

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ДЕКОРРЕЛЯЦИИ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ (ЦАР) ОБУСЛОВЛЕННАЯ НЕИДЕНТИЧНОСТЬЮ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФИЛЬТРОВ НА ПАВ

Григорьев Л.Н., Мелентьева О.Н.

ОАО «Всероссийский научно-исследовательский институт радиотехники»

В приемной части радиолокационных станций часто, в тракте промежуточной частоты, равной нескольким десяткам мегагерц, используются монолитные акустоэлектрические фильтры на поверхностных акустических волнах (фильтры на ПАВ). Эти фильтры обладают частотной характеристикой с высоким коэффициентом прямоугольности в полосе пропускания, что обеспечивает более высокие требования к электромагнитной совместимости.

Стремление уменьшить ослабление сигнала при прохождении через фильтр на ПАВ, что сказывается на уменьшении ДД, приводит к увеличению амплитудных и фазовых колебаний (пульсаций) в полосе пропускания.

Если многие вопросы, связанные с искажениями АЧХ и ФЧХ фильтра, нашли свое отражение в публикациях [1], то влияние колебаний (пульсаций) в полосе пропускания на ДД, требует проведения дополнительных теоретических и экспериментальных исследований.

На рис.1 приведены экспериментальные АЧХ двух различных фильтров на ПАВ. Из приведенных характеристик видно, что пульсация и их амплитуда в двух фильтрах различаются и практически имеют случайный характер.

Обозначим спектральную плотность широкополосного сигнала как $\varphi_n(\omega)$, а спектральную плотность сигнала на выходе системы как $\varphi_p(\omega)$, которая определяется как

$$\varphi_p(\omega) = |H_0(\omega) - H_1(\omega)|^2 \varphi_n(\omega) \quad (1)$$

Мощность определяется как интеграл от спектральной плотности

$$\sigma_0^2 = \frac{1}{2\pi B} \int_{-\pi B}^{\pi B} |H_0(\omega) - H_1(\omega)|^2 \varphi_n(\omega) d\omega \quad (2)$$

Пусть спектральная плотность сигнала в требуемой полосе частот равна единице, тогда составляющая выходной мощности, обусловленная амплитудной характеристикой будет равна

$$\sigma_0^2 = \frac{1}{2\pi B} \int_{-\pi B}^{\pi B} |H_0(\omega) - H_1(\omega)|^2 d\omega \quad (3)$$

Введем модель АЧХ близкой к реальной в виде

$$H_0(\omega) = \begin{cases} 1 + A_0(t) \cos \omega T_0, & \text{при } |\omega| \leq \pi B \\ 0, & \text{в остальных случаях} \end{cases} \quad (4)$$

где $A_0(t)$ – неравномерность в полосе частот B фильтра $H_0(\omega)$, $T_0 = \frac{(2n+1)}{2B}$ – целое число, соответствующее периодам пульсаций $H_0(\omega)$ в полосе частот B .

В качестве фильтра $H_1(\omega)$ примем идеальный, не имеющий пульсаций в амплитудно- и фазочастотной характеристиках, т.е $H_1(\omega)=1$, $\psi_1(\omega)=0$. Тогда выражение (3) примет вид

$$\begin{aligned} \sigma_0^2 &= \frac{1}{2\pi B} \int_{-\pi B}^{\pi B} \left\{ |H_0(\omega)|^2 - 1 \right\} d\omega = \frac{1}{2\pi B} \int_{-\pi B}^{\pi B} \left\{ [1 + A_0(t) \cos \omega T_0(n)]^2 - 1 \right\} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi B} \int_{-\pi B}^{\pi B} [1 + A_0(t) \cos \omega T_0(n)]^2 d\omega - 1 \end{aligned} \quad (5)$$

