

## Эффективность помехоустойчивого кодирования ультразвуковых сигналов Бархатов В.А.

В статье рассматриваются преимущества помехоустойчивого кодирования в ультразвуковой аппаратуре. Исследуются разреженные импульсно-фазовые коды. Приводятся результаты экспериментов.

Современные цифровые системы связи, радиолокационная аппаратура немыслимы без помехоустойчивого кодирования. Настоящий прорыв на рынке телекоммуникаций создали системы, использующие (шумоподобные) широкополосные цифровые сигналы, такие как GSM (Global System for Mobile communications) и CDMA (Code Division Multiple Access).

Радиотехнические устройства характеризуются параметром, который называют базой сигнала  $\mathbf{B}$ . База представляет собой произведение полосы  $\mathbf{F}$ , занимаемой спектром сигнала, на его длительность  $\mathbf{T}$ ,  $\mathbf{B}=\mathbf{F}\mathbf{T}$ . Устройства, у которых  $\mathbf{B}\gg 1$ , относят к широкополосным системам с шумоподобными сигналами (ШПС). В зарубежной литературе используется сокращение UBW (Ultra WideBand). Понятие базы сигнала является основой оценки эффективности ШПС систем. Чем больше база, тем выше защищенность системы, лучше ее параметры. В настоящее время активно развивается направление создания ШПС систем связи, радиолокации, радионавигации. Большое количество статей и ссылок по этой тематике можно найти на Российском сайте <http://news.uwbgroup.ru/>.

Современные ультразвуковые дефектоскопы относятся к широкополосным системам локации. Например, ультразвуковой преобразователь П111-5,0-К8 излучает импульсы длительностью 4-5 периодов колебаний с частотой 5 МГц, что соответствует базе сигнала  $B \approx 1$ . Если создать кодовую последовательность из таких импульсов, то база сигнала возрастает в десятки раз. Поэтому методы и приемы обработки ШПС радиосигналов могут с успехом применяться в ультразвуковой аппаратуре. Это позволит существенно увеличить чувствительность прибора, улучшить соотношение сигнал-шум и сигнал-помеха.

Идея кодирования сигналов в ультразвуковой аппаратуре не нова. Данной задачей занимались многие исследователи, в частности [1-3].

Принцип кодирования состоит в излучении в объект контроля сложного сигнала и вычисления корреляционной функции при приеме [4-6]. Обозначим  $f(t)$ - импульс, излучаемый ультразвуковым дефектоскопом. Далее составим из этих импульсов кодовую последовательность

$$F(t) = \sum_{i=1}^N K_i f(t - iT) \quad (1)$$

Здесь,  $K_i$ - функция кода, которая принимает значения +1, 0 или -1,  $N$  – длина кода,  $T$  – временной интервал между импульсами,  $F(t)$  - общий сигнал, излучаемый в объект контроля. На практике рационально выбрать интервал  $T$  несколько больше длительности самого импульса  $f(t)$ .

В изделии происходит отражение ультразвукового сигнала от дефектов и границ. С некоторыми приближениями можно считать, что в объекте контроля производится свертка излучаемого сигнала  $F(t)$  с функцией распределения отражателей по дальности  $\rho(t)$  [7], кроме того, на принимаемый сигнал  $R(t)$  накладываются шумы и помехи различной природы  $f_{III}(t)$ .

$$R(t) = \int_{\tau} \rho(\tau) F(t - \tau) d\tau + f_{III}(t) \quad (2)$$

В приемнике УЗ дефектоскопа выполним вычисление автокорреляционной функции кода, декодируем сигнал

$$D(t) = \sum_{i=1}^N K_i R(t - iT) \quad (3)$$

Теперь посмотрим, какие преимущества дает кодирование. Во-первых, увеличилась энергия излучаемого сигнала, т.к. он представляет собой последовательность импульсов. В процессе декодирования происходит сложение импульсов с фазой +1 или -1, что приводит к увеличению амплитуды принятого сигнала в  $P$  раз ( $P$ -количество импульсов в коде). Чувствительность ультразвукового канала возрастает в  $P$  раз.

Во-вторых, улучшается соотношение сигнал-шум и сигнал-помеха. Если, например, сигнал помехи имеет длительность не более  $T$ , то на выходе декодера (3) он появится с той же амплитудой, а полезный сигнал увеличивается, следовательно отношение сигнал - импульсная помеха улучшается в  $P$  раз.

Помехи и шумы не коррелируют с ультразвуковым кодированным сигналом, в результате после обработки (3) их амплитуда уменьшается. На основе анализа статистических свойств случайных сигналов найдено, что после корреляционной обработки соотношение сигнал-шум улучшается в  $\sqrt{P}$  раз [5].

Кодовая последовательность зондирующих импульсов имеет большую длительность, что приводит к низкой лучевой разрешающей способности дефектоскопа. Этот недостаток устраняется рациональным выбором кода. Используют кодовые последовательности с узким пиком автокорреляционной характеристики и низким уровнем боковых выбросов. На Рис.1. представлены примеры кодов. Здесь и далее приняты обозначения 0 – нет сигнала ( $K_i = 0$ ), 1- импульс с положительной фазой ( $K_i = +1$ ), 2 - импульс с отрицательной фазой ( $K_i = -1$  инвертированный сигнал).

