

УДК 004.042

А. Ю. Денисюк¹, И. А. Пилькевич²

¹Житомирский военный институт радиоэлектроники им. С.П. Королева
пр. Мира, 22, Житомир, Украина

²Институт проблем моделирования в энергетике им. Г.Е. Пухова НАН Украины
ул. Генерала Наумова 15, 03164 Киев, Украина
тел.: (044) 241-56-86, e-mail: office@euzt.in.ua

Цифровые средства коррекции частотных спектров сигналов

С целью повышения информативности радиолокационных средств при их работе в условиях активных широкополосных помех разработана структурная схема цифрового автокомпенсатора. Предложена система фильтров, позволяющая осуществить коррекцию разных видов. Проведена оценка эффективности цифрового автокомпенсатора.

Ключевые слова: автокомпенсатор, забрасываемые передатчики помех одноразового использования.

Введение

В настоящее время забрасываемые передатчики помех одноразового использования (ЗПП ОИ) являются одним из наиболее эффективных средств, создающих существенные помехи работе РЛС. Из-за высокой чувствительности приемной аппаратуры РЛС использование даже одного ЗПП приводит к резкому снижению информационных возможностей радиолокационных средств и, как следствие, к невыполнению возложенных на них задач. Наиболее эффективным способом защиты от активных широкополосных помех является их когерентная компенсация в корреляционных автокомпенсаторах [1].

Для коррекции искажений частотных спектров сигналов целесообразно использовать цифровые устройства, которые обладают следующими достоинствами:

- 1) высокой стабильностью и точностью, практически не зависящими от внешних воздействий;
- 2) простотой и гибкостью оперативной перестройки структуры и изменения характеристик;
- 3) высоким быстродействием при малой массе и габаритах и др.

В связи с этим актуальным является вопрос, посвященный разработке алгоритма и блок-схемы цифрового автокомпенсатора активных широкополосных помех.

© А. Ю. Денисюк, И. А. Пилькевич

Основная часть

Когерентная компенсация помех. Известно [2], что для пространственной селекции сигнала на фоне помех, приходящих с отдельных направлений, наряду с основной могут быть задействованы дополнительные антенны (в антенне типа фазированная решетка — отдельные элементы этой решетки). Возможности компенсации помех были сформулированы советским ученым Н.Д. Папалески еще несколько десятилетий тому назад [3]. При достаточной корреляции сигналов в основном и дополнительном каналах происходит полная компенсация помехи.

На рис. 1 представлена многоканальная схема автокомпенсатора помех с использованием корреляционной обратной связи [2]. В цепь обратной связи включено устройство вычисления оценки корреляционного момента $\overline{U_y U_i^*}$.

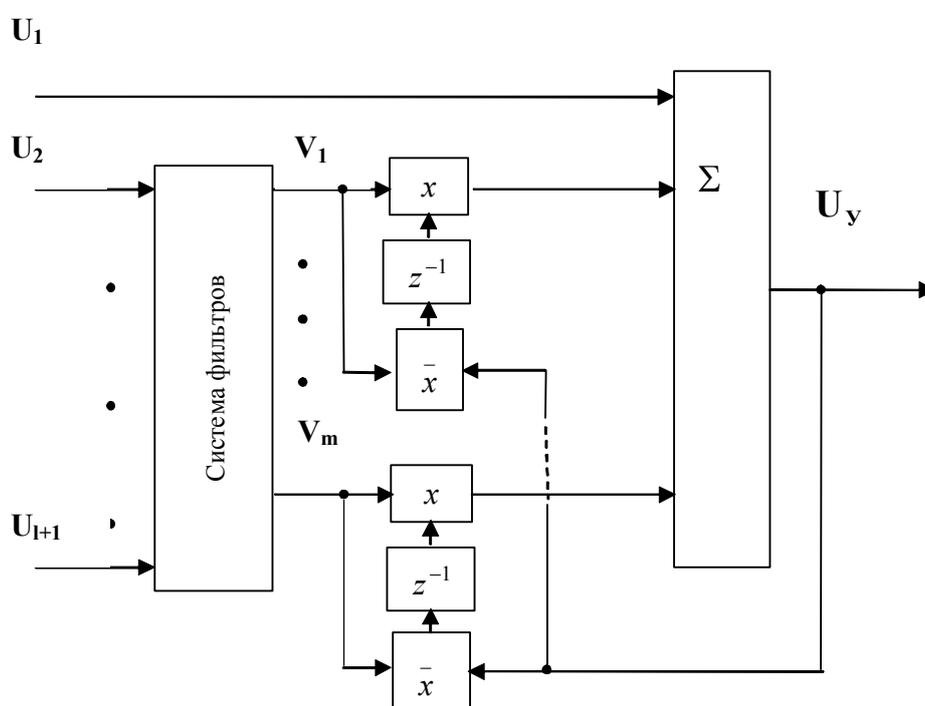


Рис. 1

Умножение комплексных амплитуд, как известно из [2], может быть осуществлено, например, путем преобразования частоты, усреднение — за счет интегрирования в узкополосном фильтре. Эти же операции могут быть произведены путем перехода на цифровую технику.

