УДК 621.396.96:621.391.26

АВТОКОМПЕНСАЦИЯ ДОПЛЕРОВСКОЙ ФАЗЫ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Попов Д.И.

Методом максимального правдоподобия синтезированы алгоритмы оценивания доплеровской фазы пассивных помех. Предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обратной связью. Проведен сравнительный анализ точности компенсации предложенных автокомпенсаторов.

Введение

При обработке радиолокационных сигналов на фоне пассивных помех в условиях априорной неопределенности возникает задача компенсации доплеровской фазы помехи, обусловленной взаимным перемещением источника мешающих отражений и носителя радиолокационной системы (РЛС). Эта задача решается в адаптивных режекторных фильтрах (АРФ) с комплексными весовыми коэффициентами путем двумерных поворотов обрабатываемых отсчетов в комплексных перемножителях [1, 2]. Однако синфазность отсчетов помехи только в пределах памяти фильтра приводит к сохранению доплеровских сдвигов фазы остатков режектирования и необходимости компенсации этих сдвигов при последующей когерентной обработке. Кроме того, наличие соответствующего порядку фильтра числа комплексных перемножителей усложняет структуру АРФ, особенно высоких порядков, и повышает требования к быстродействию арифметических операций. В связи с этим представляет интерес раздельное решение задачи автокомпенсации доплеровских сдвигов фазы помехи и последующего режектирования «остановленной» помехи в фильтре с действительными весовыми коэффициентами. В этом случае, в отличие от адаптации к доплеровской фазе путем соответствующего смещения АЧХ фильтра, необходимо скомпенсировать доплеровское смещение спектра помехи. Для осуществления этого во временно́й области следует измерять с точностью до начальной фазы текущую фазу помехи в виде полного доплеровского сдвига за поступившее число периодов. При этом возможны измерители и автокомпенсаторы двух типов – с прямой и обратной связью.

Модель помехи

Помеха, создаваемая мешающими отражениями от протяженных объектов, является случайным узкополосным процессом гауссовского типа, образующим с внутренним шумом приемника аддитивную смесь, которой в *j*-м периоде повторения и в *l*-м элементе разрешения по дальности соответствуют цифровые отсчеты $U_{jl} = x_{jl} + \mathrm{i}y_{jl}$ комплексной огибающей, следующие через период повторения *T* и образующие в двух смежных периодах вектор-столбец $\mathbf{U}_l = \{U_{j-1,l}, U_{jl}\}^{\mathrm{T}}$. В пределах временно́го строба, соответствующего $n+1$ смежным элементам разрешения по дальности, отсчеты помехи образуют обучающую выборку в виде совокупности $\{\mathbf{U}_l\}$, $l = \overline{1, n+1}$. Соответствующий среднему элементу разрешения в стробе вектор $\mathbf{U}_l$ ($l = n/2+1$) исключается из обучающей выборки. При условии однородности помехи в пределах рассматриваемого временно́го строба помеха в каждом его элементе разрешения описывается корреляционной матрицей $\mathbf{R} = \mathbf{R}_l = \overline{\mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^{*\mathrm{T}}} / 2\sigma_{\text{п}}^2$, элементы которой $R_{jk} = \rho_{jk} \mathrm{e}^{\mathrm{i}(j-k)\varphi} + \lambda\delta_{jk}$, где ρ_{jk} – коэффициенты междупериодной корреляции, φ – доплеровский сдвиг фазы за период *T*, $\lambda = \sigma_{\text{ш}}^2 / \sigma_{\text{п}}^2$ – отношение шум/помеха, δ_{jk} – символ Кронекера.

С учетом статистической независимости помехи в различных элементах разрешения по дальности, ввиду полной смены элементарных отражателей, выражение для функции правдоподобия имеет вид

$$P(\{\mathbf{U}_l\} / \varphi) = C \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq \frac{n}{2}+1}}^{n+1} \mathbf{U}_l^{*\mathrm{T}} \mathbf{W} \mathbf{U}_l \right), \qquad (1)$$

где *C* – не зависящая от $\mathbf{U}_l$ и φ константа; $\mathbf{W}$ – обратная $\mathbf{R}$ матрица, элементы которой $W_{jk} = w_{jk}\, \mathrm{e}^{\mathrm{i}(j-k)\varphi}$.