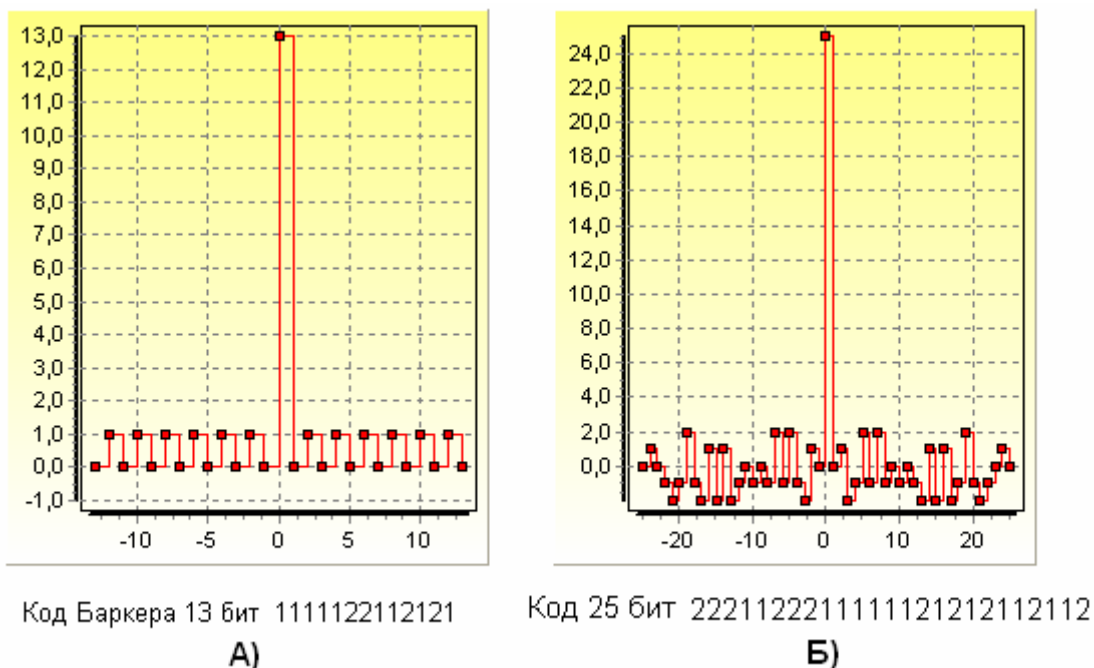


Рис.1 Примеры автокорреляционных характеристик кодов.  
А) Код Баркера 13 бит. Б) Код 25 бит, найденный поисковой программой.

В радиотехнических устройствах чаще всего применяют М-последовательности, коды Баркера, Голда, Касами, коды на основе функций Уолша [4-6]. Данные виды кодов генерируются посредством специальных алгоритмов, что видимо и определило их популярность. Существует эмпирическая оценка уровня боковых выбросов автокорреляционной

характеристики кодов Голда и Касами  $(0,8 \div 1,3)\sqrt{N}$  [4]. Обратите внимание на Рис.1 Б. Здесь код длиной 25 бит найден поисковой программой, которая проанализировала все возможные комбинации (33 554 432 штук). Уровень боковых выбросов автокорреляционной характеристики  $\pm 2$ . Аналогичные коды Голда, Касами имеют уровень боковых выбросов примерно  $\pm 5$ . Следует отметить, что коды, полученные с помощью некоторых правил, алгоритмов, не являются наиболее оптимальными. Надежный способ получения «хороших» кодов – полный перебор комбинаций. Однако при увеличении длины кодовой последовательности количество комбинаций растет в геометрической прогрессии.

Очевидный способ уменьшения боковых выбросов автокорреляционной характеристики – вставить нули (паузы) в кодовую последовательность. В этом случае несколько уменьшается энергетическая насыщенность кода. Такие кодовые последовательности используются данной работе.

Экспериментальное исследование эффективности кодирования ультразвуковых сигналов проводилось с помощью устройства Рис.2. Аппаратура ориентирована на прозвучивание воздушной среды в диапазоне частот 15-100 КГц. Устройство Рис.2 содержит все необходимые элементы для возбуждения, приема и обработки ультразвуковых сигналов. Зондирующий импульс формируется посредством генератора ключевого типа 2. Ультразвуковой излучатель 1 возбуждается набором прямоугольных импульсов положительной и отрицательной полярности амплитудой 100В. Эхосигналы, полученные на выходе приемного усилителя 4, преобразуются в цифровой вид посредством АЦП 5, частота дискретизации 1МГц. ЦАП 7 задает коэффициент усиления приемного усилителя 4.

