

СИСТЕМЫ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ

УДК 621.865.8 : 681.586.48

С. Гонсало Альварес Херес, Ю. Хасимото, Т. Цутия

(Хоккайдо, Япония)

ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ
ДАТЧИК РАССТОЯНИЙ ДЛЯ РОБОТОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Представлены новые принципы построения ультразвукового дальномера, позволяющие решить проблемы, традиционно возникающие при создании систем управления многими одновременно работающими роботами. Новизна состоит в том, что в приемном устройстве вместо порогового детектирования применяется так называемое квадратурное фазовое детектирование (выделение и фильтрация комплексной огибающей). Приемник при этом работает как узкополосный фильтр. Кроме того, для изменения частоты каждого излучателя используется генератор, частота которого управляется напряжением. Эти принципы позволяют решить следующие задачи: разделить рабочий диапазон излучателя на несколько каналов и настроить каждый приемник на отдельный канал. При этом система работает либо одновременно на всех частотах, либо последовательно на каждой из них. Представлен математический анализ работы системы, рассмотрено влияние эффекта Доплера и приведены ее технические характеристики. Математическое моделирование предложенных принципов подтвердило их эффективность. Рассмотрены пути развития и применения созданной системы.

Введение. В данной статье мы представляем новые принципы построения ультразвукового дальномера (УЗД), предназначенного для измерения расстояний между роботом и целевыми объектами. Эти принципы открывают перспективу решения проблем, традиционно возникающих при создании систем со многими одновременно работающими роботами.

УЗД широко используются в робототехнике. Они применяются для решения задач бесстолкновительной навигации роботов, определения их положения, самоориентации, измерения скорости и т. п. Рассматриваются два типа УЗД: активные и пассивные. Активные датчики излучают энергию, которая, взаимодействуя с окружающей средой, возвращается назад и сообщает роботу определенную информацию. Для пассивных УЗД сама окружающая среда или интересующий объект является источником энергии для мониторинга. В зависимости от применяемого принципа датчик может использовать непрерывный сигнал, такой, например, как частотно- или фазово-модулированный (ЧМ, ФМ), или импульсные сигналы с использованием их времени пролета (ВП) к цели [1]. Последние являются наиболее дешевыми и

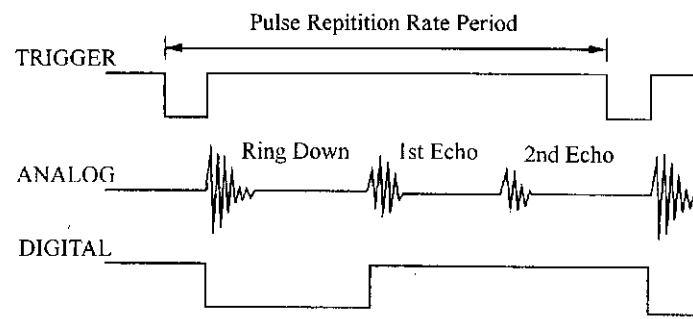


Рис. 1. Принцип времяпролетных измерений [1]

легко реализуемыми, поэтому именно они получили наибольшее распространение в системах с подвижными роботами [1].

В используемых в настоящее время подобных системах, чтобы зафиксировать момент прихода отраженного сигнала, его энергия сравнивается в приемнике с заранее установленным уровнем порога. На рис. 1 показана работа ВП УЗД.

Хотя ВП УЗД дешевы, просты и довольно точно измеряют дальность, но возникает ряд непреодолимых проблем, когда несколько датчиков работает одновременно, что имеет место в системах со многими роботами: неопределенность в фиксации точного времени прихода эхо-сигнала, взаимные помехи между двумя или более одновременно работающими датчиками (рис. 2).

Первая проблема – это так называемая времяпролетная ошибка, возникающая вследствие широкого диапазона уровней энергии эхо-сигналов.

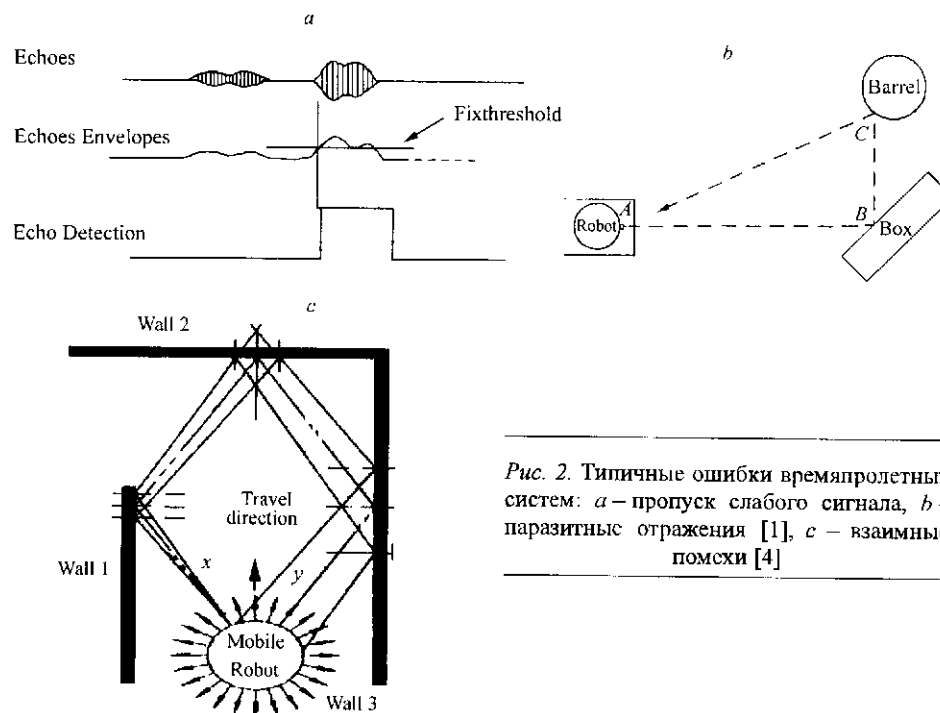


Рис. 2. Типичные ошибки времяпролетных систем: *a* – пропуск слабого сигнала, *b* – паразитные отражения [1], *c* – взаимные помехи [4]

