

Интерферометрический интерфейс системы определения относительных координат радиоизлучающих объектов

В.Г. Манжула¹, С.Г.Крутчинский¹, А.В.Савенко², В.В.Воронин¹

¹ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», г. Шахты Ростовской обл.

²ФГБОУ ВПО «ПВГУС», г. Тольятти Самарской обл.

ВВЕДЕНИЕ

Использование активных методов вычисления относительных координат цели в силу критичной загрузки радиодиапазона, очевидно, не позволит развивать эти методы для целей безопасности движения [1]. На эту проблему в первую очередь обратили внимание отечественные специалисты из ВВИА им Н.Е. Жуковского [2]. Этот вопрос детально обсуждался за «круглым столом» на 5 международном конгрессе «Авиационные технологии 21 века» (г. Жуковский, 1999 г.). Детальное исследование этого вопроса выполнено в РАН в рамках федеральной программы под руководством академика А.А. Красовского [3-5]. В настоящей работе показана техническая осуществимость предложенного А.А. Красовским принципа пассивной локации и вычисления относительных координат цели в рамках компьютерных интегрированных мобильных систем.

Содержательная сторона технического предложения связана с развитием принципа специализированного интерферометрического интерфейса [6], основными нестандартными узлами которого являются прецизионные широкополосные умножители аналоговых сигналов и специальные ограничители спектра, обеспечивающие выделение и необходимое прецизионное преобразование в реальном масштабе времени информации об относительных координатах цели.

1. Постановка задачи

Интерферометрический метод [1] мало чувствителен к передаточным коэффициентам приемных каналов. Поэтому можно предполагать, что калибровка, выполняемая после монтажа комплекса достаточна для его нормального функционирования.

Для интерферометрического определения разностей дальностей [2] в любой плоскости сигналы каналов, соответствующие приемным точкам, попарно переключаются при наличии сдвига (задержки) по времени одного из умноженных сигналов. При отсутствии помех, пренебрегая зависимостью амплитуд от дальности и указанных выше условиях, определяется взаимная корреляционная функция первой пары сигналов

$$\begin{aligned} R_{12}(t, \tau_{12}) &= M[e_1(t)e_2(t - \tau_{12})] = \\ &= M\left[u_{\text{ш}}\left(t - \frac{r_1}{c}\right) \times u_{\text{ш}}\left(t - \frac{r_1}{c} - \tau_{12}\right) \cdot \sin\left(vt - \frac{r_1}{\lambda}\right) \sin\left(vt - \frac{r_2}{\lambda} - v\tau_{12}\right)\right] = \\ &= 0,5 R_{\text{ш}}(\Delta\tau_{12}) \left[\cos(v\Delta\tau_{12}) - \cos\left(2vt - \frac{r_1 + r_2}{\lambda} - v\tau_{12}\right) \right], \end{aligned} \quad (1)$$

где $M[*]$ – математическое ожидание,

$e_1(t)$, $e_2(t - \tau_{12})$ – входные, принимаемые системой напряжения (напряжения в приемных антеннах),

τ_{12} – временной сдвиг (время задержки),

$u_{\text{ш}}$ – шумовое напряжение в приемных антеннах,

c – скорость света,

$$\Delta\tau_{12} = \frac{r_1 - r_2}{c} - \tau_{12},$$

ν - частота излучения,

r - относительная дальность,

τ_{12} - задержка одного из сигналов во времени,

$R_{\text{ш}}(\Delta\tau_{12})$ – корреляционная функция огибающей, полагаемой стационарным случайным процессом.