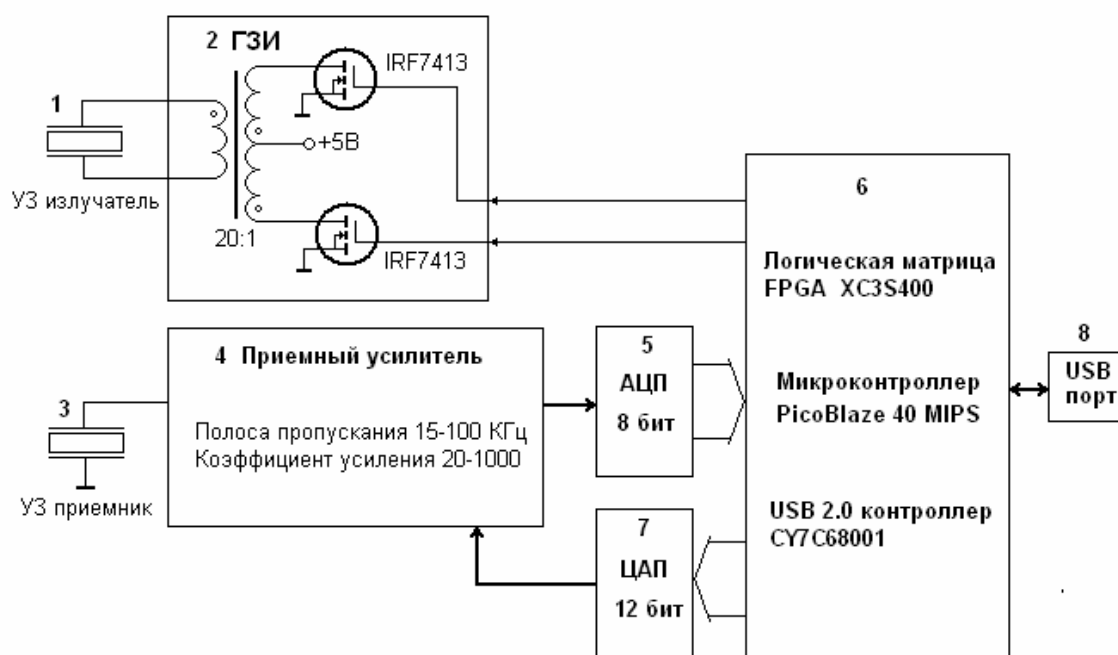


Рис.2 Блок схема экспериментального устройства.

- 1- ультразвуковой излучатель, 2- генератор зондирующих импульсов,
- 3- ультразвуковой приемник, 4- приемный усилитель,
- 5- аналого-цифровой преобразователь, 6- логический блок,
- 7- цифро-аналоговый преобразователь, 8- USB порт.

Цифровой блок 6 содержит две микросхемы: логическую матрицу фирмы Xilinx XC3S400 (FPGA) и USB контроллер физического уровня фирмы Cypress CY7C68001. В логической матрице реализован автомат формирования зондирующих импульсов, управление

АЦП, блок памяти эхосигналов 8 килобайт и «мягкий» микроконтроллер PicoBlaze 3, разработанный Кеном Чапманом (Ken Chapman) [8,9]

Микроконтроллер производит обмен данными с ЭВМ через USB порт, выполняет команды, поступающие от ЭВМ - производит запуск зондирующего импульса, передает оцифрованные эхосигналы, устанавливает коэффициент усиления приемника путем загрузки ЦАП. Общее управление устройством Рис.2 осуществляется программой, работающей на персональном компьютере.

Семейство микропроцессорных ядер PicoBlaze является свободно распространяемым (бесплатным). Для их получения следует обратиться к Web-странице [http://www.xilinx.com/ipcenter/processor\\_central/picoblaze/index.htm](http://www.xilinx.com/ipcenter/processor_central/picoblaze/index.htm). Чтобы получить все необходимые материалы и программы, относящиеся к конкретному ядру этого семейства, необходимо выполнить процедуру бесплатной регистрации.

Типичный эхосигнал от отражателя в воздухе показан на Рис.3. Здесь возбуждение ультразвукового излучателя производится прямоугольным импульсом, имитирующим 1 период колебаний с частотой 40 КГц. Составим кодовую последовательность из таких импульсов, например длиной 30 бит.



Рис.3 Вид ультразвукового эхосигнала.

Частота колебаний 40 КГц.

Расстояние до отражателя 360 мм.

Существует  $3^{30} = 2,058 * 10^{14}$  вариантов кода, каждый бит которого может принимать значение 0,1,2. Зафиксируем 6 нулей в коде, они показаны тонким шрифтом на Рис.4. Тогда количество вариантов уменьшается на три порядка  $3^{24} = 2,84 * 10^{11}$ . С помощью программы, созданной автором, был проведен поиск кодов, у которых боковые выбросы автокорреляционной характеристики не превышали  $\pm 2$ . Всего найдено 2 677 кодов. Один из них, впоследствии реализованный практически, показан на Рис.4. Поиск кодов с боковыми выбросами автокорреляционной характеристики  $\pm 1$  не дал результатов.

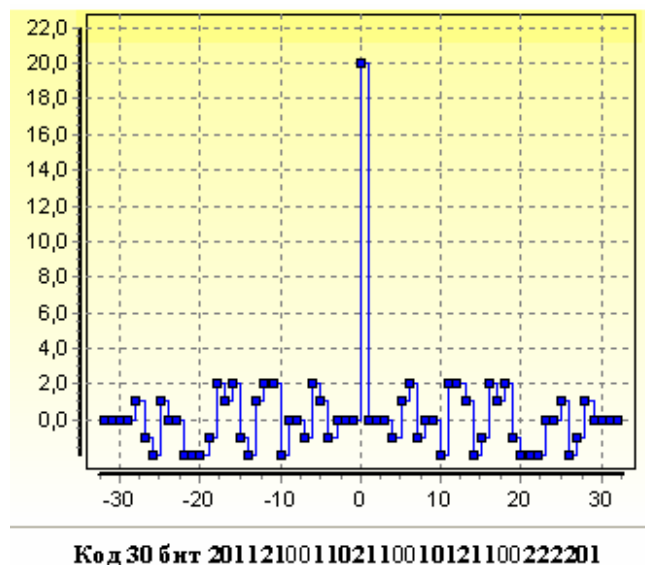


Рис.4 Автокорреляционная характеристика разреженного кода 30 бит.

