

Окончательный результат в виде расширенной неопределенности получим, умножив значение u_Q на коэффициент охвата при определенном уровне доверительной вероятности.

Таким образом, исследованы возможности применения ступенчатого диффузора в качестве первичного преобразователя расходомеров переменного перепада давления. Приведены аналитические зависимости для коэффициентов истечения и расхода ступенчатого диффузора. Дан сравнительный анализ других расширяющих устройств, который показал, что предлагаемый преобразователь обладает стабильными и постоянными коэффициентами в широком диапазоне относительных диаметров для различных углов расширения. С целью уточнения коэффициента истечения пред-

полагается провести промышленные испытания преобразователя на реальных жидкостях и газах.

Л и т е р а т у р а

1. **ISO 5167—1.** Measurement of fluid flow by means of orifice plates, nozzles and Venturi tubes inserted in circular cross-section conduits running full.

2. **Кремлевский П. П.** Расходомеры и счетчики количества веществ. СПб.: Политехника, 2002.

3. **Идельчик И. Е.** Справочник по гидравлическим сопротивлениям. М.: Машиностроение, 1992.

Дата принятия 04.12.2012 г.

621.396.96: 621.317.757

Способ повышения эффективности использования сигнала в доплеровском измерителе

Е. С. БЕСПАЛОВ

Московский государственный технический университет радиотехники, электроники и автоматики, Москва, Россия, e-mail: bespalov@mirea.ru

Предложен способ повышения эффективности использования сигнала в доплеровском измерителе путевой скорости и угла сноса, основанный на извлечении информации о высоте полета. Приведены результаты моделирования.

Ключевые слова: эффект Доплера, измеритель путевой скорости и угла сноса, высота полета.

The method of signal usage efficiency improvement in Doppler ground speed and drift angle measuring instrument, based on extraction of information about the flight height is suggested. The results of modeling are presented.

Key words: Doppler effect, ground speed and drift angle measuring instrument, height of flight.

Известно применение непрерывного сигнала с синусоидальной частотной модуляцией (СЧМ) в самолетных доплеровских измерителях путевой скорости и угла сноса (ДИСС) [1—3]. В качестве их достоинства отмечаются пониженные требования к степени развязки между передатчиком и приемником сигнала. В типовой схеме измерение доплеровского сдвига частоты (скорости) осуществляется с использованием лишь третьей гармоники частоты модуляции, что приводит к энергетическим потерям [1]. Однако можно снизить эти потери за счет более полного использования энергии, содержащейся и в других спектральных составляющих непрерывного радиосигнала с СЧМ.

Цель настоящей статьи — рассмотреть способ повышения эффективности использования сигнала в доплеровском измерителе, позволяющий с учетом спектрального состава сигнала измерять не только скорость, но и высоту полета летательного аппарата.

Обобщенная структурная схема рассматриваемого измерителя, приведенная на рис. 1, частично заимствована из [1]

и дополнена другими блоками, выделенными пунктиром.

Доплеровское смещение частоты Ω_D^* образуется на выходе фильтра нижних частот 12 при условии, что полосовой фильтр 10 настроен на третью гармонику частоты модуляции Ω_M [1]. Для реализации предлагаемого способа в схему введен делитель мощности 8, а в передатчике 4 частотно-модулированного (ЧМ) колебания кроме обычно формируемого колебания на выходе А вырабатывается опорный сигнал на выходе Б:

$$u_A(t) = U_A \cos(\omega_0 t + m \cos \Omega_M t),$$

$$u_B(t) = U_B \cos(\omega_0 t - \omega_{ПЧ} t + m \cos \Omega_M t),$$

где U_A , U_B — амплитуды сигнала; ω_0 — частота несущего колебания; m — индекс СЧМ; $\omega_{ПЧ}$ — промежуточная частота.

В традиционную схему ДИСС дополнительно введен блок измерителя высоты, содержащий смеситель 13; настроен-

ный на $\omega_{ПЧ}$ полосовой фильтр 14; измеритель индекса модуляции 15 и устройство фазовой синхронизации (УФС) 16.