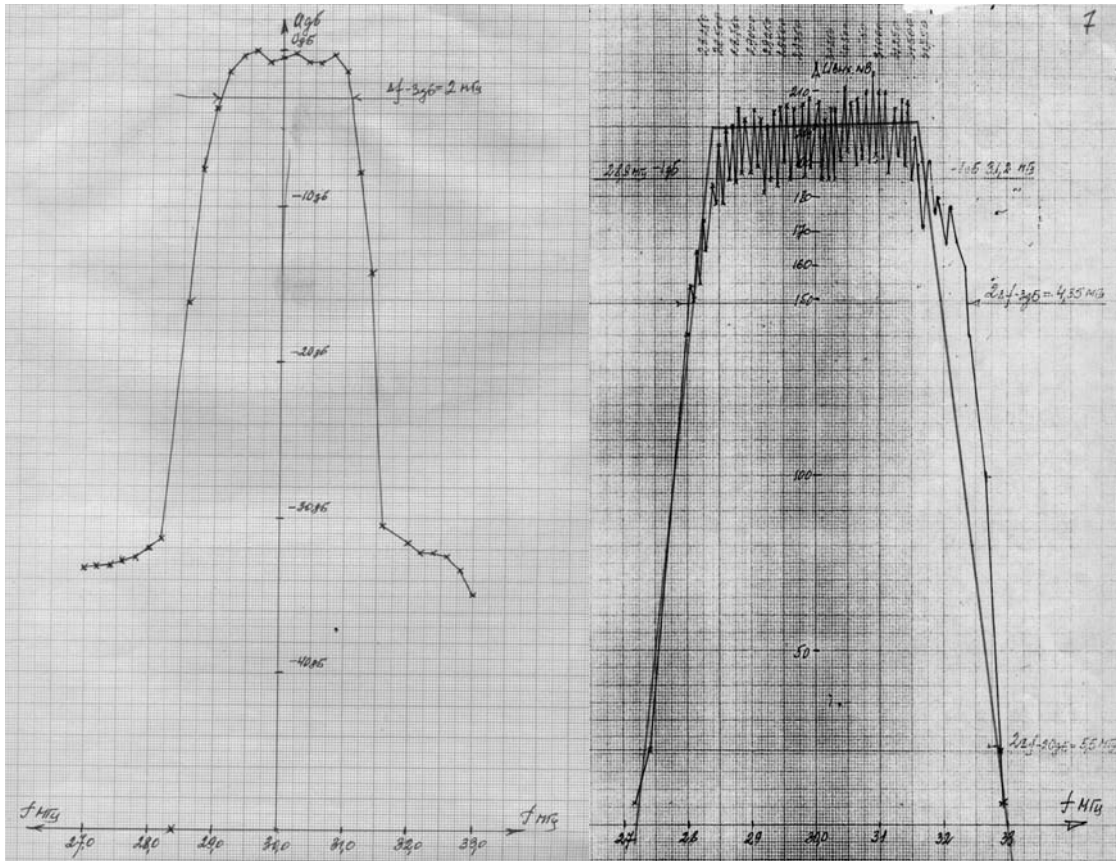


Рис. 1 - АЧХ фильтра на ПАВ

Для дисперсии декорреляции, обусловленной изменением количества пульсаций в полосе пропускания, при усредненном значении амплитуды сигнала выражение (5) примет вид

$$\sigma^2(A(t), T_0(n)) = \frac{1}{2\pi B} \int_{-\pi B}^{\pi B} \int_{A_{\min}}^{A_{\max}} ((1 + A(t) \cos \omega T(n))^2 - 1) W(A) d\omega dA, \quad (6)$$

где $W(A) = \frac{1}{\sigma_A \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{A^2}{2\sigma^2}\right)$ - усеченный гауссовский закон в интервале $[A_{\min}, A_{\max}]$, характеризу-

ет закон изменения амплитуды АЧХ фильтра на ПАВ в полосе пропускания B .

Для рассматриваемого примера, примем что A_{\min}, A_{\max} соответствуют максимальной и минимальной амплитудам пульсаций АЧХ, ($A_{\min}=0,26$ дБ, $A_{\max}=0,8$ дБ)

Зависимость выходной дисперсии декорреляции от количества каналов приведена на рис.2

Как видно из рисунка, с увеличением количества каналов значение дисперсии декорреляции обусловленной пульсациями в полосе пропускания, уменьшается, и стремится к постоянной величине (в нашем случае 0,082дБ). Соответственно, мощность ошибки, обусловленная искажениями АЧХ фильтров на ПАВ, равна

$$E\left\{\left|W^T \Delta S\right|^2\right\} = a(t) \sum_{n=1}^N |W_n|^2 \approx 1,38 \cdot 10^{-3} \text{ В для ошибки равной } 0,15 \text{ дБ, одного канала,}$$

$$E\left\{\left|W^T \Delta S\right|^2\right\} = a(t) \sum_{n=1}^N |W_n|^2 \approx 2,1 \cdot 10^{-4} \text{ В - для ошибки равной } 0,082 \text{ дБ, для } 40 \text{ каналов.}$$