По условию [1] время корреляции огибающей $\tau_{\text{ш}}$ много больше периода несущей, так что $\tau_{\text{ш}}\nu \gg 1$. Для истинной корреляционной функции (1) необходимо использовать специальный фильтр, выделяющий квазипостоянную составляющую

$$R'_{12} = 0.5 R_{\text{ш}}(\Delta\tau_{12})\cos(\nu\Delta\tau_{12}). \quad (2)$$

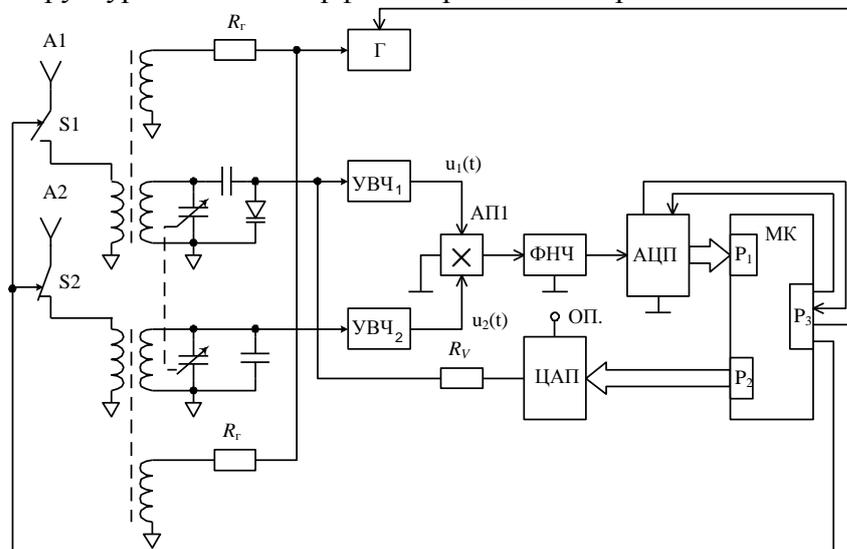
Поиск главного экстремума корреляционной функции составляет суть интерферометрического метода. Практически всегда вместо истинной корреляционной функции $R'_{12}(t_1, \tau_{12})$ приходится пользоваться ее оценкой $\hat{R}'_{12}(t_1, \tau_{12})$, вычисленной на некотором скользящем интервале времени $T_{\text{и}}$, существенно превышающем $\tau_{\text{ш}}$ [3]. Вычисление может производиться на базе различных аппаратных средств. Однако необходимо отметить, что для чисто цифрового варианта частота считывания, преобразования и фиксации сигналов должна определяться не несущей частотой ν , а $\tau_{\text{ш}}^{-1}$. Именно это обуславливает требования к цифровым процессорам системы. Так, при считывании 10 значений входящих сигналов за время $\tau_{\text{ш}} = 10$ мкс и вычисления $\hat{R}_{\text{ш}}(\Delta\tau_{12})$ на интервале $T_{\text{ш}} = 100 \tau_{\text{ш}} = 10$ мс частота считывания будет составлять 100 кГц, а необходимое быстродействие, даже без использования специального ЗУ, будет соответствовать 2×10^5 оп/с.

2 Структурная схема интерфейса системы

Приведенная оценка показывает, что для реализации в реальном масштабе времени микрокомпьютерной системы пассивной локации необходим специализированный интерфейс, обеспечивающий выделение квазипостоянной составляющей (2) с дополнительными функциями:

- предварительная частотная селекция целей;
- вычисление корреляционной функции и выделение огибающей входного сигнала;
- точная автоматическая настройка смежных приёмных каналов.

Базовая структура такого интерфейса приведена на рис. 1.



УВЧ1, УВЧ2 – усилители высокой частоты; Г – управляемый генератор; А1, А2 – антенны; АП – аналоговый перемножитель; ФНЧ – фильтр низких частот; S1, S2 - ключи

Рис.1 Структура интерферометрического интерфейса

Для решения задачи предварительной выборки целей можно использовать набор полосовых фильтров. Полосы пропускания этих фильтров должны быть выбраны таким образом, чтобы равномерно перекрыть весь спектр принимаемых сигналов. Сигнал с выхода каждого полосового фильтра попадает на детектор среднеквадратичного значения. После АЦ-преобразования вычислительным устройством может быть выбран тот канал, в котором уровень сигнала максимальный. Тем самым решается задача предварительной селекции радиоизлучающих целей по несущей частоте.