Для коррекции искажений спектров сигналов в цифровом автокомпенсаторе вместо обратной связи целесообразно использовать устройство с коэффициентом передачи K_μ , которое будет учитывать всю необходимую информацию. Значение K_μ подберем из условия минимума среднего квадрата модуля выходного сигнала:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \frac{1}{2n} \mathbf{U}_y^{\text{T}*} \mathbf{U}_y. \quad (1)$$

При этом выходной сигнал автокомпенсатора будет описываться функцией:

$$U_{\Sigma}(t) = U_1(t) + \sum_{\mu=1}^m K_{\mu} V_{\mu}(t), \quad (2)$$

где K_{μ} — комплексный коэффициент передачи μ -го канала.

Подставив (2) в (1), получим:

$$\begin{aligned} \sigma_{\Sigma}^2 = & \frac{1}{2n} \left(\mathbf{U}_1^{\text{T}*} + \sum_{\mu=1}^m K_{\mu}^* \mathbf{V}_{\mu}^{\text{T}*} \right) \left(\mathbf{U}_1 + \sum_{\mu'=1}^m K_{\mu'} \mathbf{V}_{\mu'} \right) = \frac{1}{2n} \mathbf{U}_1^{\text{T}*} \mathbf{U}_1 + \frac{1}{2n} \sum_{\mu=1}^m K_{\mu}^* \mathbf{V}_{\mu}^{\text{T}*} \mathbf{U}_1 + \\ & + \frac{1}{2n} \sum_{\mu'=1}^m K_{\mu'} \mathbf{U}_1^{\text{T}*} \mathbf{V}_{\mu'} + \frac{1}{2n} \sum_{\mu=1}^m \sum_{\mu'=1}^m K_{\mu}^* K_{\mu'} \mathbf{V}_{\mu}^{\text{T}*} \mathbf{V}_{\mu'}. \end{aligned}$$

Введя обозначения

$$R_{00} = \frac{1}{2n} \mathbf{U}_1^{\text{T}*} \mathbf{U}_1, \quad R_{\mu 0} = \frac{1}{2n} \mathbf{V}_{\mu}^{\text{T}*} \mathbf{U}_1, \quad R_{\mu\mu'} = \frac{1}{2n} \mathbf{V}_{\mu}^{\text{T}*} \mathbf{V}_{\mu'}, \quad \mu, \mu' = 1, 2, \dots, m,$$

получим:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = R_{00} + \sum_{\mu=1}^m K_{\mu}^* R_{\mu 0} + \sum_{\mu'=1}^m K_{\mu'} R_{\mu' 0} + \sum_{\mu=1}^m \sum_{\mu'=1}^m K_{\mu}^* R_{\mu\mu'} K_{\mu'}, \quad (3)$$

или в матричном виде:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = R_{00} + \mathbf{K}^{\text{T}*} \mathbf{R}_0 + \mathbf{R}_0^{\text{T}*} \mathbf{K} + \mathbf{K}^{\text{T}*} \mathbf{R} \mathbf{K}, \quad (4)$$

где

$$\mathbf{K} = \begin{pmatrix} K_1 \\ \vdots \\ K_m \end{pmatrix}, \quad \mathbf{R}_0 = \begin{pmatrix} R_{10} \\ \vdots \\ R_{m0} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{R} = \begin{pmatrix} R_{11} & \dots & R_{1m} \\ \vdots & & \vdots \\ R_{m1} & \dots & R_{mm} \end{pmatrix}.$$

Подчеркнем, что комплексные векторы $\mathbf{U}_1, \mathbf{V}_1, \dots, \mathbf{V}_m$ вообще говоря, не являются случайными. Значения $R_{00}, R_{\mu 0}, R_{\mu\mu'}$ являются поделенными на $2n$ скалярными произведениями соответствующих пар векторов. Если же векторы $\mathbf{U}_1, \mathbf{V}_1, \dots, \mathbf{V}_m$ случайны, стационарны и эргодичны, то $R_{00}, R_{\mu 0}, R_{\mu\mu'}$ являются выборочными ковариациями.

