ПРОЦЕССОР ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ С КОРРЕКЦИЕЙ ИСКАЖЕНИЙ СИГНАЛА В НЕЛИНЕЙНОМ РЕЖЕКТОРЕ ПОМЕХ

Паршин Ю.Н.

Рязанская государственная радиотехническая академия
390024, г. Рязань, ул. Гагарина, 59/1
Тел.: (0912) 72-99-14, E-mail: parshin@rgrta.ryazan.ru

Исследована эффективность оценочно-корреляционно-компенса-ционной обработки сигналов с учетом шумов квантования выходного сигнала режектора помехи и опорного сигнала коррелятора. Предложена коррекция искажений сигнала в нелинейном режекторе, что позволяет повысить помехоустойчивость на 3 дБ и более.

Компенсация помех приводит к искажениям полезного сигнала, что существенно снижает качество последующей обработки. Для устранения этого недостатка требуется в соответствии с оценочно-корреляционно-компенсационным методом обработки [1] произвести коррекцию опорного сигнала коррелятора с учетом внесенных при компенсации помех искажениями полезного сигнала. При цифровой обработке для снижения требований к динамическому диапазону АЦП представляется целесообразным использовать аналоговую компенсацию помехи с помощью нелинейного режектора с последующей цифровой корреляционной обработкой или цифровой согласованной фильтрацией. Влияние внутрисистемных шумов и, в частности, шумов квантования сигналов в АЦП может быть уменьшено соответствующим выбором опорного сигнала коррелятора [2].

На вход режектора поступает сумма $y_t = \theta s_t + \eta_t$ полезного сигнала $s_t = A_s \cos(\omega_0 t + \varphi_{st})$ длительностью T и помехи $\eta_t = A_{\eta t} \cos(\omega_0 t + \varphi_{\eta t})$, где A_s и $A_{\eta t}$ - значения амплитуд сигнала и помехи, причем A_s - постоянная на интервале $t \in [0, T]$ и распределена по релеевскому закону с параметром D_A, ω_0 - несущая частота сигнала, φ_{st} - фаза сигнала, изменяющаяся по заранее известному закону, $\varphi_{\eta t} = \Delta\omega t + \varphi_{\eta t}' + \varphi_0$ - фаза помехи, $\Delta\omega$ - расстройка между несущими частотами помехи и сигнала, $\varphi_{\eta t}'$ - фаза помехи, изменяющаяся по неизвестному закону, φ_0 - случайная начальная фаза помехи, распределенная равномерно на интервале $[0, 2\pi]$, $\theta = 0;1$. Амплитуда помехи $A_{\eta t}$ изменяется медленно по сравнению со временем корреляции сигнала, а мощность помехи намного превышает мощность полезного сигнала. Фазы сигнала φ_{st} и помехи $\varphi_{\eta t}'$ модулированы дискретно во времени с интервалом τ_0 независимыми двоичными кодами

$$\varphi_{st} = 0; \pi, \qquad \varphi_{\eta t}' = 0; \pi \tag{1}$$

В дальнейшем используются результаты анализа нелинейного режектора, полученные в [2] в соответствии с которыми напряжение на первом выходе нелинейного режектора при полном подавлении помехи равно $\tilde{y}_t = A_s \cos(\varphi_{\eta t} - \varphi_{st}) \cos(\omega_0 t + \varphi_{\eta t})$. На втором выходе нелинейного режектора формируется опорное высокочастотное колебание с постоянной амплитудой $y_{0t} = A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_{\eta t})$, содержащее информацию о фазе помехи $\varphi_{\eta t}$.

Ошибки квантования ξ_t', ξ_t'' квадратурных составляющих выходного сигнала нелинейного режектора и ошибки квантования n_t', n_t'' квадратурных составляющих опорного сигнала представим как дополнительный аддитивный шум при наблюдении сигналов в цифровой форме: $\xi_t = \xi_t' \cos\omega_0 t + \xi_t'' \sin\omega_0 t$, $n_t = n_t' \cos\omega_0 t + n_t'' \sin\omega_0 t$.