После того, как будет определён диапазон частот, в котором излучение цели максимально, система должна переключиться в режим определения параметров движения цели.

Рассмотрим это на примере двух приёмных точек. От двух приёмных антенн A_1 и A_2 через ключи S_1 и S_2 , работающие в противофазе, сигнал поступает на умножитель АП1. При этом из-за того, что антенны разнесены в пространстве, перемножаемые сигналы сдвинуты по фазе. В результате на выходе перемножителя АП1 появляется сигнал, содержащий низкочастотную функцию от угла сдвига фаз и высокочастотные гармоники.

Пусть на входы умножителя поступают следующие сигналы:

$$\begin{aligned} U_1 &= A_1 \cos(\omega t + \varphi_1), \\ U_2 &= A_2 \cos(\omega t + \varphi_2). \end{aligned} \quad (3)$$

Сам перемножитель реализует следующую функцию:

$$U_{\Pi} = (U_1 \cdot F_1) \times (U_2 \cdot F_2) + U_1 \cdot k_1 + U_2 \cdot k_2. \quad (4)$$

где k_1, k_2 – коэффициенты, определяющие неидеальность АП;

F_1, F_2 – коэффициенты преобразования каналов АП.

Тогда сигнал на его выходе будет иметь следующий вид:

$$U_{\Pi} = \frac{1}{2} A_1 A_2 F_1 \cos(\varphi_1 - \varphi_2) + \frac{1}{2} A_1 A_2 F_2 \cos(2\omega t + \varphi_1 + \varphi_2) + k_1 A_1 \cos(2\omega t + \varphi_1) + k_2 A_2 \cos(2\omega t + \varphi_2). \quad (5)$$

Из выражения (5) видно, что в результате перемножения двух сдвинутых по фазе гармонических сигналов в спектре произведения присутствует постоянная составляющая, являющаяся функцией разности фаз, гармоники с частотой исходного сигнала и с удвоенной частотой. Так как информацию о параметрах движения объекта несёт разность фаз, то для её выделения необходимо использовать фильтр нижних частот (ФНЧ). Кроме ограничения спектра такой фильтр должен характеризоваться относительно низкой неравномерностью его амплитудно-частотной характеристики и предельно низким дрейфом нуля. Действительно, сравнением соотношений (2) и (5) несложно установить, что дрейф нуля будет непосредственно определять точность вычисления разности фаз и, следовательно, относительной дальности.

В качестве аппроксимирующей функции ФНЧ будем рассматривать полиномы Баттерворта, как имеющие минимальную неравномерность в полосе пропускания, и полиномы Чебышева, как имеющие наибольшую крутизну характеристики в полосе задерживания. Оценим порядок фильтра, необходимый для обеспечения следующих его характеристик:

- неравномерность АЧХ в полосе пропускания – $\leq 0,1$ дБ;
- подавление сигнала на частоте 1 МГц – ≥ 40 дБ;
- частота среза – 500 кГц.

Для аппроксимации по Баттерворту порядок фильтра связан с требуемыми характеристиками следующим соотношением:

$$n = \left\lceil \frac{\log \left(\frac{10^{0.1A_{\min}} - 1}{10^{0.1A_{\max}} - 1} \right)}{2 \log \left(\frac{\omega_s}{\omega_c} \right)} \right\rceil, \quad (6)$$

где A_{\min} , A_{\max} – минимальное и максимальное затухания сигнала;

ω_c , ω_s - граничные частоты полосы пропускания и полосы заграждения фильтра.