Разница в интенсивностях эхо-сигнала влияет на отсчет времени прихода детектируемого импульса (рис. 2, *a*). Как отмечено в [2], эта ошибка может быть весьма существенна. В зависимости от интенсивности эхо-сигнала возможна даже потеря импульса.

Ошибка зеркального отражения неизбежна, потому что большинство окружающих робота предметов при относительно длинноволновом УЗ-излучении (около 8,5 мм при 50 кГц) являются хорошо отражающими. Они отражают звук так же хорошо, как зеркало отражает свет. На рис. 2, *b* показано, как вследствие зеркального отражения робот вместо измерения расстояния *ABA* измеряет расстояние *ABCA*. Заметим при этом, что в отсутствие предмета (бочки) в точке *C* никакого отражения не было бы вовсе.

Рис. 2, *c* иллюстрирует типичную ошибку за счет перекрестных помех, когда датчик *y* излучает импульс вскоре после того, как это сделал датчик *x*, и, ожидая эхо от своего импульса, принимает чужой [4]. Если число роботов, используемых на одной территории, велико, вероятность ошибок из-за перекрестных помех резко возрастает. Хотя опубликовано множество работ с попытками решить эту проблему [2–8], в большинстве из них предлагается использовать достаточно сложные алгоритмы программного обеспечения, чтобы апостериори определить нужный сигнал или управлять моментом времени излучения зондирующего импульса. Несмотря на то что некоторые из этих методов доказали свою работоспособность, ошибки все равно полностью не исключаются, а время для принятия решения существенно возрастает. Единственный путь, который гарантировал бы от перекрестных помех пары датчиков, это работа каждого из них на своей частоте. Однако такое решение будет дорогим, и мы столкнемся с проблемой выбора соответствующих частот.

Основной целью новой разработки является решение задачи одновременной работы многих роботов при использовании УЗД одного и того же типа при минимуме взаимных помех.

Для решения этой задачи мы разработали новый УЗД со следующими отличительными особенностями: фазочувствительное детектирование (ФД) вместо приема с фиксированным порогом; узкополосный прием; использование генератора, управляемого напряжением (ГУН), для установки каждому датчику своей частоты.

Эти особенности позволяют:

- разделить рабочую область частот УЗ-излучателя на несколько каналов;
- осуществить настройку каждого датчика на свой канал;
- реализовать одновременную работу каждого УЗД в своем канале или при их последовательном переключении.

Рис. 3 иллюстрирует идеальный результат нового принципа.

1. **Схема нового УЗД.** На рис. 4 представлена блок-схема нового ВП УЗД. Чтобы лучше понять принцип ее работы, сделаем краткое математическое пояснение.

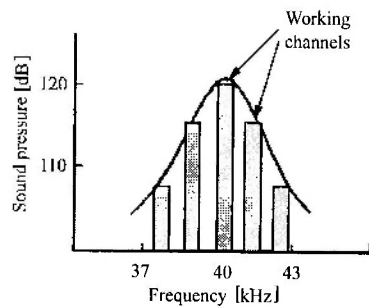


Рис. 3. Рабочая область частот УЗД с несколькими идеально работающими каналами

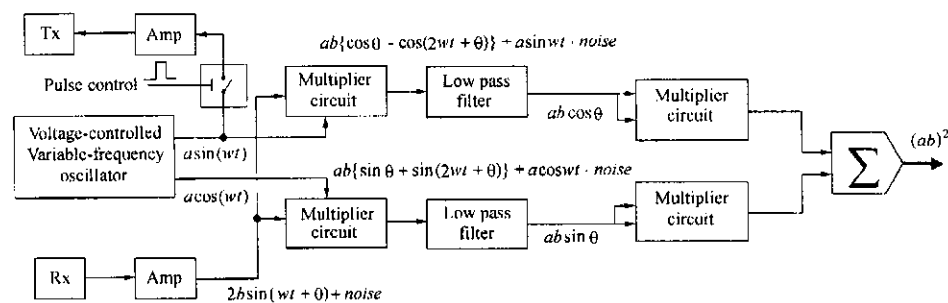


Рис. 4. Блок-схема нового ВП УЗД

Во-первых, используемый нами ГУН обеспечивает как sin-, так и cos-составляющие генерируемого напряжения. ГУН работает как свободно перестраиваемый генератор и управляется микропроцессором. Sin-компонента используется как несущая частота излучаемого импульса, а sin- и cos-компоненты – в процессе демодуляции сигнала. Сигналы, генерируемые ГУН, имеют вид:

$$a \sin(\omega_0 t), \quad a \cos(\omega_0 t), \quad (1)$$

где a – амплитуда сигнала; ω_0 – угловая частота.

