

Проведено аналіз одноканального доплерівського пеленгатора, розкрито особливості обробки сигналу, отримані основні співвідношення, що визначають режим роботи пеленгатора, його якісні характеристики. Показано, що робота пеленгатора може вестися як на парних, так і непарних гармоніках частоти обертання антени. Доведено, що нестабільність фазової характеристики, коефіцієнта посилення лінійного тракту не впливають на результат вимірювань

Ключові слова: індекс модуляції, спектральна складова, часова затримка, функція Бесселя, кореляційний детектор

Проведен анализ одноканального доплеровского пеленгатора, раскрыты особенности обработки сигнала, получены основные соотношения, определяющие режим работы пеленгатора, его качественные характеристики. Показано, что работа пеленгатора может вестись как на четных, так и нечетных гармониках частоты вращения антенны. Доказано, что нестабильность фазовой характеристики, коэффициента усиления линейного тракта не влияют на результат измерений

Ключевые слова: индекс модуляции, спектральная составляющая, временная задержка, функция Бесселя, корреляционный детектор

УДК 621.396.969.1

ДОПЛЕРОВСКИЙ ПЕЛЕНГАТОР С J-КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКОЙ

А. Г. Сорочан

Доктор технических наук, доцент, профессор
Кафедра радиотехники
и технической защиты информации

Донецкий национальный технический университет
ул. Артема, 58, г. Донецк, Украина, 83001
E-mail: Sorochan_kpm@mail.ru

Д. А. Добряк

Кандидат физико-математических наук,
ведущий инженер*

E-mail: dima_dba@mail.ru

О. А. Добряк

Кандидат физико-математических наук, инженер*

E-mail: dima_dba@mail.ru

*Samsung Ukraine Research & Development Centre
(SURC)

Бизнес центр «101 Tower»
ул. Льва Толстого, 57, г. Киев, Украина, 01032

1. Введение

Статья посвящена одной из разновидностей фазового метода пеленгации – доплеровскому методу пеленгации, в котором используется одна ненаправленная антенна, вращающаяся по окружности радиусом r с угловой скоростью Ω [1 – 4]. На практике вместо вращающейся антенны применяют неподвижные, расположенные по окружности, которые последовательно и поочередно подключаются к входу приемника с частотой Ω .

2. Анализ литературных данных и постановка задачи исследований

Пеленгатор с одной вращающейся антенной содержит один линейный тракт, что является достоинством этого метода.

Такое решение стало возможным за счет применения более сложного алгоритма обработки сигнала, в сравнении с пеленгатором, основанном на использовании двух ненаправленных антенн, одна из которых неподвижна, другая вращается по окружности относительно неподвижной [1, 5, 6]. Для достижения предельных возможностей в рассматриваемом пеленгаторе, необходимо оптимизировать работу некоторых частей устройства, определяющих режим работы пеленгатора.

ра. В известных авторам работах [2 – 4, 7 – 10] этим вопросам не уделено достаточного внимания, или же их решение, например связанное с повышением точности измерения [1, 4, 8] углового положения (за счет увеличения радиуса вращения антенны), является неоправданным.

3. Цель и задачи исследования

Цель работы – дать анализ одноканального доплеровского метода пеленгации, раскрыть важные особенности его работы, дать рекомендации по выбору режимов работы отдельных устройств пеленгатора, которые позволяют оптимизировать его работу.

4. Исходные данные и структурная схема пеленгатора

Структурная схема, реализующая одноканальный доплеровский метод пеленгации [1, 3, 10], приведена на рис. 1.

На рис. 1: Ан – антенна; ЛТ – линейный тракт приемника; Г – гетеродин; ОГ – опорный генератор; СМ – смеситель; КГ – кварцевый генератор; ЛЗ1–ЛЗ3 – первая–третья линии задержки; ФОС – формирователь ортогональных сигналов; ПФ1 и ПФ2 – первый и второй полосовые фильтры; X1 и X2 – первый и второй

перемножители; УПФ – узкополосный фильтр; ИФ – измеритель фазы.

