

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ ДВУХЧАСТОТНОМ МЕТОДЕ ЗОНДИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

© 2019 г. Ю.В. Шульгина^{1,*}, М.А. Костина^{1,**}, А.И. Солдатов¹, А.А. Солдатов¹, П.В. Сорокин¹

¹Национальный исследовательский Томский политехнический университет, Россия 634034 Томск, пр-т Ленина, 30

E-mail: *y-shulgina@mail.ru; **mariyakostina91@mail.ru

Поступила в редакцию 07.05.2018; после доработки 29.06.2018;
принята к публикации 06.07.2018

Приведены математическое моделирование определения временной координаты момента прихода эхоимпульса для двухчастотного метода зондирования, а также графики зависимости погрешности измерения от изменения порога срабатывания компаратора для разных соотношений частот, расстояния и соотношения частот излучаемых импульсов. Математическое моделирование выявило предельные случаи, при которых погрешность измерений возрастает и может достигать 3–4 %. Анализ полученных результатов позволил выявить дополнительные требования к математической обработке принятых сигналов, что позволит сохранить погрешность в 1-процентном диапазоне.

Ключевые слова: эхоимпульс, компаратор, математическое моделирование, аппроксимация, точность измерения.

DOI:10.1134/S01303082190100032

ВВЕДЕНИЕ

Акустический метод — один из наиболее широко применяемых неразрушающих методов контроля. Он широко используется в расходомерах, локаторах и других отраслях промышленности [1—3]. Самым важным параметром времяимпульсных акустических устройств является точность определения времени распространения упругой волны в контролируемой среде, которое влияет на разрешающую способность акустических локаторов. Среди всех методов, используемых для его расчета в контролируемой среде, самым простым является пороговый [4, 5]. Время прихода фиксируется моментом, когда принятые сигналы превышают пороговый уровень. Этот метод реализуется с помощью аналогового компаратора, триггера, формирующего временной интервал, начало которого определяется моментом излучения зондирующего импульса, а конец — срабатыванием компаратора. Длительность импульса определяется количеством тактовых импульсов, поступивших на вход счетчика в период действия импульса на выходе триггера. Однако пороговый метод имеет проблему, которая состоит в том, что точность определения времени распространения упругой волны подвергается воздействию многих факторов, таких как интенсивность принимаемых сигналов, характер объекта, размер и расстояние от преобразователя, условия распространения (безграничное или ограниченное пространство) и окружающей среды [6—8]. При распространении в условиях ограниченного пространства возникают волноводные явления, что приводит к искажению формы огибающей эхоимпульса, за счет многомодового распространения. Кроме того, для достижения амплитуды эхо-сигнала равному пороговому уровню требуется некоторый временной интервал, поэтому расчетная дистанция до отражателя оказывается немного дальше, чем он есть на самом деле [9].

В современной технике применяется большое количество математических операций, которые приводят к повышению точности акустических измерений: использование преобразования Гилберта, фильтра Калмана, построение огибающей переднего фронта эхоимпульса [10]. Эти методы требуют больших вычислительных ресурсов и не всегда могут быть реализованы в переносных малогабаритных локаторах, работающих в режиме реального времени. Поэтому разработка новых алгоритмов обработки акустических сигналов, реализованных на микроконтроллерах, является актуальной задачей для мобильных акустических приборов.

В настоящей работе авторами исследован метод двухчастотного зондирования. Для анализа погрешностей измерений была получена математическая модель сигнала, прошедшего по акустическому тракту.

ДВУХЧАСТОТНЫЙ МЕТОД ЗОНДИРОВАНИЯ

Суть нового метода состоит в излучении двух сигналов на разных частотах и измерении двух временных интервалов между излученным и принятым сигналами с использованием порогового