Сигнал, принимаемый антенной 1, можно записать в виде [1]:

$$u_{вх}(t) = U_{вх} \cos [\omega_0(t - \tau_3) + m \cos \Omega_M(t - \tau_3) + \Omega_D t],$$

где $U_{вх}$ — амплитуда сигнала; τ_3 — время распространения (запаздывания) сигнала до подстилающей поверхности и обратно; Ω_D — доплеровское смещение несущей частоты.

На выходе полосового фильтра 14 наблюдается колебание промежуточной частоты [1]:

$$u_{ПЧ}(t) = U_{ПЧ} \cos [\omega_{ПЧ} t + \Omega_D t - \omega_0 \tau_3 + M \sin (\Omega_M t - \Omega_M \tau_3 / 2)], \quad (1)$$

где $M = 2m \sin (\Omega_M \tau_3 / 2)$ — индекс синусоидальной угловой модуляции, содержащий информацию о задержке (высоте).

Извлечение информации о задержке (высоте) из индекса M позволяет избавиться от погрешности дискретности [4, 5] и получить непрерывную шкалу высот. Устройства фазовой синхронизации являются оптимальными для формирования оценки M (на рис. 1 обозначена M^*) [4, 6, 7]. Однако следует учесть, что в известных ДИСС значение m выбирается равным 2,5, а M изменяется от 5 до 0 [2]. При появлении сигнала с индексом модуляции, близким указанному верхнему значению, возможен режим ложного захвата [7], и следящий режим УФС будет нарушен. Чтобы избежать ложного захвата, в УФС необходимо ввести данные о начальном значении M [7]. Для решения этой задачи служит измеритель индекса модуляции 15 (см. рис. 1). Информацию о начальном значении M можно сформировать в измерителе 15, если воспользоваться результатом анализа спектра колебания (1) [8, 9]. Алгоритм расчета индекса в этом случае будет [9]:

$$M = 2nb/(a + c), \quad (2)$$

где a, b, c — уровни трех соседних боковых составляющих спектра колебания $u_{ПЧ}(t)$, например второй, третьей, четвертой, соответственно; n — номер средней боковой в указанной триаде.

Для подтверждения возможности реализовать предлагаемый способ измерения индекса по (2) используем пакет *Simulink* систе-

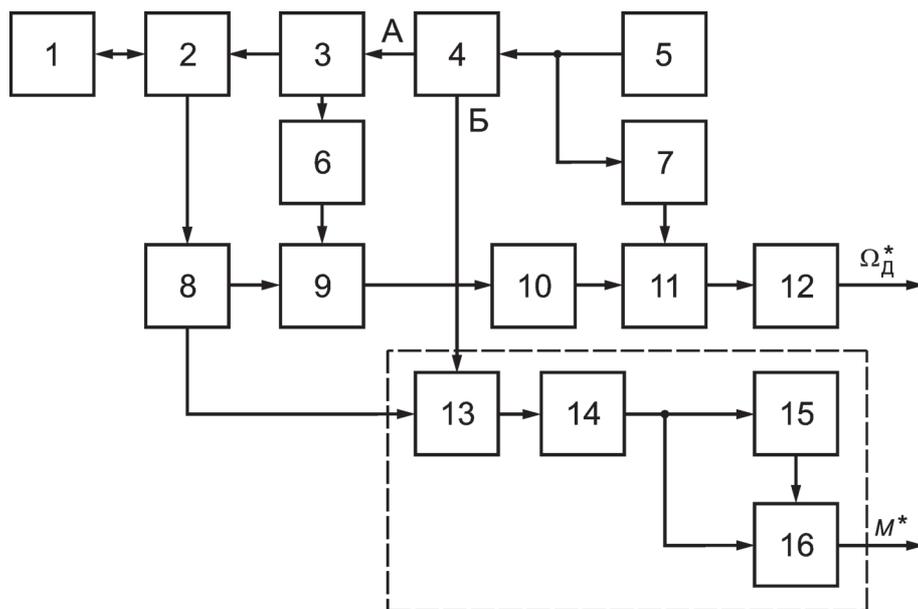


Рис. 1. Структурная схема доплеровского измерителя путевой скорости и угла сноса: 1 — антенна; 2 — циркулятор; 3 — направленный ответвитель; 4 — передатчик с синусоидальной частотной модуляцией; 5 — генератор модулирующих колебаний; 6 — аттенюатор; 7 — умножитель частоты; 8 — делитель мощности; 9, 11, 13 — смесители; 10, 14 — полосовые фильтры; 12 — фильтр нижних частот; 15 — измеритель индекса модуляции; 16 — устройство фазовой синхронизации

мы программирования *MatLab* [10]. Далее названия блоков библиотеки *Simulink* выделены курсивом.