Автокомпенсаторы с прямой связью

В данном случае в качестве исходных используются оценки междупериодного доплеровского сдвига фазы помехи φ, определяемые из уравнения правдоподобия

$$\partial \ln P(\{\mathrm{U}_l\} / \varphi) \big/ \partial\varphi \big|_{\varphi = \widehat{\varphi}} = 0. \qquad (2)$$

В результате решения уравнения (2) находим

$$\widehat{\varphi}_j = \arg V_j = \mathrm{arctg}(\mathrm{Im}\, V_j \big/ \mathrm{Re}\, V_j), \qquad (3)$$

где

$$V_j = \sum_{\substack{l=1 \\ l \neq \frac{n}{2}+1}}^{n+1} U_{j-1,l}^{*} U_{jl} = \mathrm{Re}\, V_j + \mathrm{i}\, \mathrm{Im}\, V_j = |V_j|\, \mathrm{e}^{\mathrm{i}\widehat{\varphi}_j}. \qquad (4)$$

Значения арктангенса находятся в пределах $[-\pi/2,\ \pi/2]$. Расширение диапазона измерения φ_j до интервала $[-\pi,\ \pi]$ основывается на логических операциях:

$$\widehat{\varphi}_j = \begin{cases} \arg V_j & \text{ï ðè} \quad \mathrm{Re}\, V_j > 0, \\ (\mathrm{sgn}\, \mathrm{Im}\, V_j)(\pi - |\arg V_j|) & \text{ï ðè} \quad \mathrm{Re}\, V_j < 0, \\ (\mathrm{sgn}\, \mathrm{Im}\, V_j)\pi/2 & \text{ï ðè} \quad \mathrm{Re}\, V_j = 0. \end{cases} \qquad (5)$$

Далее вычисляется полный сдвиг фазы помехи за поступившее число периодов *j*:

$$\theta_j = \theta_{j-1} + \widehat{\varphi}_j = \sum_{k=1}^{j} \widehat{\varphi}_k. \qquad (6)$$

Структурная схема основанного на алгоритмах (3…6) первого варианта измерителя полного сдвига фазы помехи приведена на рис. 1 [3].

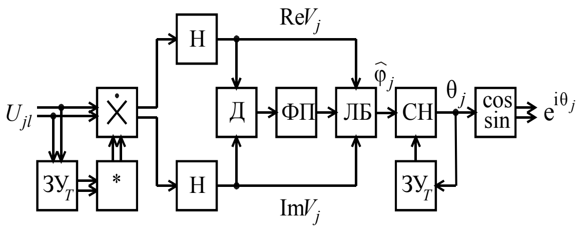


Рис. 1.

В первом запоминающем устройстве ЗУ$_T$ отсчеты U_{jl} задерживаются на интервал *T*; в блоке комплексного сопряжения ($*$) инвертируются знаки мнимых проекций отсчетов $U_{j-1,l}$; в комплексном перемножителе ($\dot\times$), схема которого приведена в [1, 2], и в накопителях Н, осуществляющих скользящее вдоль дальности суммирование *n* произведений $U^*_{j-1,l}U_{jl}$, в соответствии с алгоритмом (4) вычисляются величины $V_j = \mathrm{Re}V_j + \mathrm{i}\,\mathrm{Im}V_j$. В делителе Д, функциональном преобразователе ФП, реализующем операцию арктангенса, и логическом блоке ЛБ в соответствии с алгоритмами (3) и (5) вычисляются оценки $\hat\varphi_j$. Сумматор-нормализатор СН и второе ЗУ$_T$ в цепи обратной связи раздельно для каждого элемента разрешения по дальности реализуют рекуррентный алгоритм (6). Нормализованные (не превосходящие 2π) сдвиги фазы θ_j поступают в косинусно-синусный функциональный преобразователь, в котором образуются величины

$$e^{\mathrm{i}\theta_j} = \exp\left(\mathrm{i}\sum_{k=1}^{j}\hat\varphi_k\right).$$