Для аппроксимации по Чебышеву порядок фильтра связан с требуемыми характеристиками следующим соотношением:

$$n = \left\lceil \frac{\text{Arch} \left(\sqrt{\frac{10^{0.1A_{\min}} - 1}{10^{0.1A_{\max}} - 1}} \right)}{\text{Arch} \left(\frac{\omega_s}{\omega_c} \right)} \right\rceil. \quad (7)$$

Подставляя численные значения, получим, что минимальный порядок для Баттервортовой аппроксимации равен 5, а для Чебышевской – 4. Реализовать устойчивую систему с низким дрейфом нуля лестничного типа четвёртого порядка на D-элементах [10] невозможно. Поэтому будем рассматривать оба типа фильтра 5–го порядка. При этом нормированные полиномы для знаменателей передаточной функции будут иметь вид:

- для Баттервортовой аппроксимации

$$P_{5Б} = (1 + p)(1 + 0.618p + p^2)(1 + 1.618p + p^2); \quad (8)$$

- для Чебышевской аппроксимации

$$P_{5Ч} = (0.539 + p)(1.195 + 0.333p + p^2)(0.636 + 0.872p + p^2). \quad (9)$$

Настройку каналов интерферометра (рис. 1) предлагается производить следующим образом: одно плечо является неизменным и образцовым, а второе может изменять ёмкость колебательного контура. На оба плеча подаётся гармонический сигнал от образцового генератора. Если сдвиг фазы точно равен 90° , то в результате перемножения должно получиться нулевое напряжение. Появление нуля на выходе умножителя при изменении параметров колебательного контура и будет говорить о том, что оба плеча интерферометра стали идентичными. При этом вовсе не обязательно, чтобы частоты настройки точно совпадали с несущей сигнала.

Сама процедура подстройки может осуществляться как с использованием алгоритма двоичного приближения [2], так и линейным изменением варьируемого заведомо смещённого параметра. Второй алгоритм более предпочтителен, так как делает более плавным переходной процесс.

3 Динамические характеристики и параметры интерфейса

Структурные блоки, входящие в интерферометрический интерфейс, обладают некоторой расстройкой. При этом успех точного обнаружения летательного объекта в значительной мере зависит от идентичности двух каналов приёма сигнала. Использование цифруправляемых устройств позволяют изменять параметры одного плеча интерферометра с целью приближения его характеристик к неизменяемому плечу, причём неизменяемому каналу вовсе не надо быть настроенным точно на частоту несущей.

Для повышения вероятности точного определения параметров движения объекта предлагается проводить подстройку интерферометра в каждом цикле измерения.

Естественно, процедура настройки занимает некоторый промежуток времени. Оценка этого времени для такого рода системы является довольно сложной задачей ввиду существенной нелинейности объекта, для которого определение переходного процесса в классическом понимании не существует.

Поэтому найдём вид и время переходного процесса в каждом линейном звене, а затем на основании этих данных оценим быстродействие всей системы в целом.

Пусть на вход системы поступает гармонический сигнал

$$S_1(t) = \sin(\alpha t), \quad (10)$$

где α - обобщенная круговая частота.

Найдём сигнал, появляющийся на выходе полосового фильтра (резонансного контура), воспользовавшись преобразованием Лапласа:

$$U_1(p) = \frac{A_1 p + B_1}{p^2 + p d \omega_p + \omega_p^2} + \frac{C_1 p + D_1}{p^2 + \alpha^2}. \quad (11)$$

Здесь параметры определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} A_1 &= M_1(\alpha^2 - \omega_p^2); \\ B_1 &= -M_1; \\ C_1 &= M_1(-\alpha^2 + \omega_p^2); \\ D_1 &= M_1, \end{aligned} \quad (12)$$

где параметр $M_1 = \frac{\alpha d_p \omega_p}{\alpha^2 d_p^2 \omega_p^2 + (\alpha^2 - \omega_p^2)^2}$.

Переходя обратно во временную область, получим, что сигнал состоит из двух составляющих: затухающей и незатухающей.