На рис. 2, а изображена модель стенда для исследования погрешности расчета M по (2). В ее составе использованы модели генератора синусоидальных колебаний *Sine Wave*; модулируемого генератора *Subsystem 1*; блока фильтрации и детектирования *Subsystem 2*; вычислителя *Subsystem 3*. Оценка M^* выводится на экран блока *Display 1*. Для получения относительной погрешности измерений в модели стенда введены блоки: *Constant*; суммирования *Sum*; усилителя *Gain*; деления *Product* и *Display 2*, на экране которого погрешность отображается в процентах. Структуры моделей *Sine Wave*, *Subsystem 1* и *Subsystem 2* совпадают с

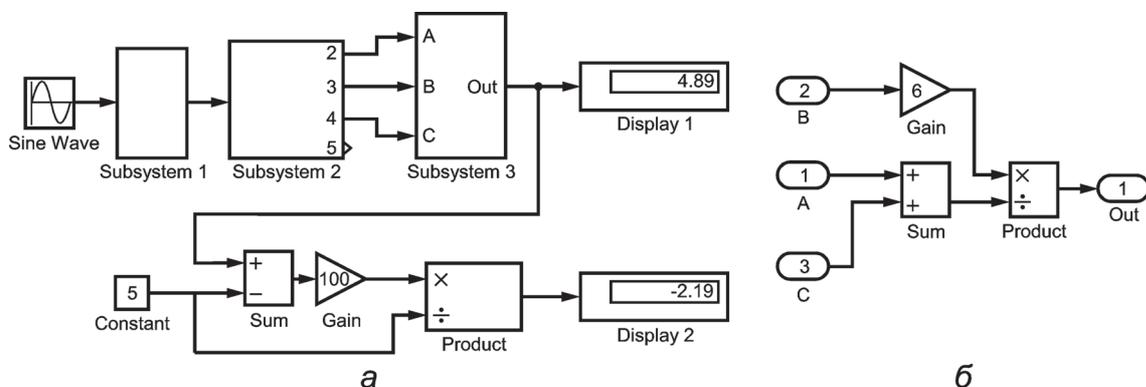


Рис. 2. Структурные схемы моделей: а — стенда для исследования алгоритма (2); б — вычислителя для $n = 3$

опубликованными в [8], а структура модели вычислителя *Subsystem 3* для $n = 3$ приведена на рис. 2, б.

Следует отметить, что время имитации (*Simulation time*) рассматривается как условная величина, зависящая от характеристик компьютера, на котором выполняется моделирование [11]. Поэтому его указывают безразмерным (в условных единицах). Модельное время в рассматриваемом здесь имитационном эксперименте было равно 250, при этом обеспечивалась независимость получаемых результатов от данного параметра.

Амплитуда и частота синусоидальных колебаний модели генератора *Sine Wave* задают значения M и частоты угловой модуляции, соответственно. Эти параметры, как и параметры других блоков, вводятся через диалоговые окна в единицах измерения, предлагаемых *MatLab*. Частота модуляции была равна 10 рад/с. В действующих ДИСС эта частота обычно составляет 1 МГц [3], т. е. коэффициент масштабирования при имитации равен $(2\pi \cdot 10^5)^{-1}$. Угловой коэффициент источника набега фазы (параметр *Slope* (крутизна) блока *Ramp* (быстрое изменение по линейному закону) в составе блока *Subsystem 1*) [8] равен 140 рад/с, при этом параметры *Start time* и *Initial output* этого блока равны 0 и 10, соответственно. Полосовые фильтры каналов 2—5 фильтрации блока *Subsystem 2* [8] были настроены соответственно на частоты 160; 170; 180 и 190 рад/с. В модели, изображенной на рис. 2, а, соответствующие входы блока *Subsystem 3* соединены с выходами каналов 2—4 блока фильтрации и детектирования. Параметр блока *Constant* на рис. 2, а соответствует установленному значению M . Результаты моделирования приведены в таблице.