Решая уравнение (2) относительно $e^{\mathrm{i}\varphi}$, получаем

$$e^{\mathrm{i}\hat\varphi_j} = V_j\big/|V_j| = (\mathrm{Re}V_j + \mathrm{i}\,\mathrm{Im}V_j)\Big/\sqrt{(\mathrm{Re}V_j)^2 + (\mathrm{Im}V_j)^2}, \qquad (7)$$

что приводит ко второму варианту измерителя полного сдвига фазы помехи, структурная схема которого приведена на рис. 2 [4], где ВМ – вычислитель модуля $|V_j|$. В соответствии с алгоритмами (4) и (7) на выходах делителей Д вычисляются величины, образующие оценки $e^{\mathrm{i}\hat\varphi_j}$. С помощью второго комплексного перемножителя ($\dot\times$) и второго ЗУ$_T$ в цепи обратной связи, осуществляющих рекуррентное накопление оценок, на выходе измерителя определяются непосредственно величины

$$e^{\mathrm{i}\theta_j} = e^{\mathrm{i}\theta_{j-1}}e^{\mathrm{i}\hat\varphi_j} = \exp\left(\mathrm{i}\sum_{k=1}^{j}\hat\varphi_k\right).$$

Структурная схема АРФ на основе автокомпенсатора с прямыми связями приведена на рис. 3 [5]. Измеритель И полного сдвига фазы помехи выполняется в соответствии с рис. 1 или 2.

Ввиду однородности помехи по доплеровской фазе ($\hat\varphi_k \approx \hat\varphi$) в пределах обрабатываемой в РФ последовательности отсчетов

$$\exp\left(\mathrm{i}\sum_{k=1}^{j}\hat\varphi_k\right) \approx e^{\mathrm{i}j\hat\varphi}.$$

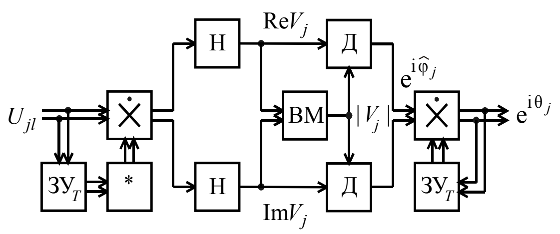


Рис. 2.

Для компенсации доплеровского сдвига фазы помехи образованная в блоке комплексного сопряжения ($*$) величина $e^{-\mathrm{i}j\hat\varphi}$ перемножается с исходными отсчетами помехи $U_j = u_j e^{\mathrm{i}(j\varphi+\varphi_{\text{н}})}$, задержанными в ЗУ$_\tau$ с целью временно́го согласования вводимых и компенсируемых фазовых сдвигов на интервал τ, равный задержке оценок по отношению к среднему элементу разрешения временно́го строба, исключенному из обучающей выборки. Тогда в случае разрывной помехи или сигнала от цели, соизмеримого по величине с помехой, при обработке элемента разрешения, содержащего сигнал, исключается его влияние на используемые оценки.

Выходные величины автокомпенсатора $\tilde U_j = U_j e^{-\mathrm{i}j\hat\varphi} = u_j e^{\mathrm{i}[j(\varphi-\hat\varphi)+\varphi_{\mathrm{i}}]}$ с точностью до погрешностей измерения оценки $\hat\varphi$ не содержат доплеровских сдвигов фазы помехи, что позволяет осуществлять последующее режектирование помехи фильтром с действительными весовыми коэффициентами. При этом число комплексных перемножителей независимо от порядка фильтра остается неизменным и равным двум или трем, в зависимости от используемого варианта измерителя И (рис. 1 или 2). Автокомпенсаторы с прямой связью являются практически безынерционными, и поэтому их целесообразно использовать в обзорных РЛС.

