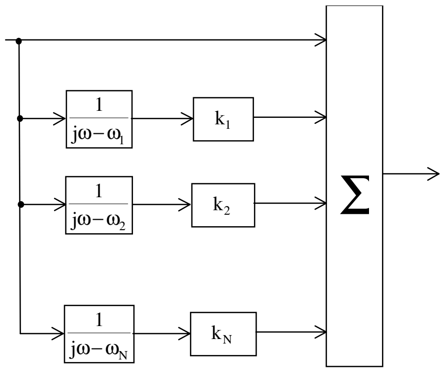

Fig.1

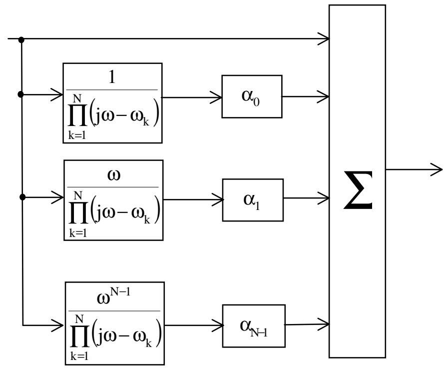

Fig.2

Summary

There were got the structures for poor-parametrical frequency characteristic correctors, which contain an filters set. Such correctors ensure the decrease of calculating costs in comparison with the classic correctors, which are based on finite impulse response filters (FIR filters). This takes place owing to quantity decrease of the adaptive equalizing weight coefficients. At the same time the poor-parametrical corrector's efficiency is kept thanks to using more adequate model of the frequency characteristics nonidentities.