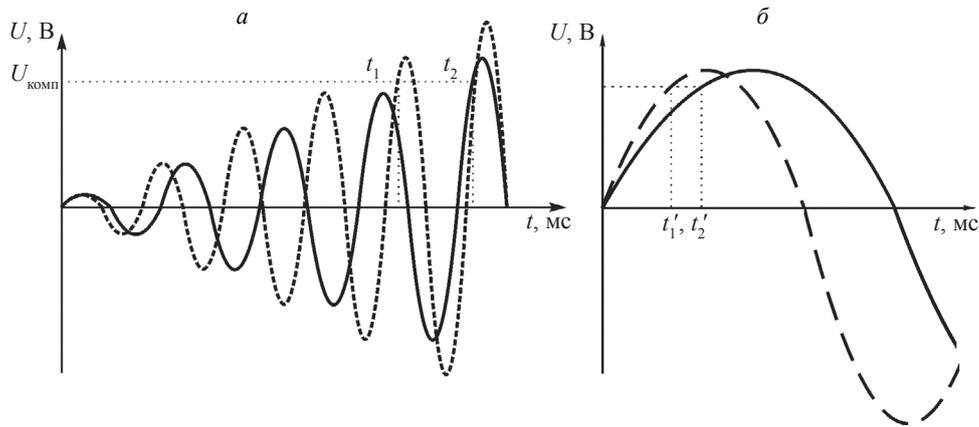


Рис. 1. Осциллограммы начальной части двух эхосигналов (сплошная линия — с периодом повторения T_2 , штриховая — T_1): *a* — момент срабатывания компаратора; *б* — результат выполнения корректировки, где $U_{\text{комп}}$ — пороговое напряжение компаратора; t_1, t_2 — время срабатывания компаратора для 1 и 2 частот соответственно; t'_1, t'_2 — временные интервалы после проведения корректировки.

устройства (рис. 1). При этом получаем две временные координаты t_1 и t_2 , разница между которыми будет зависеть от частот зондирующих сигналов и номера периода несущей частоты эхосигнала, в котором произошло срабатывание компаратора. Относительно временных координат t_1 и t_2 строится расчет временной координаты начала принятого эхоимпульса. Алгоритм поиска начала эхосигнала основан на последовательном уменьшении каждого значения t_1 и t_2 в соответствии с выражением

$$(t_1 - i \cdot T_1) - (t_2 - i \cdot T_2) \geq 0, \quad (1)$$

где T_1 — период колебаний первой ультразвуковой волны; T_2 — период колебаний второй ультразвуковой волны; i — номер коррекции; t_1 — интервал; t_2 — второй измеренный временной интервал.

Номер коррекции i выбирается из минимального положительного значения выражения (1). После определения переменной « i » ее используют в дальнейших расчетах для определения расстояния до отражающей поверхности

$$L = c \cdot \left[\frac{t_1 - i \cdot T_1}{2} \right]. \quad (2)$$

Для уменьшения погрешности расчета дистанции используется сигнал большей частоты. В этом случае погрешность определения момента прихода эхоимпульса будет лежать в диапазоне $0 - T_1/4$, где T_1 — период сигнала большей частоты.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АКУСТИЧЕСКОГО ТРАКТА

Для анализа точностных характеристик метода была разработана математическая модель волнового акустического тракта как наиболее сильно влияющего на изменение формы эхосигнала, которая позволила проанализировать различные предельные случаи.

Для построения математической модели был выбран метод геометрической акустики, который дает достаточно высокую степень приближения при работе в дальней зоне излучателя, при этом он достаточно простой для проведения большого количества вычислений. Математическая модель разработана для волновода круглого сечения, который наиболее близко отражает акустический тракт горных скважин.

В горном деле при измерении глубины залегания скважины используется односторонний доступ к объекту контроля, то есть приемник и излучатель совмещены и находятся в устье скважины. Приемник и излучатель будем считать точечными, что допустимо в исследуемом диапазоне длин волн. На модели волновода, приведенной на рис. 2, показан многомодовый характер распространения упругой волны: И — источник излучения, П — приемник излучения, L — длина волновода, d — диаметр волновода. Стенки волновода при моделировании будем считать идеально жесткими. В связи с этим потерь энергии сигнала при его распространении не происходит. Расстояние, пройденное модой, зависит от количества отражений, которое претерпела составляющая сигнала.

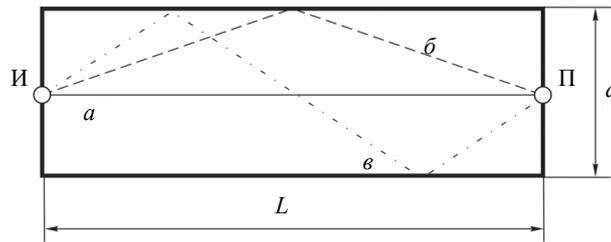


Рис. 2. Многомодовый характер распространения упругой волны в круглом волноводе: a — нулевая мода; b — первая мода; v — вторая.