Реализуем 30-битный код Рис.4 в виде последовательности импульсов Рис.3. Установим интервал между ними  $T = 125$  мкс (5 периодов частоты 40КГц). Результаты экспериментов представлены на Рис. 5. В данном случае чувствительность ультразвукового канала возросла в 20 раз, соотношение сигнал-шум улучшилось в  $\sqrt{20} = 4,47$  раза. Лучевая разрешающая способность осталась на прежнем уровне, т.к. длительность пика автокорреляционной характеристики Рис.5Б соответствует длительности одиночного импульса Рис.3. Сравнивая Рис.4 и Рис.5Б видно, что структура и амплитуда боковых выбросов автокорреляционной характеристики реального сигнала соответствует коду.

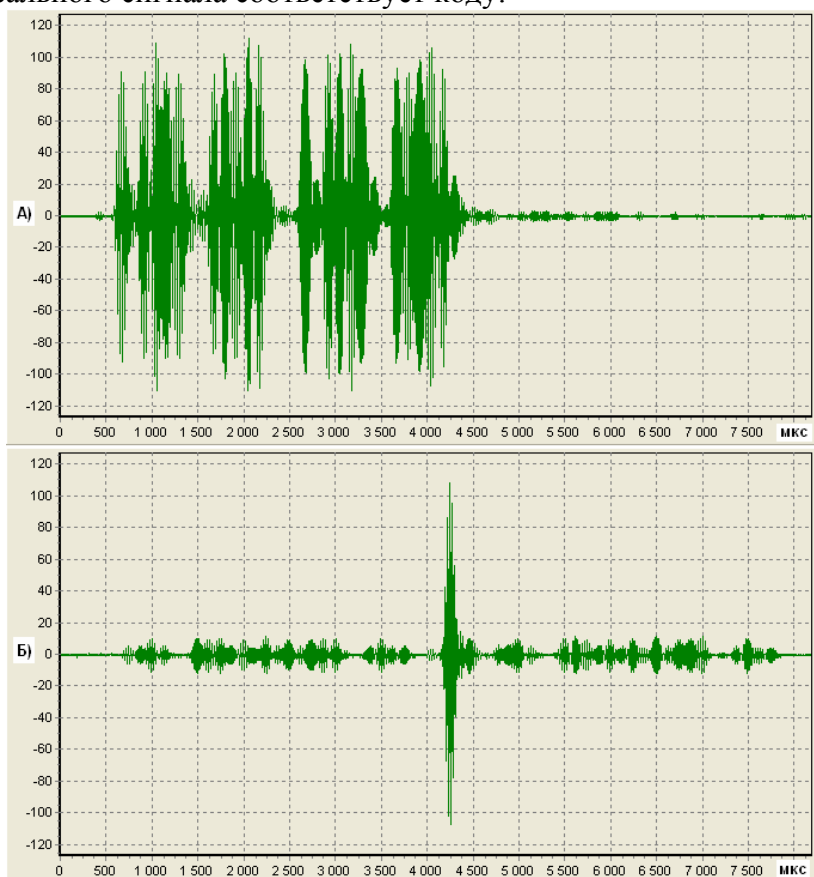


Рис.5. Сигналы в приемнике. Разреженный код 30 бит (20 импульсов).  
 А) Кодированный сигнал. Б) Выход декодера.

Напомним, что качество ультразвукового канала определяется базой сигнала. Есть два способа ее увеличения. Первый – расширить спектр сигнала, и второй – увеличить длину кода. Следует ожидать, что расширение спектра обеспечит более высокую лучевую разрешающую способность. Поставим задачу – увеличить базу сигнала в экспериментальном устройстве Рис.2.

В электро-акустическом тракте наиболее узкополосными элементами являются ультразвуковые преобразователи. Их частотная характеристика ограничивает спектр эхосигналов. Используем несколько искусственный прием – скорректируем спектр ультразвуковых сигналов с помощью цифрового фильтра. Рассмотрим далее процедуру синтеза фильтра с конечной импульсной характеристикой.

Амплитудно-частотная характеристика фильтра  $G(\omega)$  выбиралась эмпирически с таким расчетом, чтобы его коэффициент передачи возрастал на частотах выше и ниже резонансной частоты ультразвукового преобразователя. Для аппроксимации данной зависимости использована функция косинуса.

$$G(\omega) = \begin{cases} 0, & \text{если } \omega < \omega_0 - \Delta\omega \\ A - B \cdot \text{Cos} \left[ \frac{\pi}{2\Delta\omega} (\omega - \omega_0) \right] & \\ 0, & \text{если } \omega > \omega_0 + \Delta\omega \end{cases} \quad (4)$$

Коэффициенты в выражении (4) подобраны экспериментально  $A = 1,7$ ,  $B = 0,7$  с целью получения спектра ультразвукового эхосигнала в форме прямоугольника. Центральная частота фильтра 40 КГц ( $\omega_0$ ) и полоса пропускания 20 КГц ( $2\Delta\omega$ ) выбраны в соответствии с параметрами ультразвуковых преобразователей.