Затухающая часть имеет вид

$$\begin{aligned} U_{13}(t) &= A_1 e^{-\frac{d_p \omega_p}{2} t} \cos\left(\omega_p \sqrt{1 - \frac{d_p^2}{4}} \cdot t\right) + \left(B_1 - A_1 \cdot \frac{d_p \omega_p}{2}\right) \times \\ &\times \frac{1}{\omega_p \cdot \sqrt{1 - \frac{d_p^2}{4}}} \cdot e^{-\frac{d_p \omega_p}{2} t} \sin\left(\omega_p \sqrt{1 - \frac{d_p^2}{4}} \cdot t\right). \end{aligned} \quad (13)$$

Незатухающая часть имеет вид

$$U_{1н}(t) = C_1 \cos(\alpha t) + \frac{D_1}{\alpha} \sin(\alpha t) \quad (14)$$

Здесь параметры A_1, B_1, C_1, D_1 описаны выше.

Эти выражения справедливы для случая, когда центральная частота полосового фильтра ω_p не совпадает с частотой α принимаемого сигнала. Более частный случай, когда резонансный контур точно настроен на принимаемый сигнал ($\omega_p \rightarrow \alpha$), дает следующие выражения для затухающей и незатухающей составляющих:

$$U_{13}(t) = -\alpha \cdot \frac{1}{\omega_p \cdot \sqrt{1 - \frac{d_p^2}{4}}} \cdot e^{-\frac{d_p \omega_p}{2} t} \sin\left(\omega_p \sqrt{1 - \frac{d_p^2}{4}} \cdot t\right), \quad (15)$$

$$U_{1н}(t) = \sin(\alpha t). \quad (16)$$

Для второго (не перестраиваемого) плеча интерферометра аналогичным образом находим составляющие выходного сигнала

$$U_{23}(t) = A_2 \cdot e^{-\frac{d_p \omega_p}{2} t} \cos\left(\omega_p \sqrt{1 - \frac{d_p^2}{4}} \cdot t\right) + \left(B_2 - A_2 \cdot \frac{d_p \omega_p}{2}\right) \times$$

$$\times \frac{1}{\omega_p \sqrt{1 - \frac{d_p^2}{4}}} e^{-\frac{d_p \omega_p t}{2}} \sin \left(\omega_p \sqrt{1 - \frac{d_p^2}{4}} \cdot t \right), \quad (17)$$

$$U_{2н}(t) = C_2 \cos(\alpha t) + \frac{D_2}{\alpha} \sin(\alpha t). \quad (18)$$

Здесь параметры формулы (17) определяются следующим образом:

$$\begin{aligned} A_2 &= -M_2 \alpha^2 d_p \omega_p; \\ B_2 &= -M_2 (\omega_p^2 - \alpha^2); \\ C_2 &= M_2 \alpha^2 d_p \omega_p; \\ D_2 &= -M_2 \alpha_p^2 (\omega_p^2 - \alpha^2), \end{aligned} \quad (19)$$

где параметр $M_2 = \frac{d_p \omega_p}{\alpha^2 d_p^2 \omega_p^2 + (\alpha^2 - \omega_p^2)^2}$.

При точной настройке колебательного контура ($\omega_p \rightarrow \alpha$) переходной процесс будет иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} U_{2з}(t) &= -\frac{1}{d_p \alpha^3} \cdot e^{-\frac{d_p \omega_p t}{2}} \cos \left(\omega_p \sqrt{1 - \frac{d_p^2}{4}} \cdot t \right) + \\ &+ \frac{1}{2\alpha^2} \cdot \frac{1}{\omega_p \sqrt{1 - \frac{d_p^2}{4}}} \cdot e^{-\frac{d_p \omega_p t}{2}} \sin \left(\omega_p \sqrt{1 - \frac{d_p^2}{4}} \cdot t \right), \end{aligned} \quad (20)$$

$$U_{2н}(t) = \cos(\alpha t). \quad (21)$$

Как видно из приведённых выражений, в обоих плечах интерферометра колебательные переходные процессы одинаковы, и их время установления составляет примерно

$$t_{пер} = \frac{2n}{d_p \omega_p}, \quad (22)$$

где n – порядок аппроксимирующей передаточной функции ФНЧ.