Ключ управления используется для формирования зондирующего импульса. Робот управляет моментом его излучения и длительностью. Поскольку ГУН работает непрерывно, фаза высокочастотного заполнения импульса будет определяться моментом запуска, и с учетом этого эхо-сигнал после усиления примет вид:

$$2b \sin(\omega_r t + \theta) + noise, \quad (2)$$

где $2b$ – амплитуда эхо-сигнала; ω_r – его угловая частота; θ – фаза, определяемая моментом излучения. В целях упрощения предположим, что

$$\omega = \omega_0 = \omega_r. \quad (3)$$

После умножения эхо-сигнала на sin-компоненту напряжения ГУН сигнал примет форму:

$$a \sin(\omega t) [2b \sin(\omega t + \theta) + noise], \quad (4)$$

которую можно легко привести к следующему виду:

$$ab \cos \theta - ab \cos(2\omega t + \theta) + a \sin(\omega t) noise. \quad (5)$$

Результат умножения на cos-компоненту соответственно примет вид:

$$ab \sin \theta + ab \sin(2\omega t + \theta) + a \cos(\omega t) noise. \quad (6)$$

После первой ступени умножения включается пара узкополосных НЧ-фильтров, чтобы пропустить только сигнал низкой частоты с фазовым смещением. Заметим, что поскольку шум умножается на сигналы несущей частоты, его большая часть будет отфильтрована, и лишь его малая часть, очень близкая по частоте к несущей, пройдет на выход фильтра. (Значение

необходимой полосы фильтра будет определено в разд. 2 вместе с анализом влияния эффекта Доплера и учетом минимального расстояния, которое может быть измерено УЗД.) Если не применять \sin - и \cos -компоненты, то при $\theta = \pi/2$ сигнал на выходе будет равен нулю и детектирование окажется невозможным. Использование обеих компонент гарантирует обязательное детектирование сигнала. Наконец, применяя вторую степень умножения после НЧ-фильтра и суммируя выходные напряжения, можно получить на выходе сигнал без фазового смещения:

$$(ab)^2(\cos^2\theta + \sin^2\theta) = (ab)^2. \quad (7)$$

Суммируя полученные результаты, можно утверждать, что:

- новая схема ВП УЗД измеряет энергию сигнала;
- вместо сравнения амплитуды отраженного сигнала с фиксированным порогом, предложенная схема демодуляции работает по принципу квадратурного фазового детектирования;
- поскольку приемник работает только с фазово-смещенным сигналом почти такой же частоты, что и частота ГУН, он эквивалентен узкополосному фильтру;
- использование \sin - и \cos -компонент демодулированного сигнала делает детектирование помехоустойчивым и не зависящим от самого фазового смещения.

2. Низкочастотный фильтр и максимально возможное число каналов. С учетом того что система детектирования имеет очень узкую полосу, а ГУН легко перестраивается, можно рассмотреть вопрос о максимально возможном числе каналов. Большое число каналов при соответствующем алгоритме управления ими позволяет одновременно работать многим роботам, в то же время сам алгоритм здесь рассматриваться не будет.

Для определения полосы НЧ-фильтра рассмотрим следующие факторы: изменение частоты отраженного сигнала вследствие эффекта Доплера и минимально необходимое время для регистрации двух эхо-сигналов.

2.1. Доплеровское изменение частоты. В разд. 1 мы предположили, что частота эхо-сигнала и ГУН одна и та же. Это предположение справедливо только для статической ситуации. В реальных условиях как робот, так и некоторые целевые объекты движутся. Поэтому вследствие эффекта Доплера частота эхо-сигнала будет изменяться, и эту новую частоту можно представить в виде

$$w_r = w_0 \pm \Delta w, \quad (8)$$

где $\pm \Delta w = \pm 2\pi \Delta f$ – доплеровское смещение частоты.

С учетом этого сигнал на выходе демодулятора в соответствии с выражением, полученным в разд. 1, будет выглядеть так:

$$(ab)^2[\sin^2(\theta \pm \Delta w) + \cos^2(\theta \pm \Delta w)] = (ab)^2. \quad (9)$$

Для вычисления изменения частоты в точке наблюдения можно использовать соотношение [9]

$$\frac{f_0}{c + v_0} = \frac{f_s}{c + v_s}. \quad (10)$$

Здесь f_0 – частота сигнала в точке наблюдения; f_s – частота, излучаемая источником; v_0 – скорость наблюдаемого объекта; v_s – скорость источника; c – скорость звука в воздухе (~340 м/с). Когда источник и наблюдатель движутся навстречу друг другу, частота в месте приема будет максимальной и знак v_0 должен быть положительным, а знак v_s – отрицательным. С другой стороны, знак v_0 станет отрицательным и знак v_s – положительным, если источник и цель удаляются друг от друга. В случае приема отраженной волны результат должен быть удвоен, так как цель после отражения сигнала действует как источник отраженной волны. Например, для робота и цели, движущихся навстречу, изменения частоты будут иметь вид:

$$\Delta f = f_c - f_r = -2f_c c \frac{v_R + v_T}{(c - v_R)(c - v_T)}, \quad (11)$$

где f_c – излучаемая частота; f_r – принимаемая частота; v_R – скорость робота; v_T – скорость цели.

Если робот и цель приближаются друг к другу со скоростью 2 м/с и излучаемый сигнал имеет частоту 40 кГц, величина доплеровского смещения Δf будет равна –952 Гц.