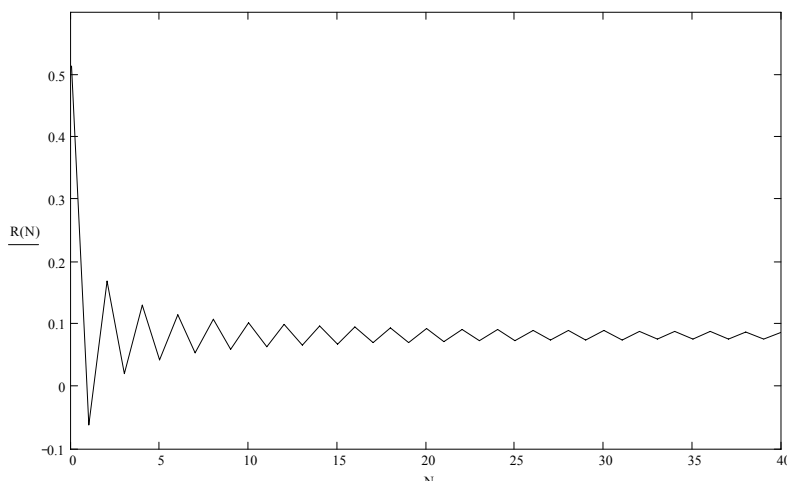


Рис. 2 – зависимость выходной дисперсии декорреляции от количества пульсаций

Литература

1. Р.А.Монзиго, Т.У.Миллер. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию., М. «Радио и связь», 1986.

ESTIMATION OF INFLUENCE DEKORRELYACII SIGNALS IN THE DIGITAL AERIAL TO LATTICE (ЦАР) CAUSED НЕИДЕНТИЧНОСТЬЮ FREQUENCY CHARACTERISTICS OF FILTERS ON PEAHENS

Grigorjev L., Melentjeva O.

All-Russia research institute of radio engineering

To supply the demanded electromagnetic compatibility, in a DA intermediate frequency path use monolithic acoustic surface-wave filter (the ASW filter).

Experimental amplitude-frequency characteristics (AFC) of different ASW filter are acknowledging the receipt ripples in the frequency band, having random character on amplitude and number of the periods of pulsations.

For chosen model AFC of ASW filters

Experimental АЧХ various filters on PEAHENS confirm presence of pulsations in a passband, having casual

For chosen model АЧХ of filters on PEAHENS

$$H_0(\omega) = \begin{cases} 1 + A_0(t) \cos \omega T_0, & \text{with } |\omega| \leq \pi B \\ 0, & \text{in other value} \end{cases} \quad (1)$$

where $A_0(t)$ - non nonuniformity in the frequency band B for $H_0(\omega)$ filter

$$T_0 = \frac{(2n+1)}{2B} - \text{an integer corresponding to the pulsation periods } H_0(\omega) \text{ in the frequency band } B.$$

the output decorrelation dispersion is defined as integral from spectral distribution

$$\begin{aligned} \sigma_0^2 &= \frac{1}{2\pi B} \int_{-\pi B}^{\pi B} \left\{ |H_0(\omega)|^2 - 1 \right\} d\omega = \frac{1}{2\pi B} \int_{-\pi B}^{\pi B} \left\{ [1 + A_0(t) \cos \omega T_0(n)]^2 - 1 \right\} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi B} \int_{-\pi B}^{\pi B} [1 + A_0(t) \cos \omega T_0(n)]^2 d\omega - 1 \end{aligned} \quad (2)$$

For the output decorrelation dispersion, that caused by change quantity of pulsations in a passband, provided the averaging signal amplitude expression (1) will become

$$\sigma^2(A(t), T_0(n)) = \frac{1}{2\pi B} \int_{-\pi B}^{\pi B} \int_{A_{\min}}^{A_{\max}} \left((1 + A(t) \cos \omega T(n))^2 - 1 \right) W(A) d\omega dA, \quad (3)$$

where $W(A) = \frac{1}{\sigma_A \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{A^2}{2\sigma^2}\right)$ - the truncated Gaussian's law in the interval $[A_{\min}, A_{\max}]$, describe the

law of AFC amplitude variation of the filter on ASW in the frequency B passband.

For involved example $A_{\min}=0,26\text{дБ}$, $A_{\max}=0,8\text{дБ}$.

Dependence the output decorrelation dispersion from channels quantity, that constructed with using (3), shows that with increase in channels quantity the value of the output decorrelation dispersion that caused by pulsations in a frequency passband, decreases, and tends to a constant.