Импульсная характеристика фильтра вычисляется следующим образом

$$G(t) = \frac{1}{\pi} \int_{\omega_0 - \Delta\omega}^{\omega_0 + \Delta\omega} G(\omega) \text{Sin}(\omega t) dt \quad (5)$$

Отметим, что реализация фильтра посредством одной только функции синуса приводит к антисимметричности импульсного отклика  $G(t) = -G(-t)$ . Это свойство обеспечивает нулевой коэффициент передачи в нуле частот, такие фильтры имеют лучшее подавление на низких частотах.

Теперь найдем практическую реализацию фильтра. Для этого нужно ограничить во времени импульсный отклик и провести его дискретизацию с частотой 1МГц. Данные операции вносят искажения, формируют паразитные выбросы на амплитудно-частотной характеристике, поэтому при вычислении дискретных значений импульсного отклика использовалось окно Хемминга  $H(t)$  [10,11]. Диапазон дискретизации установлен от -72 мкс до +72 мкс, общая длительность импульсной характеристики 145 мкс. Интервал времени между отсчетами  $\Delta t = 1$  мкс .

$$G_i = H(i\Delta t) \cdot G(i\Delta t), \quad i = [-72, +72], \quad H(t) = 0,54 + 0,46 \cdot \text{Cos} \left( \pi \frac{t}{72\Delta t} \right) \quad (6)$$

Параметры фильтра показаны на Рис.6. Видно, что его амплитудно-частотная характеристика (Рис.6Б) отличается от идеальной, заданной выражением (4). Такое сглаживание

в первую очередь связано с ограничением длительности импульсного отклика. Применение окна Хемминга в основном предназначено для уменьшения коэффициента передачи фильтра за пределами полосы пропускания.

Фильтр выполняет две функции. С одной стороны он расширяет спектр ультразвуковых сигналов в диапазоне частот 25-55 КГц, с другой стороны он производит подавление паразитных сигналов на частотах менее 20 КГц и более 60 КГц.

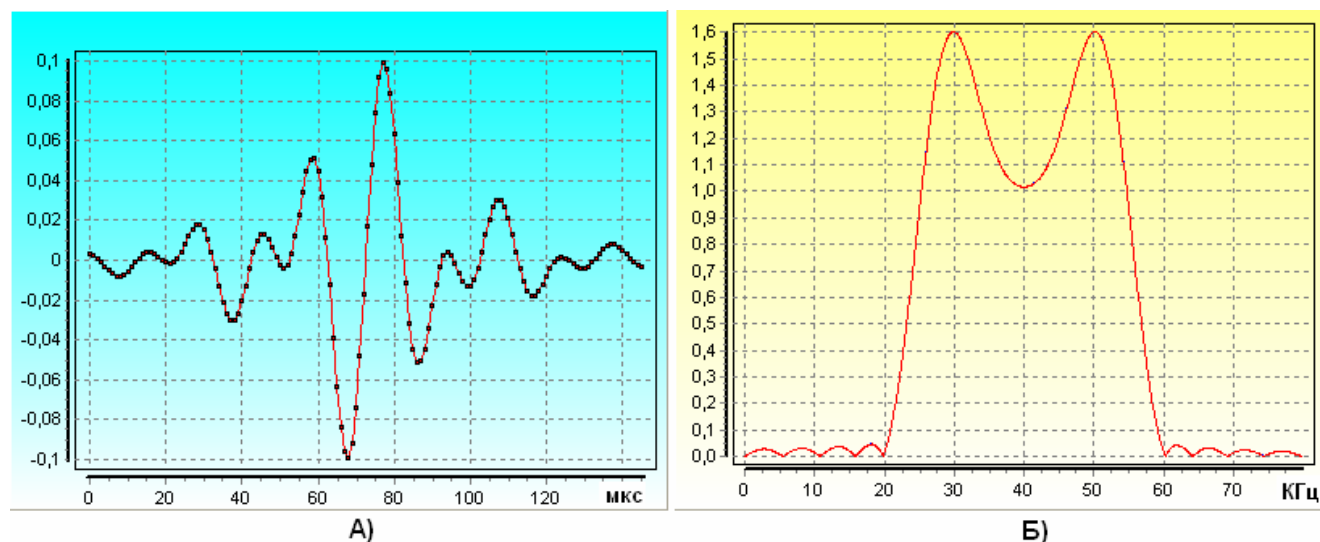


Рис.6. Характеристики цифрового корректирующего фильтра.

А) Импульсный отклик.

Б) Амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи.

Фильтрация ультразвуковых сигналов состоит в вычислении дискретной свертки эхосигнала с импульсным откликом (Рис.6А).

$$RF_i = \sum_{n=-72}^{+72} R_{i-n} G_n \quad (7)$$

Вычисления по формуле (7) требуют выполнения большого количества операций умножения и сложения. В нашем случае массив эхосигналов содержит 8192 отчета. Для его обработки фильтром длиной 145 элементов нужно выполнить  $145 \cdot 8192 = 1\,187\,840$  (миллион!) операций умножения и еще столько же операций сложения. В первой программе фильтрации коэффициенты  $G_i$  были представлены в формате 32-битный чисел с плавающей запятой Real. На персональном компьютере Pentium-4 3,5 ГГц расчет выполняется за 0,1-0,2с. В итоге, с учетом затрат на декодирование сигналов и поддержания операционной системы Windows XP получена низкая частота актов прозвучивания 2-3 раза в секунду.