Если два объекта удаляются друг от друга, то изменение частоты будет равно 930 Гц. Заметим, что знак «–» означает, что отраженный сигнал будет иметь более высокую частоту, чем излученный.

Это изменение частоты известно как доплеровское смещение и с хорошим приближением может быть найдено с использованием формулы [10]

$$\Delta f = f_c - f_r = \frac{2f_c v \cos \phi}{c}, \quad (12)$$

где v – скорость объекта по отношению к роботу; ϕ – угол между направлением движения и осью излученного колебания. Используя вышеприведенные уравнения, при типичных условиях работы ВП УЗД с частотами в диапазоне 40–65 кГц и максимальными относительными скоростями не более 5 м/с можно показать, что полоса фильтра 2 кГц гарантированно обеспечит работу системы без потери сигнала.

2.2 Детектирование эхо-сигнала и максимальное число каналов. В большинстве случаев работы сонара требуется регистрация только первого эхо-сигнала. Причина этого очевидна: все другие эхо-сигналы являются результатом паразитных отражений и, таким образом, не несут полезной информации. Для такого рода применений сонара полоса 2 кГц является более чем достаточной.

В случае, когда следует использовать более чем одно эхо, время реакции фильтра, естественно, определяет минимальный предел по времени, необходимый для того, чтобы зафиксировать два эхо-сигнала. Постоянная времени для фильтра с полосой 2 кГц составит 500 мкс. С учетом скорости звука это будет эквивалентно расстоянию 17 см, которое должен преодолеть сигнал туда и обратно. Это значит, что разрешение составит около 9 см.

Для получения более высоких разрешений полоса фильтра должна быть увеличена и, следовательно, число каналов уменьшено. Таким образом, наибольшее число каналов можно получить с полосой фильтра 2 кГц. Как показано на рис. 5, это дает в результате (с учетом знака скорости) полосу порядка

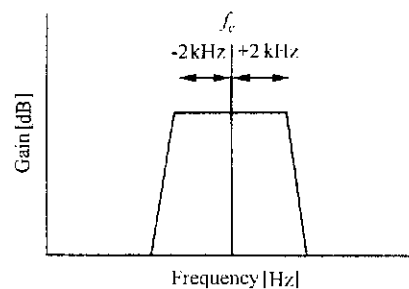


Рис. 5. Частотная характеристика фильтра с минимально допустимой полосой для одного канала

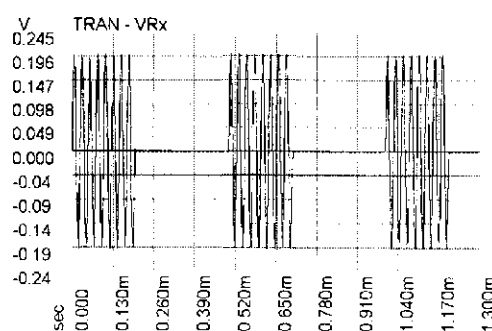


Рис. 6. Идеальный эхо-сигнал основного канала

4 кГц около несущей частоты f_c . Сравнивая этот рисунок с рис. 3, видим, что измеритель с рабочей полосой 4 кГц с трудом позволяет реализовать два канала. По этой причине в нашей разработке применены электростатические излучатели "Polaroid" с рабочей полосой от 40 до 65 кГц [11]. Это обеспечивает максимум шесть каналов.

3. Результаты моделирования. Схема сонара была промоделирована на аналоговой модели [12]. Моделирование выполнялось для того, чтобы получить величину эхо-сигнала для канала, работающего на центральной частоте 40 кГц с длительностью импульса 200 мкс и периодом повторения 500 мкс. Амплитуда эхо-импульса была установлена 200 мВ (от пика до пика). Идеальный эхо-сигнал (без шума) основного канала приведен на рис. 6. Как показано на рис. 7, два колебания в виде меандров заменяют форму напряжения ГУН в цепи демодулятора. Шум был смоделирован в виде непрерывного синусоидального колебания. Эхо-сигнал основного канала, шум или эхо второго канала просуммированы на входе цепи демодулятора. Моделирование выполнено для того, чтобы определить переходные процессы в различных точках демодулятора. Приведем обозначения, используемые в каждой точке демодулятора: V_{Rx} – смоделированный эхо-сигнал; V_{dm1} , V_{dm2} – результирующие сигналы после первых умножителей (умножающих V_{Rx} на \sin - и \cos -компоненты частотой 40 кГц соответственно); V_{01} , V_{02} – сигналы после НЧ-фильтрации напряжений V_{dm1} , V_{dm2} соответственно. В качестве НЧ-фильтров были использованы баттервортовские фильтры с двумя полюсами и частотой среза 2 кГц; V_{001} , V_{002} – сигналы после возведения в квадрат V_{01} , V_{02} соот-

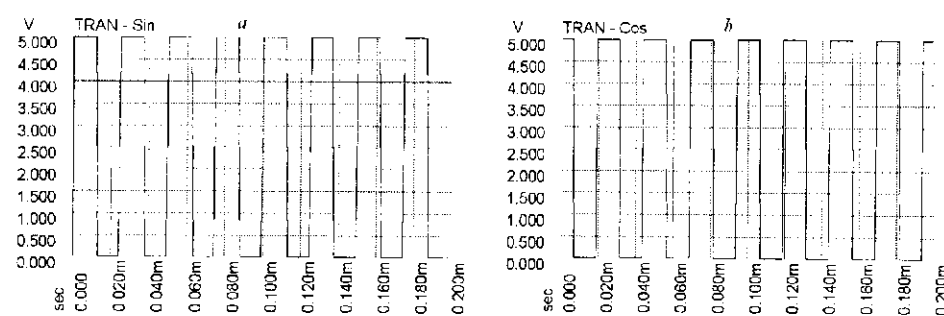


Рис. 7. Форма напряжений ГУН: a – \sin -компонента; b – \cos -компонента

ответственно; V_{sum} – результирующий сигнал с коэффициентом усиления 20 после суммирования V_{001} и V_{002} .