Так как на современном этапе развития электроники шумы квантования в АЦП значительно превышают шумы округления, возникающие при цифровой обработке сигналов, то в дальнейшем шумами округления пренебрегаем. Параметры условного, при заданной A_s, распределения вероятностей статистики обнаружения сигнала

$$l = \int_o^T (\tilde{y}_t + \xi_t)(r_t - n_t) dt \tag{2}$$

при аппроксимации ее гауссовским законом в этом случае равны: $m = \dfrac{A_s T}{4}$,

$$D = \int_0^T \int_0^T M\{(\tilde{y}_t + \xi_t)(r_t + n_t)(\tilde{y}_\tau + \xi_\tau)(r_\tau + n_\tau)\} dt d\tau - m^2 =$$

$$= \int_0^T \int_0^T M\{(\tilde{y}_t + \xi_t)(\tilde{y}_\tau + \xi_\tau) r_t r_\tau\} dt d\tau + \int_0^T \int_0^T M\{(\tilde{y}_t + \xi_t)(\tilde{y}_\tau + \xi_\tau)\} M\{n_t n_\tau\} dt d\tau - m^2. \quad (3)$$

Рассмотрим два вида опорных сигналов коррелятора: 1) опорный сигнал является копией излученного полезного сигнала $r_{1t} = \cos(\omega_0 t + \varphi_{st})$ и позволяет реализовать согласованную обработку, 2) опорный сигнал учитывает искажения в нелинейном режекторе $r_{2t} = \cos(\varphi_{\eta t} - \varphi_{st})\cos(\omega_0 t + \varphi_{\eta t})$.

Выражение (3) получено в предположении некоррелированности шумов ξ_t, n_t, что следует из независимости величин A_s, φ_0. При числе разрядов АЦП $N > 3$ шум квантования n_t много меньше опорного напряжения r_t, что позволяет приближенно принять :

$$M\{l^2\} \approx \int_0^T \int_0^T M\{(\tilde{y}_t + \xi_t)(\tilde{y}_\tau + \xi_\tau) r_t\, r_\tau\} dt\, d\tau. \quad (4)$$

Корреляционная функция шума квантования ξ_t гауссовского процесса $\tilde{y}_t$ на выходе нелинейного режектора определяется выражением:

$$r_\xi(\tau) = \frac{\beta D_{\tilde{y}}}{2\pi^2} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{i^2} \exp\left[-\frac{4 i^2 \pi^2}{\beta}(1 - R(\tau))\right], \quad (5)$$

где $\beta = \Delta^2 / D_{\tilde{y}} << 1$ - “глубина” квантования, $D_{\tilde{y}} = M\{\tilde{y}_t^2\} = D_A / 2$ - дисперсия процесса на входе АЦП, $R(\tau) = \{1 - |\tau| / \tau_0$ - при $0 \le \tau \le \tau_0$, 0 - при других значениях $\tau\}$ - нормированная корреляционная функция сигнала $\tilde{y}_t$ при условии, что база полезного сигнала $B = T / \tau_0 >> 1$. Шаг квантования Δ АЦП и их динамический диапазон определяются из условия попадания входного сигнала АЦП в этот диапазон с вероятностью 0,99 и числом разрядов АЦП: $\Delta = 3\sqrt{D_A} / 2^N$. С учетом введенных обозначений преобразуем выражение (5):

$$r_\xi(\tau) = \frac{9 D_A}{2^{2N+1}\pi^2} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{1}{i^2} \exp\left[-\frac{2^{2N+1} i^2 \pi^2}{9} \frac{|\tau|}{\tau_0}\right], \qquad 0 \le |\tau| < \tau_0, \quad (6)$$

причем $r_\xi(0) = \Delta^2 / 12$.

Эффективность предложенного устройства с коррекцией искажений сигнала и устройства обработки без коррекции [2] определяется по критерию отношения сигнал-помеха: $q_k = m_k^2 / D_k$, где m_k - математическое ожидание выходного напряжения (2) блока обработки сигнала, D_k - дисперсия этого же напряжения в момент времени $t = T$, $k = 1$ соответствует случаю без коррекции, $k = 2$ - случаю с коррекцией искажений. Подставляя (3), (4) в выражение для q_k и используя соотношения (1), (6), получим значение отношения сигнал-помеха на выходе устройства аналого-цифровой обработки для двух типов опорных сигналов $r_t = r_{1t}$, $r_t = r_{2t}$:

$$q_{out1} = q_{in}\left\{\frac{q_{in}}{2}\left(\frac{\sin\alpha}{\alpha}\right)^2 + \sum_{i=1}^{\infty}\left[\frac{4}{\gamma_i} + \frac{4B}{\gamma_i^2}\left(\exp\left(-\frac{\gamma_i}{B}\right) - 1\right)\right]\right\}^{-1},$$