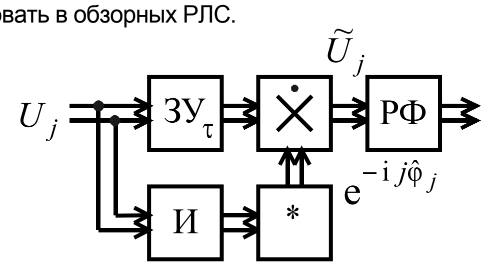


Рис. 3.

Автокомпенсаторы с обратной связью

Автокомпенсаторы данного типа строятся по принципу следящей системы – дискриминатор плюс сглаживающий фильтр. В дискриминаторе по выходным отсчетам автокомпенсатора $\tilde U_{jl} = \tilde x_{jl} + \mathrm{i}\tilde y_{jl}$ определяется оценка ошибки рассогласования $\Delta\hat\varphi_j$ между истинным и отслеживаемым автокомпенсатором значением фазы φ. Автокомпенсаторы с обратной связью допускают широкий выбор дискриминаторов. Алгоритм оптимального дискриминатора определяется из уравнения правдоподобия

$$\Delta\hat\varphi_j = -\left.\frac{\partial \ln P(\{\tilde{\mathbf{U}}_l\}/\varphi)\big/\partial\varphi}{\partial^2 \ln P(\{\tilde{\mathbf{U}}_l\}/\varphi)\big/\partial\varphi^2}\right|_{\varphi=\varphi_0}, \qquad (8)$$

где $P(\{\tilde{\mathbf{U}}_l\}/\varphi)$ – аналогичная (1) функция правдоподобия, $\tilde{\mathbf{U}}_l = \{\tilde U_{j-1,l}, \tilde U_{jl}\}^{\mathrm{T}}$ – вектор-столбец, φ_0 – опорное значение измеряемого параметра.

В установившемся режиме автокомпенсатора доплеровские сдвиги фазы помехи скомпенсированы, что соответствует опорному значению $\varphi_0 = 0$. Тогда после соответствующих вычислений в (8) найдем

$$\Delta\hat\varphi_j = \mathrm{Im}\tilde V_j\big/\mathrm{Re}\tilde V_j, \qquad (9)$$

где $\tilde V_j$ вычисляются по отсчетам $\tilde U_{j-1,l}$ и $\tilde U_{jl}$ аналогично алгоритму (4).

Структурная схема дискриминатора на основе алгоритма (9) соответствует левой части рис. 1 до функционального преобразователя ФП.

Избежать операции комплексного перемножения многоразрядных чисел позволяют суммарно-разностные алгоритмы, которые открывают возможности для дальнейших упрощений дискриминатора. Рассматривая свойства проекций при различных положениях разности $\widetilde{U}_{j-1,l}-\widetilde{U}_{jl}$, эвристическим путем получаем простой и удобный для практического применения алгоритм оценивания ошибки рассогласования

$$\Delta\widehat{\varphi}_j=\sum_{\substack{l=1\\ l\neq\frac{n}{2}+1}}^{n+1}[(\operatorname{sgn}\tilde{x}_{jl})(\tilde{y}_{j-1,l}-\tilde{y}_{jl})-(\operatorname{sgn}\tilde{y}_{jl})(\tilde{x}_{j-1,l}-\tilde{x}_{jl})]/d, \quad (10)$$

где

$$d=\sum_{\substack{l=1\\ l\neq\frac{n}{2}+1}}^{n+1}(|\widetilde{U}_{j-1,l}|^2+|\widetilde{U}_{jl}|^2)$$ – нормирующий коэффициент.

Автокомпенсаторы с обратной связью могут быть построены с введением поправки в частоту или фазу опорного колебания гетеродина [6] или с цифровой компенсацией непосредственно на видеочастоте [7], что позволяет осуществлять оперативную компенсацию доплеровской фазы по дальности. Структурная схема АРФ на основе цифрового автокомпенсатора с обратной связью приведена на рис. 4 [8].

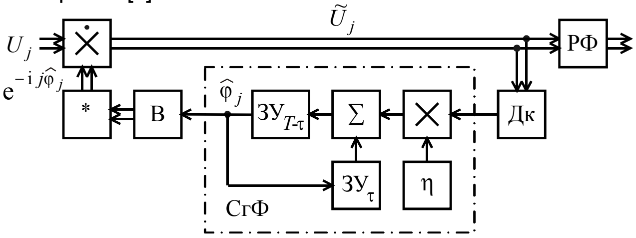


Рис. 4.