Эксперимент 1. Идеальная демодуляция и влияние фазового сдвига. На рис. 8, *a, b* показано, как работает первая ступень умножения в зависимости от фазы приходящего сигнала, на рис. 8, *c, d* – как НЧ-фильтр подавляет высокочастотные компоненты (отметим разницу в амплитуде и знаке сигналов, обусловленную сдвигом фазы). На рис. 8, *e, f* приведен

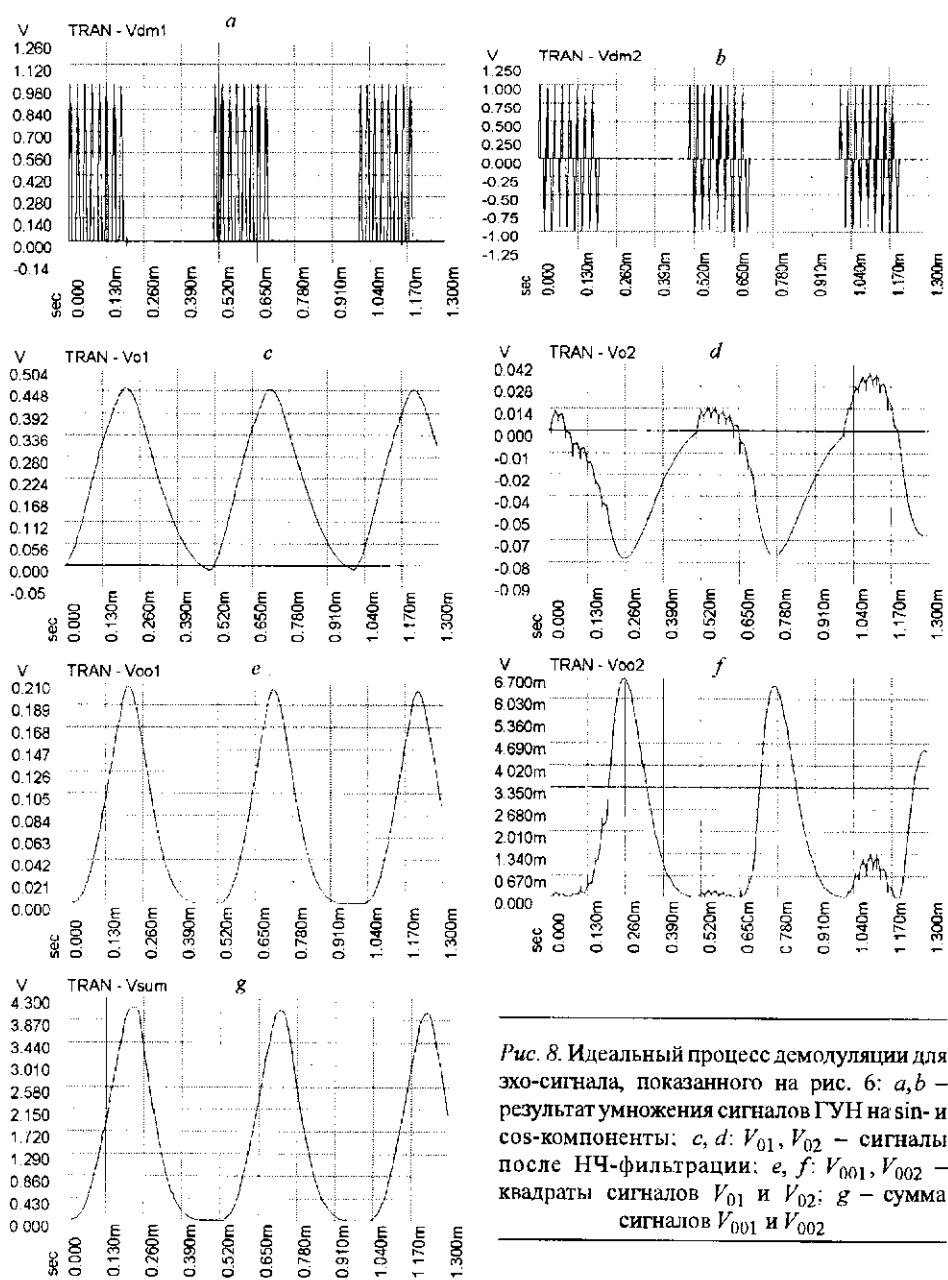


Рис. 8. Идеальный процесс демодуляции для эхо-сигнала, показанного на рис. 6: *a, b* – результат умножения сигналов ГУН на \sin - и \cos -компоненты; *c, d*: V_{01}, V_{02} – сигналы после НЧ-фильтрации; *e, f*: V_{001}, V_{002} – квадраты сигналов V_{01} и V_{02} ; *g* – сумма сигналов V_{001} и V_{002}