Тогда при $n = 3$ получаем точность 3 %, а при $n = 5$ точность установления сигнала составляет 1 %.

При прохождении сигнала через ФНЧ, включенный на выходе аналогового перемножителя (рис. 1), естественным образом возникает некоторый переходной процесс, характер которого обусловлен только видом корней характеристического полинома, а длительность – их численными значениями.

Как видно из выражений (8) и (9), для обоих типов фильтров переходный процесс будет колебательным, так как характеристические полиномы содержат комплексно-сопряжённые пары корней, а его длительность можно оценить по формуле (22). Для типовых случаев систем охранной сигнализации допустимо использовать граничную частоту ФНЧ в 300 кГц, поэтому в приведенных выше соотношениях частота полюса будет равна $\omega_p = 2\pi \cdot 500000$. Отсюда можно найти время установления сигнала при 1 % точности выходного сигнала

$$t_{\text{перФНЧБ}} = \frac{2n}{d_{p\min}\omega_p} = \frac{2 \cdot 5}{0.618 \cdot 3141500} = 5 \times 10^{-6} \text{ с.} \quad (23)$$

Аналогично, для Чебышевского фильтра

$$t_{\text{перФНЧЧФ}} = 2,7 \times 10^{-6} \text{ с.} \quad (24)$$

Таким образом, существует свобода выбора граничной частоты полосы пропускания при построении ограничителя спектра по второму варианту, что существенно снижает требования к активным элементам схемы. Так, в случае, если граничная частота фильтра равна 300 кГц, длительность переходных процессов будет определяться значением (23).

Таким образом, зная задержки в каждом линейном звене этой нелинейной системы, можно предположить, что минимальное время для определения параметров движения цели будет не меньше суммы времени максимальной перестройки колебательного контура и времени установление сигнала на выходе ФНЧ. Учитывая, что частота настройки входных контуров значительно больше граничной частоты ФНЧ, время настройки интерфейса будет определяться только полученными соотношениями.

4 Алгоритм функционирования интерфейса

Рассмотренная структурная схема интерферометрического интерфейса является цифрууправляемой периодически перестраиваемой системой.

Ниже приведён алгоритм функционирования, включающий в себя функции первичного обнаружения несущей и вычисления разности фаз принимаемых сигналов (рис. 2).