Рассчитать расстояние, пройденное каждой модой от источника сигнала до приемника, можно по формуле

$$S = 2n \cdot \sqrt{\left(\frac{L}{2n}\right)^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2}, \quad (3)$$

где n — номер моды; L — длина волновода; d — диаметр волновода.

Чем выше номер моды, тем большее расстояние она проходит, следовательно, тем позднее проявится ее влияние в результирующем сигнале. В зависимости от пройденного расстояния мода также подвержена затуханию, вследствие чего моды высших порядков имеют меньшее влияние на форму сигнала на приемнике.

Зная путь, пройденный каждой модой сигнала, можно рассчитать ее начальную фазу и время прихода на приемник

$$t_n = \frac{1}{v} \cdot 2n \cdot \sqrt{\left(\frac{L}{2n}\right)^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2}, \quad (4)$$

где n — номер моды; v — скорость распространения упругой волны в среде.

Задержку прихода мод различных порядков на приемник относительно нулевой моды находим по формуле

$$\Delta t_n = \frac{1}{v} \cdot 2n \cdot \sqrt{\left(\frac{L}{2n}\right)^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2} - \frac{L}{v}. \quad (5)$$

Результирующий сигнал, поступивший на приемник, будет состоять из суммы всех пришедших на него мод

$$U_{\Sigma}(t) = U_0 \sin\left(\omega\left(t - \frac{L}{v}\right)\right) \cdot 1\left(t - \frac{L}{v}\right) + \sum_{n=1}^N U_n \sin(\omega(t - t_n)) \cdot 1(t - t_n), \quad (6)$$

где $1\left(t - \frac{L}{v}\right)$ и $1(t - t_n)$ — функции Хевисайда, позволяющие описать сигнал с учетом задержек распространения каждой моды.

В течение нескольких периодов несущей частоты амплитуда сигнала в расчетной точке увеличивается, достигая некоторого максимума, а затем также постепенно уменьшается. С учетом описания нарастания переднего фронта огибающей формула (6), описывающая сигнал в расчетной точке, будет иметь вид

$$U(t) = \sum_{n=0}^N \left(\left(1 - e^{-t/\tau}\right) \cdot 1\left(t - \frac{L}{v}\right) - \left(1 - e^{-t/\tau}\right) \cdot 1(t - t_{nn}) \right) \cdot U_{\Sigma}(t), \quad (7)$$

где $U_{\Sigma}(t) = \sum_{n=0}^N U_n \sin(\omega(t - t_n)) \cdot 1(t - t_n)$ — сумма всех мод, пришедших на приемник; $e^{-t/\tau}$ — множитель, определяющий длительность фронта огибающей эхосигнала; $1(t - t_{nn})$ — функция Хевисайда [13—15]; t_{nn} — время нарастания переднего фронта сигнала, определяется длительностью воздействия возбуждающего напряжения на излучающий элемент.

Для расчета огибающей заднего фронта эхосигнала можно использовать выражение

$$U_{\text{ог}}(t) = 1\left(t - t_{nn} - \frac{L}{v}\right) \cdot e^{-t/\tau} \cdot U_{\Sigma}(t), \quad (8)$$

где τ — постоянная времени переходного процесса, определяется свойствами среды и приемника эхосигнала.

Время распространения упругой волны зависит от внешних факторов, самым значимым из которых является температура. Зависимость скорости распространения упругой волны от температуры окружающей среды вычисляется по формуле

$$c_B = 331,4 + 0,6 \cdot T_B, \quad (9)$$

где c_B — скорость упругой волны в воздухе; T_B — температура воздуха, °С; 331,4 (м/с) — скорость упругой волны при 0 °С; 0,6 — эмпирический коэффициент.

Полученная математическая модель в сравнении с реальными акустическими сигналами показала высокую точность, что позволило проводить анализ точностных характеристик метода на ее основе.

АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Погрешность измерения метода обусловлена фазой, в которую произошло срабатывание компаратора. Если срабатывание компаратора для сигналов двух разных частот происходит в одинаковом по счету периоде сигнала от момента его возникновения, то погрешность будет лежать в диапазоне $0 — T/4$. Для снижения погрешности можно увеличивать частоту излучаемого сигнала, однако это снижает диапазон измеряемых расстояний. Другой вариант — введение фазовой коррекции в обработку данных [11, 12]. Определение фазы сигнала, в которой произошло срабатывание компаратора, возможно по анализу сигнала на выходе компаратора. Рис. 3 поясняет принцип вычисления фазы сигнала, которая участвует в коррекции вычисленного расстояния.

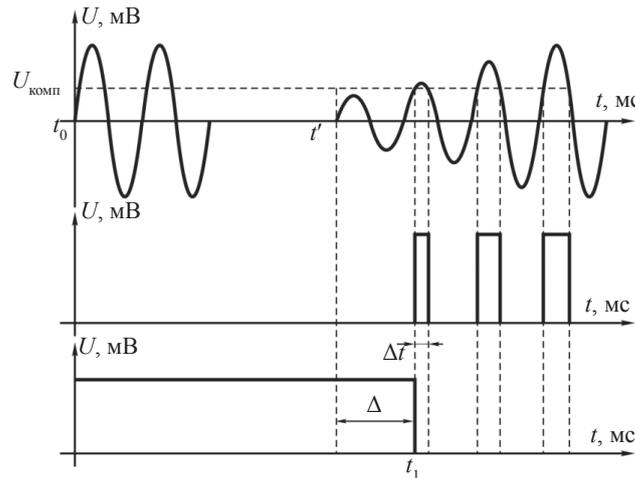


Рис. 3. Фазовая коррекция результата измерения.

Время распространения сигнала при использовании фазовой коррекции будет вычисляться по формуле

$$t_0 = [t_1 - (i + 1) \cdot T_1] - \varphi, \quad (10)$$

где φ — коррекционный коэффициент, который пропорционален фазе сигнала в момент срабатывания компаратора

$$\varphi = \frac{T / 2 - \Delta t}{2}, \quad (11)$$

где Δt — длительность временного интервала на выходе компаратора; T — период несущей частоты зондирующего сигнала [13].

ПРИЧИНЫ УВЕЛИЧЕНИЯ ПОГРЕШНОСТИ И МЕТОДЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ТОЧНОСТИ РЕЗУЛЬТАТОВ

Самые большие ошибки в измерениях наблюдаются в тех случаях, когда срабатывание компаратора из-за разного коэффициента затухания происходит в разных по счету периодах эхосигналов

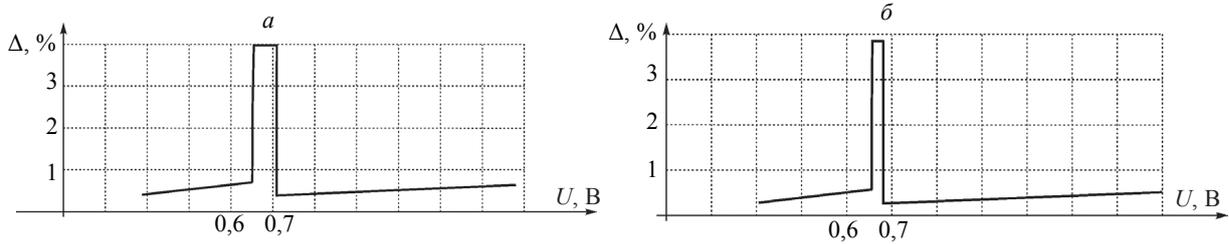


Рис. 4. Зависимости погрешности измерения при изменении порога срабатывания от $0,05U_{\max}$ до U_{\max} для случаев: $a - f_1 = 950, f_2 = 1000$ Гц; $b - f_1 = 800, f_2 = 1000$ Гц.

разных частот. В случае, если излучаемые частоты отличаются между собой в несколько раз, то вероятность возникновения этой погрешности будет выше и определить первый период экосигнала будет невозможно [14, 15].

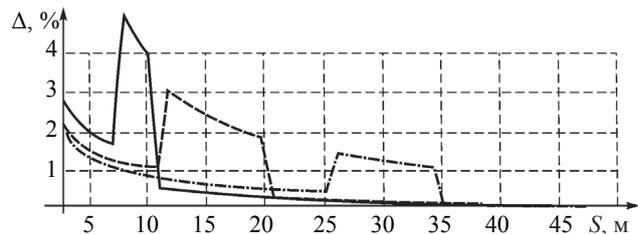
Полученная математическая модель была подтверждена экспериментально, с высокой точностью.