Необходимым условием минимума σ_{Σ}^2 является равенство нулю матричного дифференциала $d\sigma_{\Sigma}^2$ при изменении \mathbf{K} :

$$d\sigma_{\Sigma}^2 = d\mathbf{K}^T \mathbf{R}_0 + \mathbf{R}_0^T d\mathbf{K} + d\mathbf{K}^T \mathbf{R} \mathbf{K} + \mathbf{K}^T \mathbf{R} d\mathbf{K} = d\mathbf{K}^T (\mathbf{R}_0 + \mathbf{R} \mathbf{K}) + (\mathbf{R}_0^T + \mathbf{K}^T \mathbf{R}) d\mathbf{K} = 0.$$

Отсюда оптимальное значение коэффициента передачи K равно:

$$\mathbf{K}_{\text{опт}} = -\mathbf{R}^{-1} \mathbf{R}_0. \quad (5)$$

Подставив (5) в (4), получим:

$$\sigma_{\Sigma_{\text{мин}}}^2 = R_{00} - \mathbf{R}_0^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{R}_0 = R_{00} - \mathbf{R}_0^T (\mathbf{R}^{-1})^T \mathbf{R}_0^*. \quad (6)$$

Следовательно коэффициент подавления [1]:

$$K_{\Pi} = \frac{\sigma_0^2}{\sigma_{\Sigma}^2} = \frac{R_{00}}{R_{00} - \mathbf{R}_0^T (\mathbf{R}^{-1})^T \mathbf{R}_0^*}. \quad (7)$$

Комплексная огибающая сигнала на выходе автокомпенсатора в момент времени t_v равна:

$$U_{\Sigma v} = U_{lv} + \sum_{\mu=1}^m K_{\text{онм} \mu} V_{\mu v}, \quad v = 1, 2, \dots, n. \quad (8)$$

Блок-схема автокомпенсатора, построенная в соответствии с (5), (8), представлена на рис. 2.

Введя матрицу

$$\mathbf{V} = \begin{pmatrix} V_{11} & \dots & V_{m1} \\ \vdots & & \vdots \\ V_{1n} & \dots & V_{mn} \end{pmatrix},$$

где первый индекс означает номер канала, а второй — номер отсчета, выражение (8) можно записать в матричной форме:

$$\mathbf{U}_y = \mathbf{U}_1 + \mathbf{V} \mathbf{K}_{\text{опт}} = \mathbf{U}_1 - \mathbf{V} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{R}_0. \quad (9)$$

Входящие в (9) матрицы \mathbf{R} и \mathbf{R}_0 могут быть представлены в виде:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{2n} \mathbf{V}^T \mathbf{V}, \quad \mathbf{R}_0 = \frac{1}{2n} \mathbf{V}^T \mathbf{U}_1.$$