Альтернативный вариант – реализовать фильтр в логической матрице экспериментального устройства (Рис.2). Для создания фильтра необходим умножитель, сумматор и память данных импульсной характеристики. Все эти элементы имеются в микросхеме XC3S400. Подробности проектирования аппаратных цифровых фильтров обсуждаются в документах Xilinx [12-14].

Итак, фильтр Рис.6 реализован в логической матрице (FPGA). Он прекрасно работает при системной тактовой частоте 160 МГц обеспечивая производительность 320 миллионов операций в секунду. Импульсная характеристика фильтра может загружаться через USB порт. Расчет по формуле (7) выполняется в течение одного периода дискретизации 1мкс, т.е. в реальном

времени. В результате персональный компьютер получает уже обработанные данные, частота актов прозвучивания увеличилась до 15-18 раз в секунду.

Ультразвуковой эхосигнал Рис.3 после фильтрации преобразуется к виду Рис.7. Его длительность уменьшилась. Спектр эхосигнала показан на Рис.8. Видно, что ширина спектра увеличилась примерно в 3 раза.

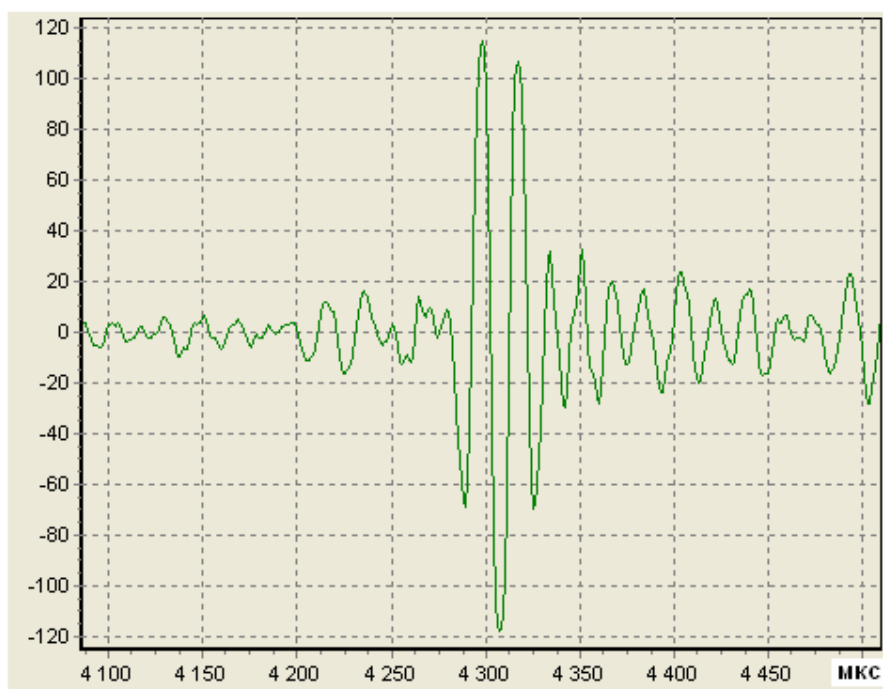


Рис.7. Ультразвуковой эхосигнал после фильтрации.  
Расстояние до отражателя 700 мм.

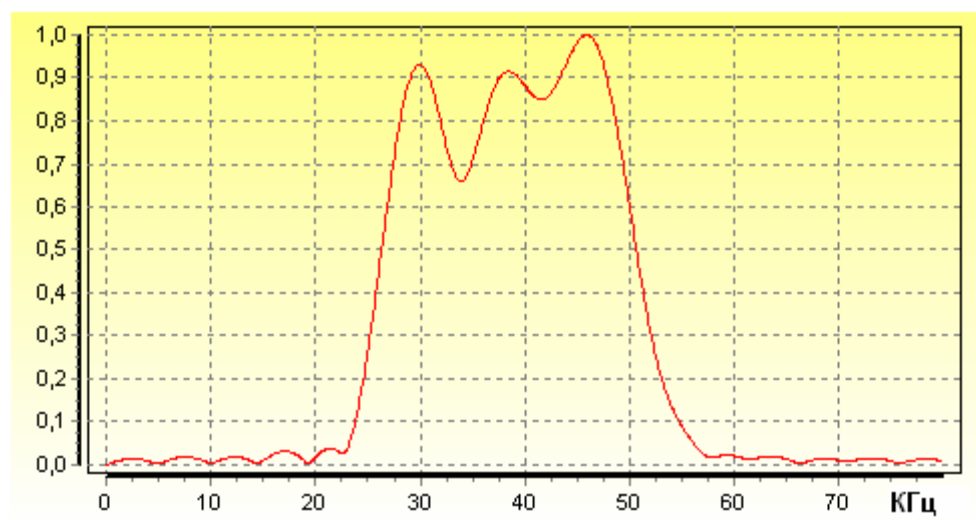


Рис.8. Спектр ультразвукового эхосигнала.