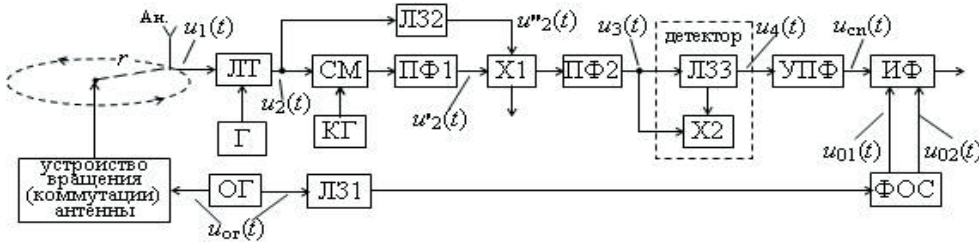


Рис. 1. Структурная схема одноканального доплеровского пеленгатора

Полагаем, что объект пеленгации неподвижный, излучает немодулированное гармоническое колебание, которое описывается выражением

$$u_0(t) = U_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

где U_0 , ω_0 и φ_0 – амплитуда, несущая частота и начальная фаза сигнала.

5. Основные положения исследований одноканального пеленгатора

5.1. Антенна, вращающаяся в электромагнитном поле

Вращение антенны осуществляется с угловой скоростью Ω по кругу радиусом r двигателем, входящим в устройство вращения антенны. Частота вращения задается опорным генератором (ОГ) с выходным напряжением

$$u_{ог}(t) = U_{ог} \cos(\Omega t + \varphi_{ог}),$$

где $U_{ог}$ и $\varphi_{ог}$ – соответственно, амплитуда и начальная фаза напряжения ОГ.

Фаза $\varphi_{ог}$ определяется моментом прохождения антенной северного направления, от которого идет отсчет углового положения цели и ее можно положить $\varphi_{ог} = 0$. На практике вместо вращающейся антенны применяют неподвижные, расположенные по окружности, которые последовательно и поочередно подключаются к входу приемника с частотой Ω .

Выходное напряжение вращающейся антенны [5]

$$u_1(t) = U_1 \cos \left[\omega_0 t + \frac{2\pi r}{\lambda} \sin(\Omega t - \alpha_0) + \varphi_0 + \varphi_0 \right],$$

где U_1 – амплитуда сигнала; $\frac{2\pi r}{\lambda} = \beta$ – максимальное отклонение фазы (девиация); α_0 – угловое положение цели; φ_0 – начальная фаза сигнала, действующего на выходе антенны; φ_0 – начальная фаза, определяемая исходным положением вращающейся антенны.

В сигнале $u_1(t)$ содержится информация об угловом положении цели α_0 , отсчет которого ведется от выбранного (северного) направления.

5.2. Обработка сигнала линейным трактом

Входной сигнал ЛТ $u_1(t)$ смещается вниз по частоте с помощью гетеродина Γ и на выходе ЛТ определяется выражением

$$u_2(t) = k U_1 \cos \left[\omega_c t + \beta \sin(\Omega t - \alpha_0 + \alpha_1) + \varphi_0' + \xi_1 \right],$$

где k – коэффициент, учитывающий непостоянство усиительных свойств ЛТ; ω_c – несущая частота выходного сигнала ЛТ; $\varphi_0' = \varphi_0 + \varphi_0$ – результирующая начальная фаза; α_1 – фаза модулирующего сигнала, вызванная его задержкой в ЛТ; ξ_1 – фаза

сигнала, включающая временную задержку сигнала линейным трактом, его нестабильность и начальную фазу гетеродина Γ .

5.3. J-корреляционная обработка сигнала

Устройство J-корреляционной обработки [11] в своем составе содержит: смеситель СМ, КГ с частотой генерации ω_r , фильтр ПФ1 со средней частотой $(\omega_c - \omega_r)$ и временной задержкой $\tau_{\phi 1}$, перемножитель X1, линии задержки ЛЗ2 с временной задержкой τ_2 и полосовой фильтр ПФ2 с временной задержкой $\tau_{\phi 2}$.

Сигнал $u_2(t)$, прошедший преобразование в смесителе, на выходе фильтра ПФ1, определится в виде

$$u_2'(t + \tau_{\phi 1}) = k U_1 \cos \left[(\omega_c - \omega_r)(t + \tau_{\phi 1}) + \beta \sin \left[\Omega(t + \tau_{\phi 1}) - \alpha_0 + \alpha_1 \right] + \varphi_0' + \xi_1 + \varphi_r \right].$$

Вторая часть сигнала $u_2(t)$ задержанная в линии задержки ЛЗ2 на постоянную времени τ_2 , имеет вид

$$u_2''(t + \tau_2) = k U_1 \cos \left[\omega_c(t + \tau_2) + \beta \sin \left[\Omega(t + \tau_2) - \alpha_0 + \alpha_1 \right] + \varphi_0' + \xi_1 \right].$$