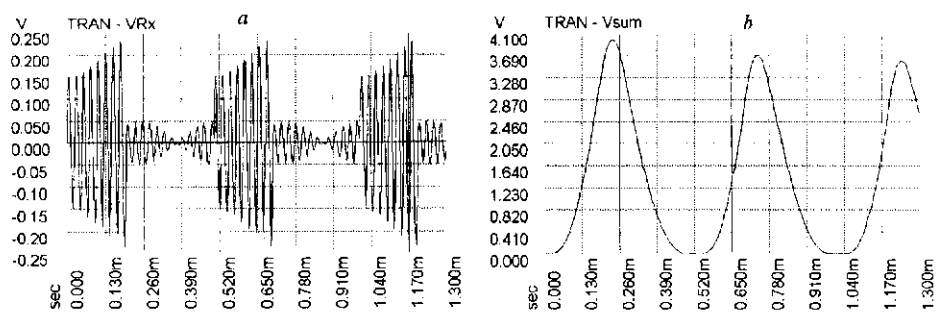


Рис. 9. Эхо-детектирование с непрерывной помехой на частотах 38 и 42 кГц: a : V_{Rx} – эхо-сигнал; b : V_{sum} – демодулированный сигнал после суммирования

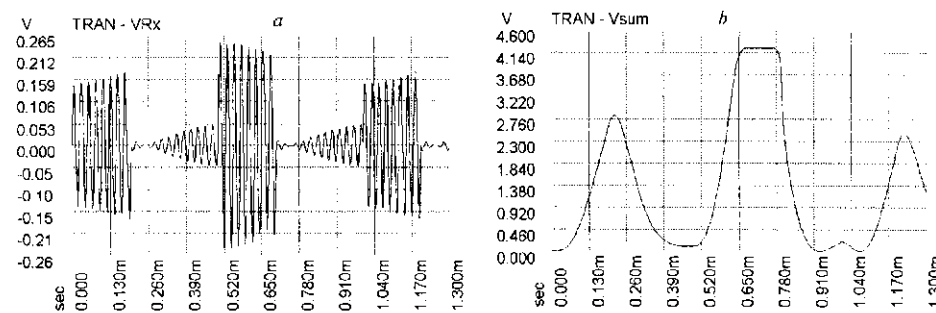


Рис. 10. Эхо-детектирование с непрерывной помехой на частотах 39 и 41 кГц: a : V_{Rx} – эхо-сигнал; b : V_{sum} – демодулированный сигнал после суммирования

квадрат фильтрованных сигналов, которые после сложения дают результат, не зависящий от фазового сдвига (g).

Эксперимент 2. Шум внутри диапазона НЧ-фильтра. На рис. 9 и 10 показано влияние помехи (от пика до пика) внутри диапазона НЧ-фильтров. Эхо-сигнал совместно с непрерывной помеховой синусоидальной компонентой амплитуды (25 мВ от пика до пика) на частотах 38 и 42 кГц приведен на рис. 9, a .

Рис. 10, a иллюстрирует эхо-сигнал с 25-милливольтовой помехой на частотах 39 и 41 кГц.

На рис. 9, b и 10, b показаны результирующие сигналы после демодуляции сигналов, представленных на рис. 9, a и 10, a соответственно.

Эксперимент 3. Помеха, обусловленная эхо-сигналом другого канала. Эхо-сигнал второго канала был добавлен на входе демодулятора с той же самой частотой повторения и амплитудой, что и для основного канала, но на другой частоте – при задержке на 250 мкс по отношению к эхо-сигналу основного канала. На рис. 11 показано идеальное эхо этого второго канала.

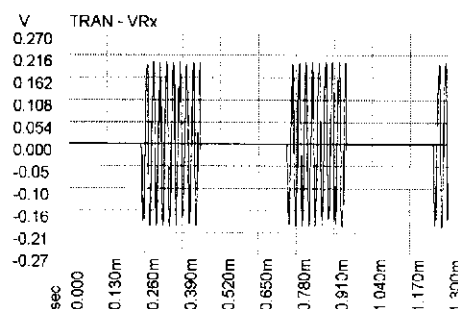


Рис. 11. Идеальный эхо-сигнал второго канала

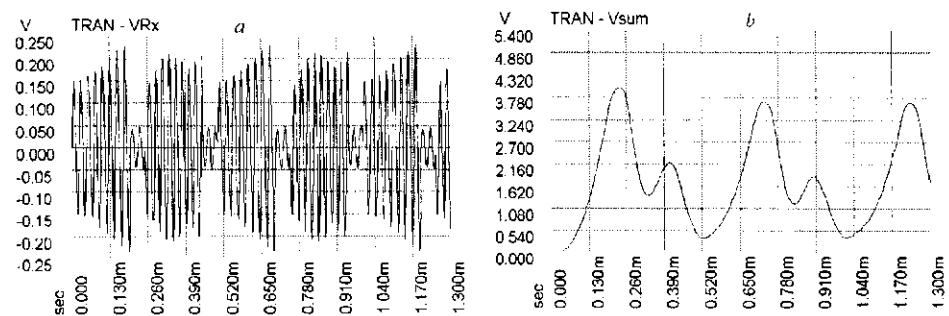


Рис. 12. Эхо-детектирование с помехой и эхо-сигналом другого канала на частоте 44 кГц: *a*: V_{Rx} – эхо-сигнал; *b*: V_{sum} – демодулированный сигнал после суммирования

На рис. 12 и 13 показано влияние эха другого канала. В обоих модельных экспериментах мы вводим 25-милливольтовую помеху на частотах 39 и 42 кГц. На рис. 12 эхо-сигнал второго канала установлен на частоте 44 кГц, а рис. 13 – на частоте 46 кГц.