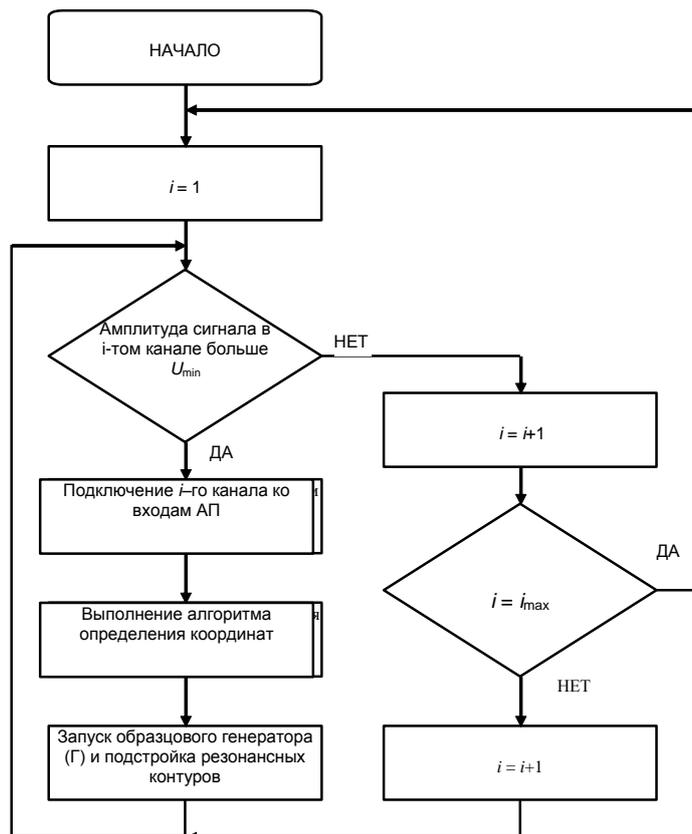


Рис. 2 Алгоритм функционирования интерфейса

Анализ алгоритма показывает, что при условии относительно больших затрат времени на определение главного экстремума квазипостоянной составляющей для применяемых бортовых ЭВМ настройку входных цепей интерфейса можно осуществлять методом последовательного приближения в интервалы времени, отведенные на решение основной задачи.

Основные выводы

Полученные результаты показывают, что для успешного решения общей задачи в рамках предложенной структуры интерферометрического интерфейса оказывается достаточным реализация прецизионного аналогового перемножителя (АП) и прецизионного бездрейфового фильтра нижних частот (ФНЧ). Эти базовые узлы интерфейса являются составной частью многочисленных устройств РЭА, и их схемотехника в настоящее время достаточно хорошо отработана. В классе аналоговых перемножителей достаточно отметить работы [8,9], где предложены прецизионные структуры этих устройств и рассмотрено их применение в сложно-функциональных блоках. Что касается измерительных фильтров нижних частот, то их реализация предпочтительна на базе D-элементов с расширенным диапазоном рабочих частот [10].

Литература:

1. Красовский А.А. Определение относительных координат радиоизлучающих объектов в пространстве интерферационным методом // Изв. РАН. Теория и системы управления. 1997, № 3.

2. Красовский А.А., Сизых В.Н. Алгоритмическое обеспечение пассивных интерферометрических бортовых комплексов радиолокации // Теория и системы управления. 2000, №2.

3. Красовский А.А., Белоглазов И.Н., Чигин Г.П. Теория корреляционно-экстремальных навигационных систем. М.: Наука. 1979.

4. Красовский А.А., Наумов А.И. Интерферометрическая радиопеленгация как пассивная радиолокация // Изв. РАН. Теория и системы управления. 1998, № 1.

5. Красовский А.А. Развитие теории дальнего пассивного мониторинга, навигации и резервного управления движением // Изв. РАН. Теория и системы управления. 1999, № 2. С. 77 – 83.

6. Красовский А.А. Пассивная макроволновая радиолокация, мониторинг, навигация и резервное управление движением // Изв. РАН. Теория и системы управления. 1998, № 3. С. 156 – 163.

7. Крутччинский С.Г. Нестандартные аппаратные средства адаптивных регуляторов и систем пассивной локации // Изв. РАН. АИТ, 2001, № 7. С. 138 – 147.

8. Starchnko E. I., Gavlicky A. I. Krutchinsky S.G. Analogous voltage multiplier based on bipolar transistors and MOSFET. Proceeding ICCSC`08, Bucharest, Romania, 2008 p.p. 155–160.

9. Старченко Е.И., Гавлицкий А.И., Крутччинский С.Г., Малышев И.В. Квадратурные модуляторы для технологического процесса SGB25VD. Опыт практической разработки // Проблемы разработки перспективных микро - и наноэлектронных систем : сб. науч. трудов всерос. науч.- практ. конф. М.: ИПИМ РАН, 2008, С. 313-317.

10. Крутччинский С.Г., Щекин Д.А. Структурный синтез D-элементов с расширенным частотным диапазоном. // Международный научно-технический журнал “Электроника и связь”, №8. Т.2, 2001 С.83-87.

Статья подготовлена при выполнении НИР по теме «Разработка и исследование аналоговой электронной компонентной базы нового поколения для систем связи, радиоэлектроники и технической кибернетики» в рамках федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009 - 2013 годы»