Из результата перемножения сигналов $u_2'(t + \tau_{\phi 1})$ и $u_2''(t + \tau_2)$ полосовым фильтром ПФ2 выделяется сигнал

$$u_3(t) = 0,5(k U_1)^2 \cos \left[\omega_r t + \beta' \cos(\Omega t - \alpha_0 + \theta_1 + \alpha_1) + \varphi_1 \right],$$

где $\beta' = 2\beta \sin \left[0,5\Omega(\tau_2 - \tau_{\phi 1}) \right]$ – вновь сформированный индекс модуляции [5, 11]; $\theta_1 = 0,5\Omega(\tau_2 + \tau_{\phi 1} + 2\tau_{\phi 2})$ – сформировавшаяся фаза в модулирующем колебании; $\varphi_1 = \omega_c \tau_2 + (\omega_3 - \omega_c)\tau_{\phi 1} - \varphi_r + \omega_r \tau_{\phi 2}$ – фаза высокочастотного колебания.

Выбором временной задержки τ_2 обеспечивается снижение индекса модуляции β сигнала формируемого вращающейся антенной. В сигнале $u_3(t)$ отсутствует фаза $\varphi_0' = \varphi_0 + \varphi_0$, отсутствует составляющая ξ_1 , отражающая непостоянство временной задержки ЛТ приемника, несущая частота сигнала ω_r , ее значение и стабильность определяются параметрами кварцевого генератора.

5.4. Обработка сигнала корреляционным детектором

Спектр сигнала $u_3(t)$ состоит из ряда гармонических составляющих с несущей частотой ω_r и крат-

ных частоте вращения антенны. В каждой из них содержится информация об угловом положении цели. Для выделения пеленга корреляционным детектором (Х2 и ЛЗЗ) спектральные составляющие напряжения $u_3(t)$ преобразуются в область нижних частот. Полагая временную задержку в ЛЗЗ равной τ_3 , выходной сигнал перемножителя Х2 определится как

$$u_4(t) = 0,5(kU_1)^2 \cos[-2\beta' \sin(0,5\Omega\tau_3) \times \\ \times \sin(\Omega t - \alpha_0 + \theta_1 + \alpha_1 + 0,5\Omega\tau_3) + w_r \tau_3].$$

Полученное выражение представляет собой сигнал, модулированный по фазе, а выражение $2\beta' \sin(0,5\Omega\tau_3) = \beta''$ – преобразованный индекс модуляции. Спектр такого сигнала содержит ряд спектральных составляющих, количество и уровень которых определяется β'' .

Одно из назначений линии ЛЗЗ – способствовать формированию спектра на выходе детектора требуемой вида. Так при выполнении равенства $w_r \tau_3 = m\pi$, где $m = 1, 2, 3, \dots$ напряжение $u_4(t)$ запишется

$$u_{4ч}(t) = \mp 0,5(kU_1)^2 \cos[\beta'' \sin[\Omega t - \alpha_0 + \theta_1 + \alpha_1 + 0,5\Omega\tau_3]],$$

а его разложение будет иметь вид

$$u_{4ч}(t) = \mp 0,5(kU_1)^2 [J_0(\beta'') + 2J_2(\beta'') \cos \times \\ \times 2\Omega t - 2\alpha_0 + 2\theta_1 + 2\alpha_1 + \Omega\tau_3] + \\ + 2J_4(\beta'') \cos[4\Omega t - 4\alpha_0 + 4\theta_1 + 4\alpha_1 + 2\Omega\tau_3] + \dots].$$

Энергия в выходном сигнале перемножителя Х2 будет распределена только между четными составляющими спектра.

В таком случае ИФ пеленгатора может работать на одной из четных гармоник частоты модуляции Ω . Знак минус указывает на то, что в таком случае фазы всех спектральных составляющих будут иметь дополнительный сдвиг равный π .