Эксперимент 4. Реакция на помеху и эхо второго канала в отсутствие собственного эха. На рис. 14 и 15 показана реакция демодулятора, когда присутствуют только помеха и эхо-сигнал другого канала и отсутствует эхо-сигнал собственного канала.

4. Дискуссия. Обсудим результаты моделирования, представленные в разд. 3. Напомним, что наша цель состоит в том, чтобы путем рационального построения демодулятора исключить помехи и обеспечить одновременную работу многих роботов при использовании однотипной аппаратуры.

Первое впечатление от результатов моделирования такое: точные измерения расстояний вполне возможны, потому что пик демодулированного сигнала всегда имеет место. В то же время заметим, что во всех случаях в момент времени, когда эхо-импульс спадает, нарастающий фронт демодулированного сигнала пересекает уровень 2 В. Если использовать эту точку, чтобы детектировать приход эха, то всегда будет детектироваться спадающий фронт эхо-импульса. Значение устанавливаемого порога в этой точке будет зависеть от отношения сигнал/шум и минимума амплитуды приходящего эха. В нашем модельном эксперименте отношение сигнал/шум было установлено равным 8. Хотя большие отношения сигнал/шум более предпочти-

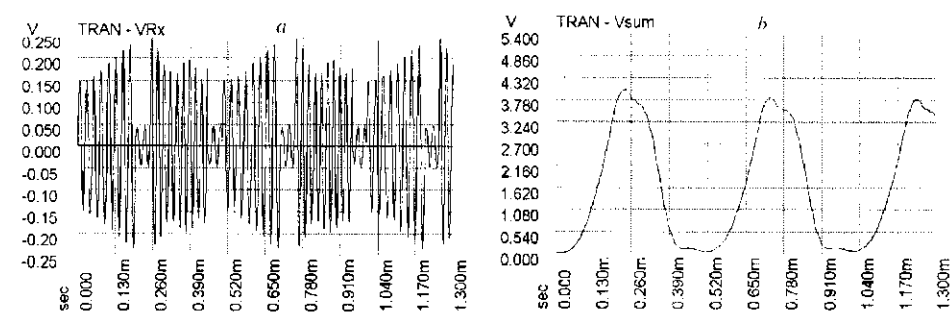


Рис. 13. Эхо-детектирование с помехой и эхо-сигналом другого канала на частоте 46 кГц: *a*: V_{Rx} – эхо-сигнал; *b*: V_{sum} – демодулированный сигнал после суммирования

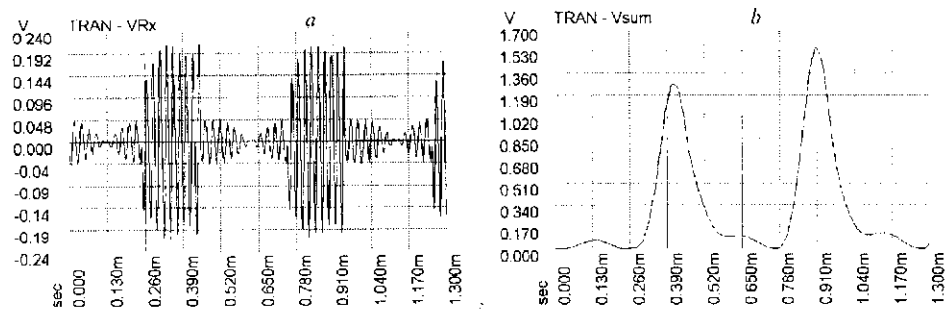


Рис. 14. Реакция на помеху и эхо-сигнал другого канала на частоте 44 кГц в отсутствие собственного эха: $a: V_{Rx}$ – эхо-сигнал; $b: V_{sum}$ – демодулированный сигнал после суммирования

тельны, выбранное нами значение достаточно для большинства ситуаций. Заметим, что демодулированный сигнал, представленный на рис. 10, b , требует большего времени, чтобы пересечь двухвольтовый предел.

Чтобы решить, остаются ли проблемы со взаимными помехами, обратимся к результатам, представленным на рис. 12–15. На рис. 12, b показан демодулированный сигнал двух каналов. Хотя демодуляция сигнала второго канала неточна и в реальной ситуации это эхо будет иметь меньшую интенсивность, чем эхо основного канала, тем не менее данный паразитный сигнал достаточен для того, чтобы произошло его нежелательное детектирование. Величина же эхо-сигнала, представленного на рис. 13, пренебрежимо мала. С учетом этого и результатов, представленных на рис. 14, b , 15, b , ясно, что для полного исключения ошибок вследствие перекрестных помех необходимо применить более крутой фильтр либо не допустить, чтобы оба сонара работали на соседних каналах.

Таким образом, результаты моделирования показывают, что если правильно учесть отношение сигнал/помеха, минимум и максимум возможных интенсивностей эхо-сигналов, а также крутизну спада характеристик НЧ-фильтров, заложенные в новую разработку принципы позволяют исключить большинство типичных ошибок ВП УЗД. Это означает, что программная поддержка понадобится только для того, чтобы управлять включением сонаров, что существенно упрощает всю систему.