$$q_{out2} = q_{in}\left\{\frac{q_{in}}{2}\left(\frac{\sin\alpha}{\alpha}\right)^2 + \sum_{i=1}^{\infty}\left[\frac{4}{\gamma_i} + \frac{B}{\gamma_i^2}\left(\exp\left(-\frac{\gamma_i}{B}\right) - 1\right) + \frac{\exp(-\gamma_i / B)}{\gamma_i^2 + 4\alpha^2}\times\right.\right.$$

$$\times\left(-\gamma_i\cos\frac{2\alpha}{B} + 2\alpha\sin\frac{2\alpha}{B}\right) + \frac{\gamma_i}{\gamma_i^2 + 4\alpha^2} - B\left(\frac{\exp(-\gamma_i / B)}{\gamma_i^2 + 4\alpha^2}\left(-\gamma_i\cos\frac{2\alpha}{B} + \right.\right.$$

$$\left.\left.\left.\left. + 2\alpha\sin\frac{2\alpha}{B}\right) - \frac{\exp(-\gamma_i / B)}{\gamma_i^2 + 4\alpha^2}\left[\left(\gamma_i^2 - 4\alpha^2\right)\cos\frac{2\alpha}{B} - 2\alpha\gamma_i\sin\frac{2\alpha}{B}\right] + \frac{\gamma_i^2 - 4\alpha^2}{\left(\gamma_i^2 + 4\alpha^2\right)^2}\right)\right]\right\}^{-1}$$

где $\gamma_i = \left(2^{2N+1}/9\right)\pi^2 i^2 B$, $q_{in} = D_{\tilde{y}} / r_\xi(0) = 2^{2N+1}/3$, $\alpha = \Delta\omega T,\ B >> 1$ - база сигнала, $D_{\tilde{y}} = M\left\{A_s^2\right\}/4$ - дисперсия процесса на выходе нелинейного режектора, $r_\xi(0)$- дисперсия шумов квантования АЦП.

Расчет зависимостей выигрыша в отношении сигнал-помеха $\Delta q = q_{out} - q_{in}$, дБ, получаемого в результате применения опорного сигнала r_{2t} от расстройки по частоте $\Delta\omega T$ для B =100; 1000 и N =3; 5 показал, что $\Delta q(\Delta\omega T)$ имеют осциллирующий характер с периодом равным π. При этом максимальные значения Δq получаются при $\Delta\omega T = k\pi$, а минимальные - при $\Delta\omega T = \pi(2k+1)/2$, *k*=1,2,... Характерной особенностью при малых $\Delta\omega T$ является резко выраженные максимумы, что определяется видом корреляционной функции $r_\xi(\tau)$ шумов квантования. При увеличении числа разрядов АЦП мощность шумов квантования стремится к нулю, а применение опорного сигнала r_{2t}, учитывающего искажения сигнала в нелинейном режекторе, увеличивает отношение сигнал-помеха на 3 дБ.

Таким образом, модификация в соответствии с оценочно-корреляционно-компенсационным методом опорного сигнала в цифровом корреляторе совместно с аналоговой нелинейной режекцией помехи дает средний выигрыш в отношении сигнал-помеха 1,5..2 дБ. В отдельных случаях, когда $\Delta\omega T = k\pi,\ k = 0,1,2,..$, а расстройка частот сигнала и помехи увеличивается, выигрыш составляет 3 дБ и более по сравнению со случаем немодифицированного опорного сигнала.

Литература

1. Сосулин Ю.Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. - М.: Сов. радио, 1978. - 320 с.
2. Паршин Ю.Н., Пересыпкин Е.В. Компенсационно-корреляционная обработка сигналов с применением нелинейных режекторов // Изв.вузов СССР. Радиоэлектроника. - 1986. - Т.29, №12. - С.25-30.

THE DIGITAL PROCESSOR WITH CORRECTION OF SIGNAL DISTORTION IN NONLINEAR JAMMER CANCELLER

Parshin Yu.

Ryazan State Radioengineering Academy,
Gagarin St., 59 / 1, Ryazan, Russia, 390024
Tel.: (+ 7-0912) 72-99-14, E-mail: parshin@rgrta.ryazan.ru

Jammer cancellation results the distortions of output signal, that essentially reduces efficiency of the follower processing. For elimination of the damage it is required with according to estimation-corrrelation-comppensation approach to make correction of a correlator reference signal. Influences of internal noise and, in particular, noise of quantization can be reduced by appropriate choise reference signal of the correlator. For this purpose the device receptions of signals on a background of a powerful broadband jammer is offered.