Теперь увеличим длину кодовой последовательности до 75 бит. Если использовать коды Голда, боковые выбросы автокорреляционной характеристики будут  $\pm 9$ . Попробуем найти более удачные (разреженные) коды. Вставим 15 нулей в кодовую последовательность как показано на Рис.9. Оставшиеся 60 бит могут принимать значения 1 или 2, тогда имеется  $2^{60} = 1,15 \cdot 10^{18}$  вариантов кода. Нереально провести полный анализ такого астрономического количества кодов.

Используем другой подход. Код содержит 4 блока по 15 бит изолированных наборами нулей по 5 бит. Вначале выделим 15-битные блоки с «хорошими» автокорреляционными



характеристиками. С помощью поисковой программы найдено 192 блока, имеющие боковые выбросы автокорреляционной характеристики не более  $\pm 3$ . Теперь из блоков будем составлять коды типа Рис.9 и анализировать их. Всего имеется  $192^4 = 1\,358\,954\,496$  комбинаций. В результате найдено 26 318 длинных кодов, с боковыми выбросами автокорреляционной характеристики  $\pm 5$ . Более совершенные коды не обнаружены. Возможно, в данном классе существуют коды с лучшими параметрами, поскольку проанализировано примерно  $10^{-9}$  часть от их общего количества.

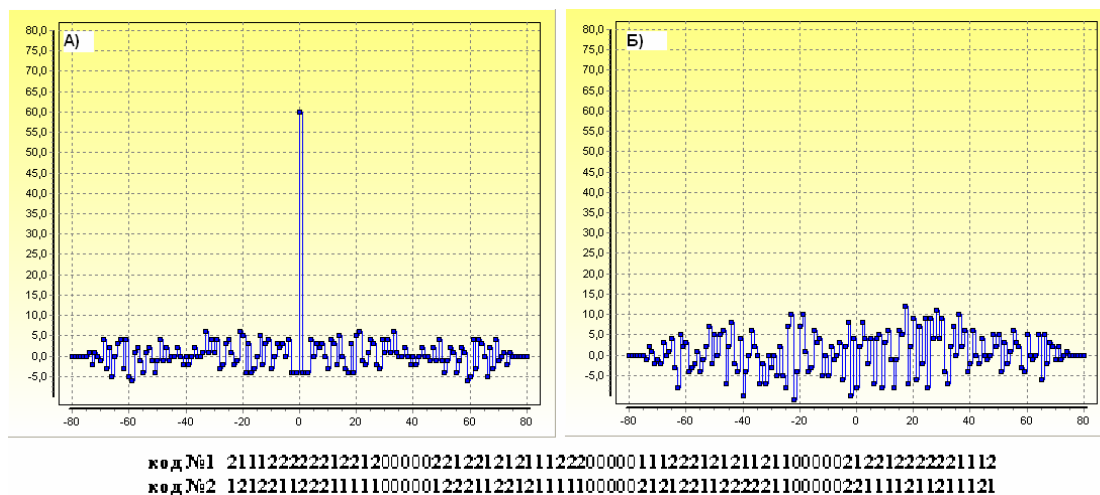


Рис.9. Разреженные коды длиной 75 бит.

- А) Автокорреляционная характеристика кода №1
- Б) Взаимная корреляционная характеристика кодов №1 и №2.

Код №1 (Рис.9) реализован в экспериментальном устройстве. Временной интервал между импульсами установлен  $T=50\mu\text{с}$ , т.е. два периода колебаний с частотой 40 КГц. Результаты экспериментов показаны на Рис.10-12.

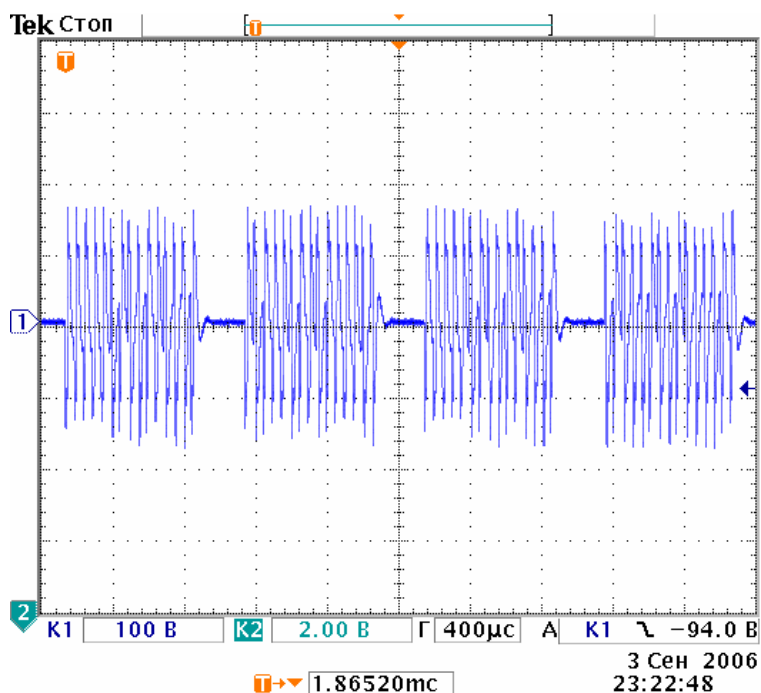


Рис.10. Осциллограмма напряжения зондирующих импульсов, поступающих на излучатель. Код №1.