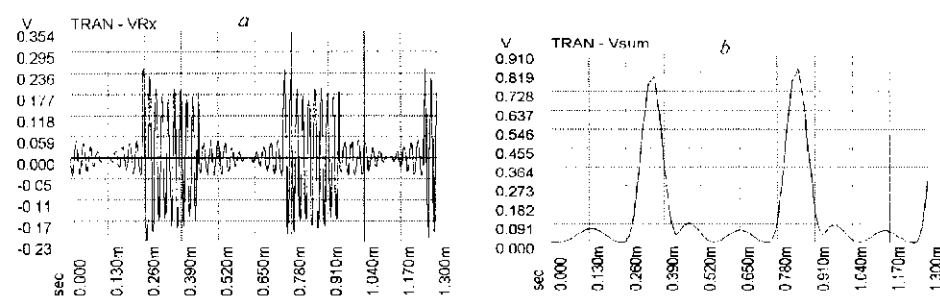


Рис. 15. Реакция на помеху и эхо-сигнал другого канала на частоте 46 кГц в отсутствие собственного эха: $a: V_{Rx}$ – эхо-сигнал; $b: V_{sum}$ – демодулированный сигнал после суммирования

Простота управления и возможность использования ряда близких частотных каналов делают эту разработку весьма перспективной в системах подвижных роботов. Можно даже изыскать специальные каналы для связи между роботами и объектами идентификации (используя пассивные датчики для приема информации от целевых объектов).

В данной разработке применяются датчики с широким рабочим диапазоном частот, такие, например, как электростатические датчики "Polaroid" с диапазоном 25 кГц. Этого будет достаточно для образования, по крайней мере, шести каналов. В настоящее время решается задача применения датчиков "Polaroid" в нашей разработке. Для управления всей системой роботов мы используем микроконтроллер Motorola MC69HC11A1 [13], который программируется с использованием языка Интерактив С [14]. В дальнейшем мы планируем провести серию экспериментов, чтобы сравнить характеристики новой разработки с существующими ВП УЗД.

Заключение. Представлена новая разработка ВП УЗД, которая решает многие традиционные проблемы, возникающие в этой области, и очень перспективна для систем управления множеством подвижных роботов. В ней используется фазочувствительное детектирование вместо амплитудного детектирования с фиксированным порогом. Приемник работает как узкополосный фильтр, а для того, чтобы легко изменять частоту для каждого излучателя, используется ГУН. Новые принципы позволяют разделить рабочий диапазон частот излучателя на несколько каналов и настроить каждый датчик на индивидуальный канал, что открывает возможность параллельной работы нескольких сонаров на каждом из каналов или путем их последовательного переключения. Представлены также результаты математического анализа работы новой системы с учетом влияния эффекта Доплера и определены критерии выбора ширины полосы частот для каждого канала. Проведено моделирование работы нового сонара, которое показало, что при правильно выбранных отношениях сигнал/шум, минимуме и максимуме возможных изменений интенсивности эхо-сигналов и крутизны среза НЧ-фильтров в новой разработке удастся исключить многие типичные ошибки работы ВП УЗД.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Everett H. R. Sensors for Mobile Robots – Theory and Application. A. K. Peters, 1995.
2. Figueroa J. F., Lamancusa J. S. A method for accurate detection of time of arrival: Analysis and design of an ultrasonic ranging system // JOSA. 1992. 91, N 1. P. 496.
3. Audenaert K., Peremans H., Kawahara Y., Van Campenhout J. Accurate ranging of multiple objects using ultrasonic sensors // Proc. IEEE Internat. Conf. on Robotics and Automation. Nice, France, 1992. P. 1733.
4. Borestein J., Koren Y. Error eliminating rapid ultrasonic firing for mobile robot obstacle avoidance // IEEE Trans. on Robotics and Automation. 1995. 11, N 1.
5. Sabatini A. M. Correlation techniques for digital time-of-flight measurement by Airborne ultrasonic rangefinders // Proc. Conf. IROS'94. Munich, Germany, 1994.
6. Jörg K. W., Berg M. First results in eliminating crosstalk and noise by applying pseudo-random sequences to mobile robot sonar sensing // Proc. Conf. IROS'96, 1996.
7. Tanzawa T., Kiyohiro N., Kotami S., Mori H. Ultrasonic range finder for outdoor mobile robots // IEEE/RSJ Internat. Conf. on Intelligent Robots and Systems. 1995. 3. P. 368.

8. **Tanzawa T., Watanabe T., Kiyohiro N.** The fast calculating method for ultrasonic range finder with correlation // Journ. Robotics Soc. of Japan. 1997. **15**, N 8. P. 37.
9. **Sears, Zemansky, Young.** Fisica Universitaria, sexta edición. Spanish: Addison-Wesley Iberoamericana, 1988.
10. **Pallas-Areny R., Webster J. G.** Ultrasonic based sensors // Sensors. 1992. P. 16.
11. **Ultrasonic Ranging System: Description, Operation and Use Information for Conducting Tests and Experiments with Polaroid's Ultrasonic Ranging System Components.** USA, 1992.
12. **Engineering Studio SN 5819,** Copyright ©1997–1999, SimExcel Corp., <http://www.simexcel.com/>.
13. **Motorola: M69HC11 Reference Manual.** Motorola Inc., 1991. Rev 2.
14. **Interactive C Version 3.2 for Windows,** Copyright ©1997, Newton Research Labs, <http://www.newtonlabs.com/ic>.

Университет Хоккайдо

*Поступила в редакцию
15 марта 1999 г.*

Реклама продукции в нашем журнале – залог Вашего успеха!