Текущие оценки $\Delta\widehat{\varphi}_j$ от дискриминатора Дк поступают на вход сглаживающего фильтра СгФ, в котором осуществляется взвешивание оценок с помощью весового коэффициента η и раздельное для каждого элемента разрешения по дальности накопление взвешенных величин, приводящее к сглаживанию ошибок рассогласования и образованию в установившемся режиме оценки междупериодного сдвига фазы

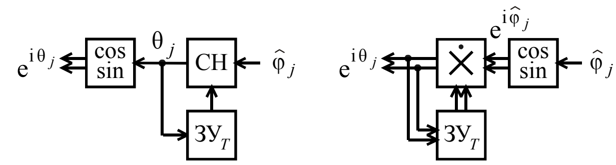
$$\widehat{\varphi}_j=\eta\sum_{k=1}^{j}\Delta\widehat{\varphi}_k\,.$$

Величина η определяет коэффициент передачи разомкнутой петли автокомпенсатора и, как будет показано ниже, влияет на его динамические свойства и флюктуационную ошибку. С целью временно́го согласования со средним элементом временно́го строба поступающие с выхода СгФ оценки $\widehat{\varphi}_j$ задерживаются в $ЗУ_{T-\tau}$ на интервал $T-\tau$. В вычислителе В полного сдвига фазы образуются величины $e^{i\theta_j}\approx e^{ij\widehat{\varphi}}$. Вычислитель может быть выполнен в двух вариантах. В первом варианте (рис. 5, а) на выходе сумматора-нормализатора СН аналогично рис. 1 образуется нормализованная (не превосходящая 2π) величина

$$\theta_j=\sum_{k=1}^{j}\widehat{\varphi}_k<2\pi\,,$$

поступающая затем в косинусно-синусный функциональный преобразователь. Во втором варианте (рис. 5, б) вначале происходит косинусно-синусное преобразование, а затем аналогичное рис. 2 рекуррентное вычисление величин

$$e^{i\theta_j}=e^{i\theta_{j-1}}e^{i\widehat{\varphi}_j}\approx e^{ij\widehat{\varphi}}\,.$$



а *б*

Рис. 5.

Компенсация доплеровской фазы помехи осуществляется путем комплексного перемножения ($\dot{\times}$) поступающих отсчетов U_j (рис. 4) с выходной величиной $e^{-ij\widehat{\varphi}}$ блока комплексного сопряжения (∗). Отсчеты $\widetilde{U}_j=U_j\,e^{-ij\widehat{\varphi}}=u_j\,e^{i[j(\varphi-\widehat{\varphi})+\varphi_1]}$ аналогично соответствующим отсчетам схемы на рис. 3 в установившемся режиме не содержат доплеровских сдвигов с точностью до погрешностей измерения оценки $\widehat{\varphi}$.

Точность компенсации

Точность компенсации характеризуется дисперсией флюктуационной ошибки, которая для автокомпенсаторов с прямой связью определяется выражением Крамера-Рао

$$\sigma^2_{\widehat{\varphi}}=-\left[\overline{\partial^2\ln P(\{\mathbf{U}_l\}/\varphi)/\partial\varphi^2}\right]^{-1}. \quad (11)$$

После вычислений в (11) с использованием функции правдоподобия (1) и обозначения $\rho_{12}=\rho$ получаем

$$\sigma^2_{\widehat{\varphi}}=\frac{(1+\lambda)^2-\rho^2}{2n\rho^2}\,. \quad (12)$$

Очевидно, что необходимая точность компенсации обеспечивается выбором объема обучающей выборки n.

Дисперсия флюктуационной ошибки для автокомпенсаторов с обратной связью определяется простой и широко известной формулой

$$\sigma^2_{\widehat{\varphi}}=2S_{ýêâ}\Delta f_{ýô}\,,$$

где $S_{экв}$ – эквивалентная спектральная плотность флюктуаций, $\Delta f_{эф}$ – эффективная полоса пропускания автокомпенсатора.