При начальной фазе $w_r \tau_3 = 0,5m\pi$ (здесь $m = 1, 3, 5, \dots$), исходное выражение запишется

$$u_{4н}(t) = \pm 0,5(kU_1)^2 \sin[\beta'' \sin[\Omega t - \alpha_0 + \theta_1 + \alpha_1 + 0,5\Omega\tau_3]],$$

а его разложение примет вид

$$u_{4н}(t) = \pm 0,5(kU_1)^2 [2J_1(\beta'') \cos[\Omega t - \alpha_0 + \theta_1 + \alpha_1 + 0,5\Omega\tau_3] + \\ + 2J_3(\beta'') \cos[3\Omega t - 3\alpha_0 + 3\theta_1 + 3\alpha_1 + 1,5\Omega\tau_3] + \\ + 2J_5(\beta'') \cos[5\Omega t - 5\alpha_0 + 5\theta_1 + 5\alpha_1 + 2,5\Omega\tau_3] + \dots].$$

В этом случае энергия сигнала на выходе перемножителя Х2 будет распределена только между нечетными составляющими спектра, поэтому ИФ пеленгатора может работать на одной из нечетных гармоник частоты модуляции.

Другое назначение линии ЛЗЗ – способствовать формированию на выходе детектора требуемой гар-

монической составляющей максимального уровня, т.е. выделяемая УПФ гармоническая составляющая должна иметь максимальный уровень. Этим обеспечивается максимальное выходное отношение сигнал/шум. Установление уровня выбранной гармонической составляющей обеспечивается изменением отношения τ/λ или временной задержкой τ_3 или же изменением как одного, так и другого параметра. Этим задается необходимый индекс модуляции β'' , которым обеспечивается максимальное значение функции Бесселя $J_n(\beta'')$.

Эти значения индекса модуляции для разных гармоник будут дискретными, т.е. $\beta'' = \beta_n$, где $n = 1, 2, 3, \dots$ – номер выбранной гармоники. Так для первой гармоники максимум достигается при $\beta'' = \beta_1 = 1,9$, для второй – $\beta_2 = 3,1$ и т.д.

Максимумы функций Бесселя имеют пологую вершину, поэтому выполнение условия $w_r \gg \Omega$ позволяет при незначительном уточнении τ_3 добиться равенства $w_r \tau_3 = 0,5m\pi$ или $w_r \tau_3 = m\pi$. На этом этапе незначительные изменения τ_3 не окажут заметного отклонения амплитуды функции Бесселя $J_n(\beta'')$ от максимального $J_n(\beta_n)$.

Необходимое значение β_n будет обеспечиваться при временной задержке

$$\tau_3 = \frac{2}{\Omega} \arcsin\left(\frac{\beta_n}{2\beta'}\right).$$

Из полученного равенства следует необходимое условие $\beta' = 0,5\beta_n$, что всегда может быть выполнено.

В корреляционном детекторе перемножение сигналов является сверткой спектров этих сигналов. Задержкой сигнала в ЛЗЗ формируется необходимый вид выходного спектра сигнала. Как правило, обрабатываемый сигнал сопровождается шумовым напряжением. Для исключения свертки шумового напряжения необходимо обеспечить статистическую независимость шумовых напряжений перемножаемых сигналов. В противном случае из-за свертки шумов может существенно снизиться чувствительность приемника пеленгатора. Результат свертки спектра шумового напряжения будет зависеть от его ширины спектра и временной задержки в ЛЗЗ. Поскольку временную задержку τ_3 изменять нельзя, т.к. она обеспечивает максимальный уровень требуемой гармоники, то остается оперировать шумовым процессом, свойства которого определяются полосой пропускания фильтра ПФ2. Характеристикой шумового процесса, определяющей результат свертки, является интервал корреляции τ_k . Интервал корреляции шумового процесса зависит от полосы пропускания фильтра ПФ2, которая обычно выбирается равной ширине спектра выделяемого сигнала.

Поэтому для исключения свертки спектра шумового напряжения должно выполняться неравенство $\tau_k < \tau_3$. Так как $\tau_3 = \text{const}$ и определено режимом работы устройства, то выполнение указанного неравенства можно обеспечить расширением полосы пропускания фильтра ПФ2.

5.5. Определение углового положения цели

Выделенная фильтром УПФ рабочая гармоника, с учетом временной задержки τ_ϕ в фильтре, запишется как

$$u_{cn}(t) = \pm (kU_1)^2 J_n(\beta_n) \times \\ \times \cos \left[n(\Omega t - \alpha_0 + \theta_1 + \alpha_1 + 0,5\Omega\tau_3 + \Omega\tau_\phi) \right].$$

Выбор рабочей гармонической составляющей выше первого порядка определяется, как указывается в [1, 6, 10], требуемой точностью измерений.

Как известно, точность измерения любого измерителя определяется крутизной его характеристики в точке измерения.