Пороговый уровень устанавливался выше уровня шумов для того, чтобы избежать ложных срабатываний прибора. При этом необходимо, чтобы установленный порог не превышал максимальный уровень сигнала. На рис. 4 показана зависимость погрешности измерения при изменении порогового уровня для различных частот зондирующего сигнала.

При увеличении порогового уровня погрешность плавно увеличивается до тех пор, пока не произойдет изменение номера периода несущей частоты у одного из экосигналов. При этом погрешность резко возрастает. С целью избежания этого явления необходимо поддерживать амплитуду каждого экосигнала одинаковой, используя систему автоматической регулировки усиления (АРУ). При срабатывании компаратора в одинаковых по номеру периодах несущей частоты экосигналов погрешность определения дистанции не превышает 1 % от измеряемой глубины.

Графики, представленные на рис. 4, позволяют определить оптимальное значение порога срабатывания компаратора, избежав существенных ошибок измерения. Максимальная погрешность лежит в диапазоне 3—4 % и возникает в случае, если срабатывание компаратора выпало на разные по номеру периоды сигналов для выбранных частот. Вероятность срабатывания компараторов в разных по номеру периодах возрастает с увеличением разности между частотами сигналов. Это связано с тем, что сигналы большей частоты затухают быстрее и, как следствие, приходят на приемник с меньшей амплитудой [16, 17].

Рис. 5. Зависимости погрешности измерения от расстояния при $f_1 = 950, f_2 = 1000$ Гц: сплошная линия — $0,8 U_{\max}$, штриховая — $0,5 U_{\max}$, штрихпунктирная — $0,25 U_{\max}$, где U_{\max} — максимальная амплитуда принятого сигнала.



Изменение порогового напряжения при отсутствии в обработке сигнала автоматической регулировки усиления будет оказывать влияние на погрешность измерения. Для случая, когда $f_1 = 950, f_2 = 1000$ Гц, получены графики зависимости погрешности от расстояния при выборе разных пороговых напряжений компаратора (рис. 5—7).

Если заранее известен диаметр измеряемой скважины, то можно подобрать для каждого измеряемого диапазона свой уровень порогового напряжения, что позволит скомпенсировать ошибку измерения, вызванную срабатыванием компаратора в разных по счету периодах сигнала.

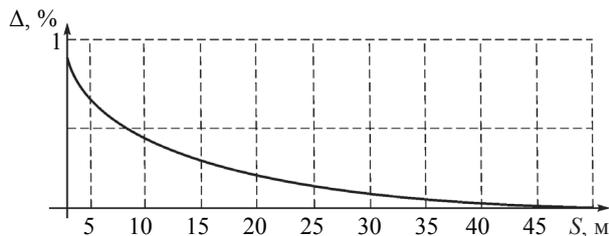


Рис. 6. Зависимости погрешности измерения от расстояния с регулировкой коэффициента усиления сигнала при $f_1 = 950, f_2 = 1000$ Гц.

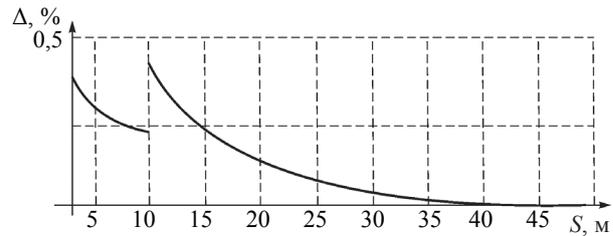


Рис. 7. Зависимости погрешности измерения от расстояния с автоматической регулировкой усиления принятого сигнала и фазовой коррекцией при $f_1 = 950, f_2 = 1000$ Гц.

Использование блока АРУ позволяет избежать ошибки, возникающей вследствие срабатывания компаратора в различных по номеру периодах несущей частоты зондирующих сигналов. График зависимости измерения от расстояния при использовании АРУ изображен на рис. 6.

Максимальная погрешность измерения наблюдается при измерении небольших расстояний (до 10 м). Введение фазовой коррекции при измерении расстояний этого диапазона позволяет улучшить точностные характеристики измерительного устройства.