Результаты имитационного эксперимента

M	$n = 3$		$n = 4$	
	M^*	$\delta, \%$	M^*	$\delta, \%$
1,5	1,522	1,437	1,665	11,02
2,0	2,011	0,562	2,037	1,83
2,5	2,506	0,231	2,52	0,802
3,0	3,002	0,064	3,013	0,431
3,5	3,498	-0,01	3,508	0,233
4,0	3,992	-0,21	4,004	0,035
4,5	4,478	-0,48	4,491	-0,03
5,0	4,89	-2,19	4,992	-0,16

Из анализа результатов моделирования следует, что индекс модуляции в диапазоне значений 1,5—5,0 при использовании алгоритма (2) определяется с погрешностью не более 12 %, если используются третья—пятая боковые частоты в спектре колебания промежуточной частоты, и 2,5 % в случае второй—четвертой боковых частот.

Таким образом, при помощи дополнительно введенного блока 15 (см. рис. 1) обеспечиваются измерение M и ввод УФС в рабочий режим [7], причем ложный захват исключается. Сформированные в УФС оценки индекса модуляции при известной частоте модуляции позволяют определить задержку сигнала, т. е. доплеровский измеритель может определять и скорость, и высоту полета летательного аппарата.

Л и т е р а т у р а

1. **Свистов В. М.** Радиолокационные сигналы и их обработка. М.: Сов. радио, 1977.
2. **Сосновский А. А., Хаймович И. А.** Авиационная радионавигация. М.: Транспорт, 1980.
3. **Флеров А. Г., Тимофеев В. Т.** Доплеровские устройства и системы навигации. М.: Транспорт, 1987.
4. **А. с. 265973 СССР.** Устройство для автоматического измерения задержки непрерывного радиосигнала с широкополосной синусоидальной частотной модуляцией / Г. А. Соколов и др. // Бюл. изобрет. 1970. № 11.
5. **Финкельштейн М. И.** Основы радиолокации. М.: Сов. Радио. 1973.
6. **Беспалов Е. С., Кулешов В. Н.** Синтез цепи фильтрации и коррекции в системе ФАП, выделяющей из шумов сигнал, модулированный по частоте синусоидой // Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника. 1968. Т. 11. № 4. С. 324—331.
7. **А. с. 1128392 СССР.** Устройство для фильтрации непрерывного радиосигнала с широкополосной гармонической частотной модуляцией / Е. С. Беспалов, В. Н. Кулешов // Открытия. Изобретения. 1984. № 45.
8. **Беспалов Е. С.** Модели измерителя индекса угловой синусоидальной модуляции // Измерительная техника. 2006. № 3. С. 22—25; **Bespalov E. S.** Models for a sinusoidal angular modulation index meter // Measurement Techniques. 2006. V. 49. N 3. P. 233—237.
9. **Беспалов Е. С.** Синтез многоканальных измерителей. М.: МИРЭА, 2007.
10. **Кондрашев В. Е., Королев С. Б.** MATLAB как система программирования научно-технических расчетов. М.: Мир, 2002.
11. **Дьяконов В.** Simulink 4. Специальный справочник. СПб.: Питер, 2002.

Дата принятия 27.12.2012 г.

У в а ж а е м ы е ч и т а т е л и !

В статье В. В. Аверкиева, Ю. М. Петухова «Оптимизация поиска локальных магнитных аномалий при помощи магнитного обнаружителя», опубликованной в № 12, 2012 г., в третьем члене правой части формулы (2) допущена опечатка. Следует читать:

$$L_{qj} = \|\Phi_j(D, D_q)\alpha\|^2 + \|\Pi_{qj}\|^2 + 2(\Pi_{qj}, \Phi_j(D, D_q)\alpha) \quad (2).$$

Приносим свои извинения.