Для фазового детектора (ИФ) крутизна определяется значением частоты сигнала, действующего на его входе. Однако, выбор рабочей гармонической составляющей с частотой $n\Omega$ при $n \geq 2$ приводит к неоднозначности измерений углового положения цели [1, 6].

Поэтому при однозначном измерении выходное напряжение УПФ определится, положив $n=1$, равенством

$$u_{c1}(t) = (kU_1)^2 J_1(\beta_1) \cos \left[\Omega t - \alpha_0 + \theta_1 + \alpha_1 + 0,5\Omega\tau_3 + \Omega\tau_\phi \right].$$

Амплитуда сигнала $u_{c1}(t)$ зависит от ряда причин, например, от дальности положения цели, следовательно, ее уровень может изменяться в широких пределах. Измерение углового положения цели фазовым методом изменение амплитуды сигнала ведет к ошибке измерений. Для устранения этого в системах вводят ограничители или автоматическую регулировку усиления.

Однако наиболее эффективным способом будет использование ортогональной системы сигналов, представляющих собой пару тригонометрических функций $\cos(\Omega t)$, $\sin(\Omega t)$. Для формирования такой пары колебание ОГ подается в устройство формирования ортогональных сигналов ФОС.

В выходном сигнале $u_{c1}(t)$ существует постоянный фазовый сдвиг $\theta_1 + \alpha_1 + 0,5\Omega\tau_3 + \Omega\tau_\phi$, который приведет к отклонению результата измерений от действительного значения. Для устранения этого фазового сдвига на выходе ОГ включена линия ЛЗ1 с задержкой на постоянную времени $\tau_1 = \frac{\theta_1 + \alpha_1 + 0,5\Omega\tau_3 + \Omega\tau_\phi}{\Omega}$. Тогда выходные колебания ФОС запишутся как

$$u_{01}(t) = U_0 \cos \left[\Omega(t + \tau_1) \right]; \quad u_{02}(t) = U_0 \sin \left[\Omega(t + \tau_1) \right].$$

Кроме этого, для отсчета углового положения цели ортогональную систему сигналов необходимо совместить с пространственной координатной системой на плоскости, т.е. совместить начала отсчетов угла в этих системах.

В ИФ вычисляются проекции координат входного сигнала $u_{c1}(t)$ на координатные оси, в качестве которых выступает ортогональная пара колебаний $u_{01}(t)$ и $u_{02}(t)$. Поскольку уровень ортогональных составляющих $U_0 \gg (kU_1)^2 J_1(\beta_1)$, то проекции сигнала $u_{c1}(t)$ определяются равенствами

$$u_x = (kU_1)^2 J_1(\beta_1) \cos[\alpha_0]; \quad u_y = (kU_1)^2 J_1(\beta_1) \sin[\alpha_0].$$

Отсюда угловое положение цели определится как

$$\alpha_0 = \arctg \frac{u_x}{u_y}.$$

При необходимости повышения точности измерения пеленга в [1, 6] рекомендуется работать на более высокой гармонике $n\Omega$ частоты вращения антенны. В этом случае необходимо учитывать увеличение фазового сдвига в число раз соответствующее номеру гармоники n , что повлияет на выбор значений временных задержек в ЛЗ1 τ_1 и ЛЗ3 τ_3 .

6. Выводы

В работе проведен анализ одноканального доплеровского пеленгатора, на основании которого уточнено выражение, описывающее выходное напряжение устройства, содержащее информацию об угловом положении цели α_0 . Показано, что выделение углового положения цели α_0 может производиться как на нечетных, так и четных гармониках частоты вращения антенны. Вид спектра выходного сигнала определяется значением фазового сдвига $\omega_f \tau_3$. Уровень рабочей гармоники измерителя фазы задается отношением $\frac{r}{\lambda}$ и значениями задержки τ_3 в линиях задержки ЛЗ3. Доказано, что нестабильность фазовой характеристики линейного тракта не влияет на результат измерений. Показано, что нестабильность коэффициента усиления линейного тракта на результат измерений можно устранить использованием ортогональной системы сигналов.