The input canceller process $y_t = \theta s_t + \eta_t$, $t \in [0, T]$, consist of a signal $s_t = A_s \cos(\omega_0 t + \varphi_{st})$, jammer $\eta_t = A_{\eta t} \cos(\omega_0 t + \varphi_{\eta t})$, ω_0 - the carrying frequency of a signal, $\varphi_{\eta t} = \Delta\omega t + \varphi_{\eta t}' + \varphi_0$, D_A - variance of jammer, $\Delta\omega$ - difference between carrying frequencies of jammer and signal, φ_0 - initial phase of a jammer uniform distributed on $[0, 2\pi]$, $\theta = 0;1$. The phases of a signal and jammer are modulated with time discrete τ_0 by independent binary codes: $\varphi_{st} = 0;\pi$, $\varphi_{\eta t}' = 0;\pi$. Statistics of detection of a signal is equal: $l = \int_o^T (\tilde{y}_t + \xi_t)(r_t - n_t)dt$. Lets two kinds of basic signals of the correlator: 1) the basic signal is a copy of the radiated useful signal and allows to realize the coordinated processing $r_{1t} = \cos(\omega_0 t + \varphi_{st})$, 2) the basic signal takes into account distortions in nonlinear canceller $r_{2t} = \cos(\varphi_{\eta t} - \varphi_{st})\cos(\omega_0 t + \varphi_{\eta t})$. The efficiency is determined by output signal-jammer ratio q_k with $k = 1$ - without correction, $k = 2$ - with correction for two types of reference signals $r_t = r_{1t}$, $r_t = r_{2t}$:

$$q_{out1} = q_{in}\left\{\frac{q_{in}}{2}\left(\frac{\sin\alpha}{\alpha}\right)^2 + \sum_{i=1}^{\infty}\left[\frac{4}{\gamma_i} + \frac{4B}{\gamma_i^2}\left(\exp\left(-\frac{\gamma_i}{B}\right) - 1\right)\right]\right\}^{-1},$$

$$q_{out2} = q_{in}\left\{\frac{q_{in}}{2}\left(\frac{\sin\alpha}{\alpha}\right)^2 + \sum_{i=1}^{\infty}\left[\frac{4}{\gamma_i} + \frac{B}{\gamma_i^2}\left(\exp\left(-\frac{\gamma_i}{B}\right) - 1\right) + \frac{\exp(-\gamma_i/B)}{\gamma_i^2 + 4\alpha^2}\times\right.\right.$$

$$\times\left(-\gamma_i\cos\frac{2\alpha}{B} + 2\alpha\sin\frac{2\alpha}{B}\right) + \frac{\gamma_i}{\gamma_i^2 + 4\alpha^2} - B\left(\frac{\exp(-\gamma_i/B)}{\gamma_i^2 + 4\alpha^2}\left(-\gamma_i\cos\frac{2\alpha}{B} + \right.\right.$$

$$\left.\left.\left.\left. + 2\alpha\sin\frac{2\alpha}{B}\right) - \frac{\exp(-\gamma_i/B)}{\gamma_i^2 + 4\alpha^2}\left[\left(\gamma_i^2 - 4\alpha^2\right)\cos\frac{2\alpha}{B} - 2\alpha\gamma_i\sin\frac{2\alpha}{B}\right] + \frac{\gamma_i^2 - 4\alpha^2}{\left(\gamma_i^2 + 4\alpha^2\right)^2}\right)\right]\right\}^{-1}$$

where $\beta = \Delta^2 / D_{\tilde{y}} << 1$ - "depth" of quantization, $D_{\tilde{y}} = M\{\tilde{y}_t^2\} = D_A/2$ - variance of process on an ADC input, $B = T/\tau_0 >> 1$, $\gamma_i = (2^{2N+1}/9)\pi^2 i^2 B$, $q_{in} = 2^{2N+1}/3$, $\alpha = \Delta\omega T$, N - ADC bits number, Δ - quantization step.

Thus, the updating according to estimation-corrrelation-comppensation method of a reference signal in the digital correlator together with analog nonlinear cancellation of a jammer provide an average benefit 1,5..2 dB in signal-jammer ratio. In the case when $\Delta\omega T = k\pi$, $k = 0, 1, 2, ..$, and difference of frequencies of a signal and jammer is increased, the benefit equal 3 dB and more with comparison of unmodified reference signal case.