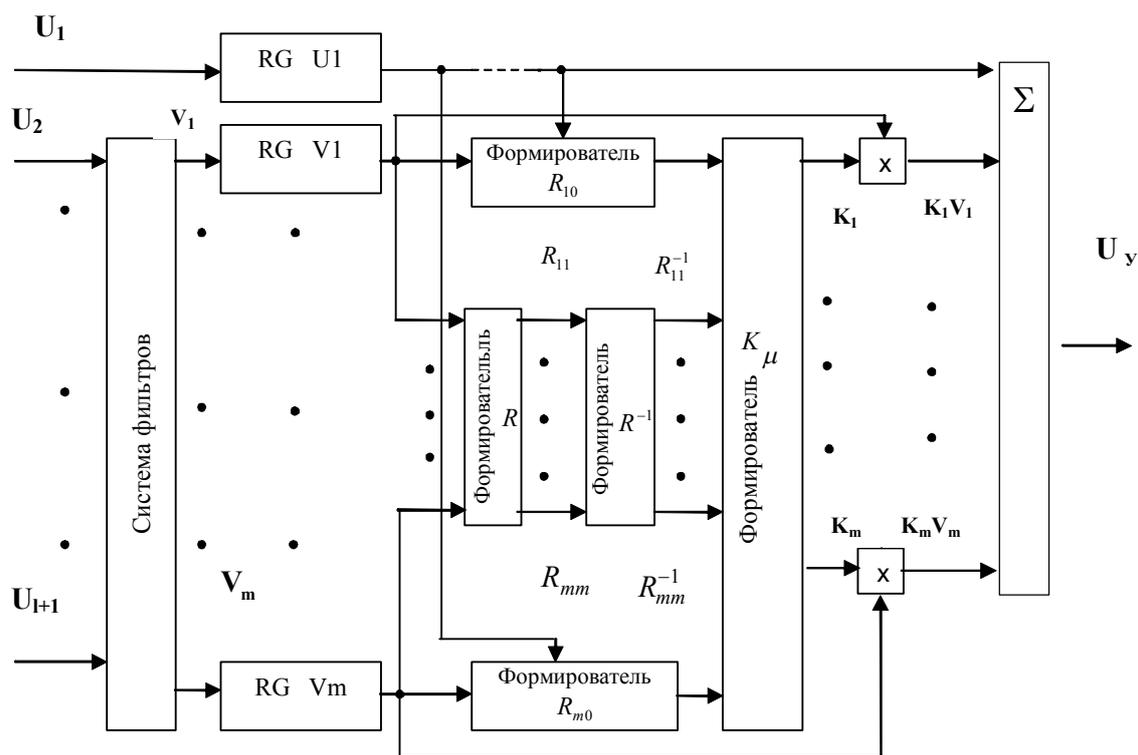


Рис. 2

Тогда n -мерный вектор-столбец (n — число отсчетов на интервале наблюдения) значений комплексной огибающей выходного сигнала цифрового автокомпенсатора будет иметь вид:

$$U_y = \left(I - V(V^T V)^{-1} V^T \right) U_1. \quad (10)$$

Работа цифрового автокомпенсатора. Цифровой автокомпенсатор (рис. 2) работает следующим образом. Для простоты изложения ограничимся лишь одним из l вспомогательных каналов. С выхода основного канала приема поступает смесь помехи с искаженным спектром и неискаженного полезного сигнала $U_1(t)$. С выхода вспомогательного канала поступают практически неискаженные помеховые колебания $U_2(t)$, спектр которых, проходя ряд последовательно соединенных частотно-зависимых фильтров, приобретает искажения линейного, квадратичного, кубического и т.д. характера. Это обусловлено тем, что частотная характеристика канала на выходе первого фильтра линейная: $\dot{H}_1(f) = \dot{S}(f)$, следовательно, на выходе второго фильтра — квадратичная $\dot{H}_2(f) = \dot{S}(f)\dot{S}(f) = \dot{S}^2(f)$ и т.д. На выходе $(m-1)$ -го фильтра $\dot{H}_{m-1}(f) = \dot{S}^{m-1}(f)$. Комплексные огибающие сигналов с входов фильтров V_1, \dots, V_m через запоминающие регистры поступают на устройства формирования матриц R_{m0}, R и на первые входы соответствующих множителей. Комплексная огибающая сигнала выхода основного канала приема

U_1 через запоминающий регистр поступает на устройства формирования матрицы R_{m0} и на многовходовой выходной сумматор соответственно. Компоненты матриц R_{m0} и R поступают на устройство формирования коэффициентов передачи (весов) K_μ , а с него на вторые входы соответствующих умножителей и далее на многовходовой выходной сумматор, где и происходит компенсация помехи. Все устройства формирования работают в соответствии с вышеизложенным алгоритмом работы цифрового автокомпенсатора.

Эффективность цифрового автокомпенсатора. При стремлении коэффициента обратной связи к бесконечности эффективность цифровой компенсации помех такая же, как и в аналоговом случае [2, 4]. В частности, если сигнал основного канала U_1 является линейной комбинацией сигналов вспомогательных каналов $V_1, \dots, V_m : U_0 = VA$, где A — произвольный m -мерный вектор-столбец, то в соответствии с (10) $U_\Sigma = 0$. В цифровом автокомпенсаторе в отличие от аналогового нет необходимости учитывать переходные процессы. Однако имеют место довольно жесткие требования к быстродействию.

Эффективность работы цифрового автокомпенсатора оценим по общепринятому параметру, коэффициенту подавления, и сравним его с аналоговым, подробно описанным в [1].

Рассмотрим случай, когда на работу РЛС воздействует одна помеха (один ЗПП ОИ). Будем считать, что схема содержит четыре ортогональных фильтра, а следовательно четыре вспомогательных канала приема. Заметим, что дальнейшее увеличение числа фильтров не приводит к существенному росту коэффициента подавления.