Литература

1. Астафьев, Г. Л. Радиотехнические средства навигации летательных аппаратов [Текст] / Г. Л. Астафьев, В. С. Шебшаевич, Ю. А. Юрков. – М.: Советское радио, 1962. – 952с.
2. Афанасьев, О. В. Вычислительный алгоритм фазового пеленгатора с кольцевой антенной решеткой без центрального антенного элемента [Текст] / О. В. Афанасьев, А. Д. Виноградов, И. С. Дмитриев // Антенны, выпуск 5 (168), 2011 С. 30-36.
3. Harter, Nathan M. Development of a Single-Channel Direction Finding Algorithm [Текст] / Nathan M. Harter // M.S. Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, VA, April, 2007.
4. Herter, N. Analysis and implementation of a novel single-channel direction finding algorithm [Текст] / N. Herter, J. J. Keaveny, S. Venkatesh, R. M. Buchree // Proc. of 2005 IEEE Wireless Communication and Networking Conference, vol.4, pp.2530-2533, March 2005.

5. Сорочан, А. Г. Двухканальный доплеровский пеленгатор [Текст] / А. Г. Сорочан, Д. А. Добряк, О. А. Добряк // Восточно-Европейский журнал. – 2013. – №2/9 (62) – С. 34–38.
6. Кукес, И. С. Основы радиопеленгации / И. С. Кукес, М. Е. Старик. – М.: Советское радио, 1964. – 640с.
7. Harter N. Analysis and Implementathion of a Novel Single-Channel Direction Finding Algorithm [Текст] / N. Harter, J.J. Keaveny, S. Venkatesh, R.M. Buehrer // DRS Signal Solution Technical Symposium, May 2005.
8. Peavey D. The Signal Channel Interferometer Using a Pseudo-Doppler Direction Finding System [Текст] / D. Peavey, T. Ogunfunmi // Proc. of 1997 IEEE Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. 5, pp 4129-4132, April 1997.
9. RF Products, Web Note WN-004 A Comparison of the Watson-Watt and Pseudo-Doppler DF Techniques.
10. Novak, A. Radio direction finding in air traffic services [Текст] / A. Novak // Promet–Traffic–Traffico, Vol. 17, 2005, No.5, 273-276.
11. Сорочан, А. Г. J-корреляционный метод пеленгации [Текст] / А. Г. Сорочан // Изв. вузов Радиоэлектроника. – 2001. – №11. – С. 57–65.

У статті проведено математичне моделювання та експериментальні дослідження двох конструкцій “дванадцятиполюсного” хрестоподібного перетворювача аналізатора комплексного коефіцієнта відбиття. Математична модель для першої конструкції відображає дисперсію двох вхідних хвиль перетворювача на чотирьохплечей неоднорідності хрестоподібного діляника потужності, для другої – їх векторне складання

Ключові слова: векторний аналізатор кіл, чотирьохплеча неоднорідність, коефіцієнт відбиття

В статье проведено математическое моделирование и экспериментальные исследования двух конструкций “дванадцятиполюсного” крестообразного преобразователя анализатора комплексного коэффициента отражения. Математическая модель для первой конструкции преобразователя соответствует дисперсии двух входных волн преобразователя на четырехплечей неоднородности крестообразного делителя мощности, для второй конструкции – их векторному суммированию

Ключевые слова: векторный анализатор цепей, четырехплечая неоднородность, коэффициент отражения

УДК 621.396.96

КРЕСТООБРАЗНЫЙ РАСSEИВАТЕЛЬ- СУММАТОР ШЕСТИПЛЕЧЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ВЕКТОРНОГО АНАЛИЗАТОРА ЦЕПЕЙ

В. А. Карлов

Кандидат технических наук, доцент

Кафедра прикладной

и компьютерной радиофизики

Днепропетровский национальный университет

им. Олеса Гончара

пр. Гагарина 72, г. Днепропетровск, Украина, 49010

E-mail: cdep@mail.dsu.dp.ua/www.dsu.dp.ua

1. Введение

Основные успехи в области СВЧ измерений связаны с использованием микропроцессоров и ЭВМ в составе радиоизмерительного комплекса не только для обработки полученных результатов, но и для управления процессом измерения. Сформировался и находится на стадии исследования новый класс приборов – векторные анализаторы цепей (ВАЦ), предназначенные для измерения комплексного отношения СВЧ волн в широкой полосе частот [1].

Основные трудности при реализации известных подходов построения на прямоугольных волноводах ВАЦ в миллиметровых диапазонах связаны с изготовлением СВЧ измерительных преобразователей (ИП), геометрические размеры и соответствующие допуски на конструкцию которых уменьшаются на порядок, по сравнению с сантиметровыми диапазонами. Из-за погрешностей изготовления конструкций ИП математическая модель измерителя становится менее совершенной. Поэтому для обеспечения заданных погрешностей требуются более сложные методики