ВЫВОДЫ

Описанный в статье метод двухчастотного зондирования при правильно выбранном пороговом напряжении и соотношении частот дает погрешность менее 1 % от измеряемой глубины.

В случае, если срабатывание компаратора происходит в разных по счету периодах принятых сигналов, ошибка измерения будет составлять 1-2 периода несущей частоты. Уменьшить ошибку измерения помогает введенный в блок обработки сигнала модуль автоматической регулировки усиления, который позволит выровнять сигналы по амплитуде, снизить вероятность срабатывания компаратора в разных периодах.

Повысить точность акустических измерений при применении метода двухчастотного зондирования помогает введение фазовой коррекции в обработку принятых сигналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Huageng L., Xingjie F., Bugra E.* Hilbert Transform and Its Engineering Application // *AIAA Journal*. 2009. V. 47. No. 4. P. 923—932.
2. *Basu B., Basu M.* Predictive zero-crossing detection algorithm by time localised iterative least-square technique / *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*. 2011. P. 1—7.
3. *Mažeika L., Draudvilienė L.* Influence of the dispersion on measurement of phase and group velocities of Lamb waves // *Ultrasound*. 2009. V. 64. No. 4. P. 18—21.
4. *Molinario A., Sergeev Y.D.* An efficient algorithm for the zero crossing detection in digitized measurement signal // *Measurement: Journal of the International Measurement Confederation*. 2001. V. 30. No. 3. P. 187—196.
5. *Grimaldi D.* Time-of-flight measurement of ultrasonic pulse echoes using wavelet networks // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2006. V. 55. No.1. P. 5—13.
6. *Mažeika L., Samaitis V., Burnham K., Makaya K.* Investigations of the guided wave data analysis capabilities in structural health monitoring of composite objects // *ULTRAGARSAS (ULTRASOUND)*. 2011. V. 66. No. 3. P. 7—12.
7. *Mažeika L., Draudvilienė L.* Analysis of the zero-crossing technique in relation to measurements of phase velocities of the Lamb waves // *ULTRAGARSAS (ULTRASOUND)*. 2010. V. 65. No. 2. P. 7—12.
8. *Angrisani L., Baccigalupi A., Lo Moriello R.S.* A Measurement Method Based on Kalman Filtering for Ultrasonic Time-of-Flight Estimation // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2006. V. 55. No. 2. P. 442—448. Doi: 10.1109/TIM.2006.870123.
9. *Gueuning F.E., Varlan M., Eugène C.E., Dupuis P.* Accurate distance measurement by an autonomous ultrasonic system combining time-of-flight and phase-shift methods // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 1997. V. 46. No. 6. P. 1236—1240.
10. *Soldatov A.I.* et al. System for automatic sorting of pallets / *2016 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, Moscow, 2016.
11. *Huang K., Huang Y.* Multiple-frequency ultrasonic distance measurement using direct digital frequency synthesizers // *Sensors and Actuators A: Physical*. 2009. V. 149. No. 1. P. 42—50. Doi: 10.1016/j.sna.2008.09.014.
12. *Huang S.S., Huang C.F., Huang K.N., Young M.S.* A high accuracy ultrasonic distance measurement system using binary frequency shift-keyed signal and phase detection // *Review of Scientific Instruments*. 2002. V. 73. No.10. P. 3671. (36—71)
13. *Shulgina Y.V.* et al. Distance determination based on dual frequency method with phase correction / *2017 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON)*, Astana, 2017.
14. *Angrisani L., Baccigalupi A., Lo Moriello R.S.* Ultrasonic time-of-flight estimation through unscented Kalman filter // *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2006. V. 55. No. 4. 1077—1084. Doi: 10.1109/TIM.2006.877748.
15. *Джонсон Говард В.* Высокоскоростная передача цифровых данных: высший курс черной магии / Пер. с англ. М.: Вильямс, 2005. 1024 с.
16. *Волков И.К., Канатников А.Н.* Интегральные преобразования и операционное исчисление / Учеб. для вузов. Под ред. В.С. Зарубина, А.П. Крищенко. 2-е изд. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. 228 с.
17. *Пупкова К.А., Егупова Н.Д.* Методы классической и современной теории автоматического управления. Т. 1. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. 656 с.