Оценка коэффициентов подавления в [1] проводилась не по модели, а на основе выражения:

$$K_{II} = \frac{1}{1 - \sum_{i=1}^m |\dot{\rho}_i|^2}. \quad (11)$$

Квадрат модуля коэффициента корреляции помеховых колебаний в основном и i -м компенсационном подканале определяется по формуле [2, 4]:

$$|\rho_i|^2 = \frac{\left| \int_{f_0 - \Delta f}^{f_0 + \Delta f} \dot{F}_{OK}^*(f) \dot{F}_{BK}(f) H_i(f) df \right|^2}{\int_{f_0 - \Delta f}^{f_0 + \Delta f} |\dot{F}_{OK}(f)|^2 df \int_{f_0 - \Delta f}^{f_0 + \Delta f} |\dot{F}_{BK}(f) H_i(f)|^2 df (1 + \xi_0)(1 + \xi_i)}, \quad (12)$$

где $\dot{F}_{OK}(f)$, $\dot{F}_{BK}(f)$ — частотные характеристики основного и вспомогательного каналов приема соответственно; $H_i(f)$ — частотная характеристика корректи-

рующего фильтра; ξ_0 и ξ_i — отношение мощности собственных шумов к мощности помехи в основном и i -м компенсационном подканале соответственно.

Результаты, полученные с помощью выражения (11), идеализированы. Поэтому необходимо сравнить результаты, полученные при помощи выражения (11), с результатами, полученными с помощью разработанной модели.

Расчеты проводились для линейной эквидистантной решетки с шагом $\lambda_0/2$. Антенна основного канала состояла из 201-го излучателя и была сфазирована по нормали ($\alpha_{МК} = \alpha_{МС} = 90^\circ$). В состав вспомогательной антенны входил 21 излучатель, ее луч направлялся на источник помех, причем $\alpha_s = 90^\circ$. Фазовые центры основной и вспомогательной антенн предполагались совмещенными. Отношение мощности собственных шумов к мощности помехи в компенсационных подканалах предполагалось одинаковым и выбиралось равным 0,005.

Результаты расчетов коэффициентов подавления для различных направлений на источник помех представлены в табл. 1, 2. При проведении расчетов аппроксимация требуемой частотной характеристики осуществлялась суммой полиномов Лагранжа. Так как первый подканал имеет постоянную частотную характеристику, описываемую полиномом нулевого порядка, то порядок аппроксимирующего полинома задавался на единицу меньше количества компенсационных подканалов.

Таблица 1

$2\Delta f_{\text{отн}} = 2\% ; r_{\text{отн}} = 400 \text{ км}$								
$\alpha_x, \text{град}$	135				155			
$K'_П, \text{дБ}$	Количество подканалов БК							
	1	2	3	4	1	2	3	4
	0,5	10	11	18	0,3	2,3	9	15
$K_{П}, \text{дБ}$	0,2	9	10,1	17,3	0,2	1,5	8,1	13,8

Таблица 2

$2\Delta f_{\text{отн}} = 2\% ; r_{\text{отн}} = 5000 \text{ км}$								
$\alpha_x, \text{град}$	135				155			
$K'_П, \text{дБ}$	Количество подканалов БК							
	1	2	3	4	1	2	3	4
	1,8	5	16	18,8	0,5	1,3	10,5	16
$K_{П}, \text{дБ}$	1	4	14,8	17,9	0,3	0,8	9,7	15

Таким образом, коэффициент подавления блока коррекции с одним подканалом характеризует эффективность работы обычного одноканального автокомпенсатора. В данных таблицах значение $K'_П$ представляет собой коэффициент подавления аналогового автокомпенсатора, рассчитанный на основе формулы (11) (то есть идеализированный случай), значение $K_{П}$ — коэффициент подавления цифрового автокомпенсатора, рассчитанный по разработанной модели (то есть реаль-

ный случай). Расчеты проводились для полосы пропускания приемного устройства $2\Delta f_{отн} = 2\%$ и относительной дальности до источника помех $r_{отн} = 400$ км и 5000 км.

Анализ результатов показывает, что коэффициенты подавления цифрового автокомпенсатора немного ниже идеальных коэффициентов подавления, полученных на основе формул (11), (12).

Выводы и практические рекомендации

1. Разработанные цифровые блоки коррекции при той же эффективности работы, что и аналоговые, не требуют учета переходных процессов.

2. Для реализации цифровых блоков коррекции необходимо предъявлять жесткие требования к быстродействию вычислительных средств.

1. Денисюк А.Ю. Використання математичних методів наближення з метою підвищення ефективності заглушення активних ширококутових перешкод // Вісник Житомирського державного технологічного університету / Технічні науки. — Житомир: ЖДТУ, 2004. — Вип. № 3(30). — С. 58–61.

2. Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д.Ширмана. — М.: Сов. радио, 1970. — 560 с.

3. Папалески Н.Д. Радиопомехи и борьба с ними. — М.: Гостехиздат, 1944. — 650 с.

4. Ширман Я.Д., Манжос В.И. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1981. — 416 с.

Поступила в редакцию 18.04.2006