Для оптимального дискриминатора эквивалентная спектральная плотность $S_{экв}=S_{опт}$. При этом $S_{опт}$ определяется выражениями (11) и (12).

Рассматривая автокомпенсатор как дискретную систему, эффективную полосу пропускания $\Delta f_{эф}$ можно определить следующим образом:

$$2\Delta f_{эф}=\frac{1}{2\pi i}\oint_{|z|=1}G(z)G(z^{-1})\frac{dz}{z}\,, \quad (13)$$

где

$$G(z)=\frac{k_д H(z)}{1+k_д H(z)}\,,$$

$k_д$ – коэффициент передачи или крутизна дискриминатора, $H(z)$ – системная функция сглаживающего фильтра в *z*-плоскости.

Для оптимального дискриминатора $k_д=1$, а системная функция изображенного на рис. 4 сглаживающего фильтра 1-го порядка $H(z)=\eta/(z-1)$. Тогда после вычисления интеграла (13) найдем $2\Delta f_{эф} = \eta/(2-\eta)$.

Окончательно получаем

$$\sigma_{\hat{\varphi}}^2 = 2\Delta f_{ýô} S_{îïò} = \frac{\eta[(1+\lambda)^2 - \rho^2]}{2(2-\eta)n\rho^2}. \qquad (14)$$

Точность компенсации теперь зависит не только от *n*, но и от весового коэффициента η. При $\eta = 1$ точность компенсации в автокомпенсаторах с прямой и обратной связью при прочих равных условиях одинаковая, а при $\eta < 1$ точность автокомпенсаторов с обратной связью выше, что достигается ценой соответствующего увеличения длительности процесса установления. В связи с этим автокомпенсаторы с обратной связью целесообразно использовать в РЛС сопровождения.

На рис. 6 представлены зависимости среднеквадратичной ошибки $\sigma_{\hat{\varphi}}$ от объема обучающей выборки *n* при $\eta = 1$, $\lambda \le 10^{-4}$ и $\rho = 0{,}99$. Кривая 1 соответствует выражениям (12) и (14), кривые 2 и 3 – моделированию автокомпенсатора (рис. 4) с дискриминаторами на основе алгоритмов (9) и (10) соответственно. Результаты моделирования подтверждают асимптотическую эффективность получаемых оценок и, следовательно, предельную точность компенсации доплеровской фазы помехи. Использование эвристического алгоритма (10) приводит к несущественному снижению точности компенсации, что позволяет отдать ему предпочтение, как более простому в реализации.

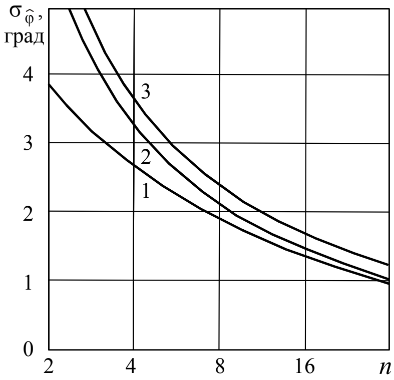


Рис. 6.

Погрешности автокомпенсации влияют на корреляционные свойства пассивной помехи. Коэффициенты корреляции отсчетов помехи $\tilde{U}_j = U_j\,\mathrm{e}^{-\mathrm{i}j\hat{\varphi}}$ на выходе автокомпенсатора с учетом нормального закона распределения исходных отсчетов U_j и асимптотической нормальности распределения оценки $\hat{\varphi}$ со средним φ и дисперсией $\sigma_{\hat{\varphi}}^2$ имеют вид

$$\tilde{\rho}_{jk} = \overline{\tilde{U}_j \tilde{U}_k^*}/2\sigma_{ï}^2 = \rho_{jk}\overline{\exp[-\mathrm{i}(j-k)(\hat{\varphi}-\varphi)]} = \\ = \rho_{jk}\exp[-(j-k)^2\sigma_{\hat{\varphi}}^2/2].$$

Экспоненциальный множитель учитывает уменьшение коэффициентов корреляции помехи в зависимости от величины $\sigma_{\hat{\varphi}}^2$ и, следовательно, от объема обучающей выборки *n*, что соответствует расширению энергетического спектра помехи и приводит к снижению эффективности ее режектирования. Соответствующий анализ показывает, что снижение эффективности режектирования помехи за счет погрешностей автокомпенсации является несущественным (менее одного децибела при $n > 6$).

Устойчивость автокомпенсаторов с обратной связью

Автокомпенсатор как следящая система в зависимости от выбора его параметров может быть как устойчивым, так и неустойчивым, что определяет динамику процесса автокомпенсации. Для определения условий устойчивости представим системную функцию автокомпенсатора на основе сглаживающего фильтра 1-го порядка (рис. 4) в виде

$$G(z) = \frac{k_д H(z)}{1 + k_д H(z)} = \frac{k_д \eta}{z - 1 + k_д \eta} = \frac{k_д \eta}{z - z_p},$$

где $z_p = 1 - k_д\eta$ – полюс системной функции.

Так как необходимым и достаточным условием устойчивости системы с обратной связью является выполнение неравенства $|z_p| < 1$, то автокомпенсатор будет устойчивым при $0 < k_д\eta < 2$. В частности, для оптимального дискриминатора $k_д = 1$, а условию устойчивости системы автокомпенсации соответствует $0 < \eta < 2$. В устойчивой системе возможны два вида переходного процесса – апериодический, при $0 < \eta < 1/k_д$, и колебательный затухающий, при $1/k_д < \eta < 2/k_д$. При $\eta > 2/k_д$ система будет неустойчивой, а переходный процесс вследствие перерегулирования – колебательным расходящимся. Очевидно, что при $\eta = 1/k_д$ система с точностью до погрешностей оценивания доплеровского сдвига фазы помехи отрабатывает первоначальное рассогласование в течение первого шага автокомпенсации. При увеличении или уменьшении η время автокомпенсации увеличивается.

Заключение

Предложенные принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов с прямой связью позволяют реализовать практически безынерционную компенсацию доплеровской фазы пассивной помехи с заданной точностью компенсации. Предложенные автокомпенсаторы с обратной связью допускают широкий выбор структур и параметров их узлов в зависимости от требований к точности компенсации, длительности процесса установления и сложности аппаратной реализации. Использование упрощенного дискриминатора приводит к несущественному снижению точности компенсации, позволяющему рекомендовать его для практического применения. Погрешности автокомпенсации при соответствующем выборе объема обучающей выборки вносят несущественные потери в эффективность последующего режектирования пассивной помехи.

Литература

1. Попов Д.И. Синтез и анализ эффективности систем адаптивной междупериодной обработки сигналов на фоне помех с неизвестными корреляционными свойствами // Радиотехника и электроника. – 1983. – Т. 28. – № 12. – С. 2373-2380.
2. А. с. 934816 СССР, МКИ5 G 01 S 7/36, 13/52. Режекторный фильтр / Д.И. Попов. – 20 с.
3. А. с. 1015757 СССР, МКИ5 G 01 S 7/36. Устройство подавления пассивных помех / Д.И. Попов. – 12 с.
4. А. с. № 1136620 СССР, МКИ5 G 01 S 7/292. Измеритель параметров пассивных помех / Д.И. Попов, В.В. Гладких. – 9 с.
5. А. с. 1098399 СССР, МКИ5 G 01 S 7/36. Устройство адаптивной режекции пассивных помех / Д.И. Попов. – 16 с.
6. А. с. 687941 СССР, МКИ5 G 01 S 7/36. Устройство для подавления пассивных помех / Д.И. Попов. – 13 с.
7. А. с. 711849 СССР, МКИ5 G 01 S 7/36. Устройство для подавления пассивных помех / Д.И. Попов. – 10 с.
8. А. с. 875960 СССР, МКИ5 G 01 S 7/36. Устройство для подавления пассивных помех / Д.И. Попов. – 11 с.