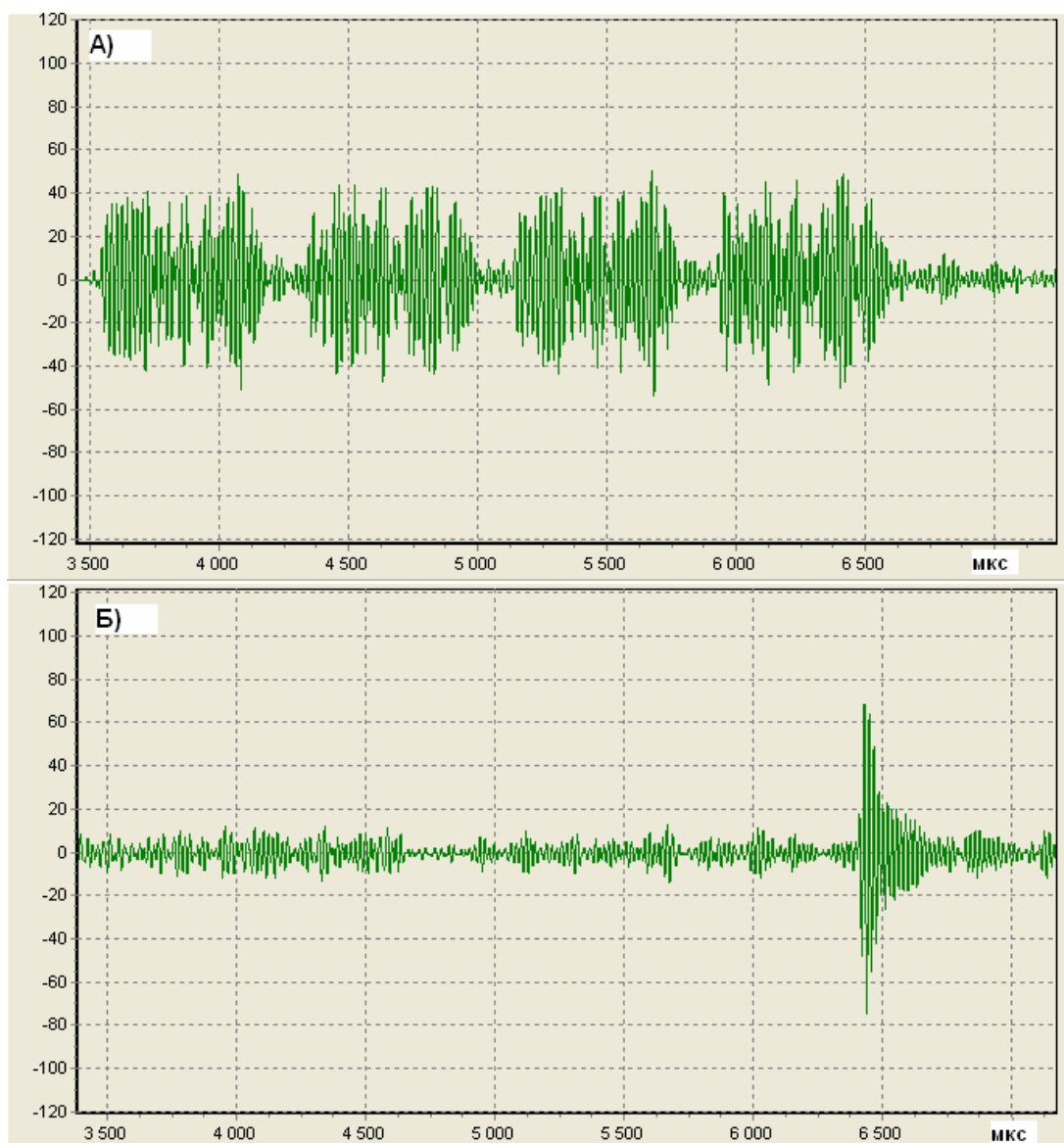


Рис.11. Сигналы в приемнике (код №1). Расстояние до отражателя 570 мм.  
 А) Кодированный эхосигнал. Б) Выход декодера.

Код содержит 60 импульсов, поэтому чувствительность ультразвукового канала увеличивается в 60 раз. Соотношение сигнал-шум улучшается в  $\sqrt{60} = 7,74$  раза. Способность системы к выделению полезного сигнала из шумов и помех показана на Рис.12. В ультразвуковом приемнике создавались фрикционные шумы (посредством трения). Они представляют собой набор коротких импульсов, расположенных хаотически. Рис.12Б демонстрирует высокую степень подавления таких помех в ультразвуковом канале с кодированием.

Сравним базу сигнала в эксперименте с 30-битным кодом (Рис.5) и 75-битным кодом (Рис.11). В первом случае спектральная полоса сигнала соответствует ширине полосы пропускания ультразвукового преобразователя  $\sim 7$  КГц. Общая длительность акустического сигнала  $30 \cdot 125 \text{ мкс} = 3750 \text{ мкс}$  (см. Рис.5) База сигнала  $B_{30} = 7 \cdot 10^3 \cdot 3,75 \cdot 10^{-3} = 26,25$ .

Во втором случае спектр сигнала расширен до 24 КГц (см. Рис.8). Увеличилась длина кода до 75 бит, но было уменьшено время между ультразвуковыми импульсами 50 мкс. В итоге общая длительность акустического сигнала осталась прежней  $75 \cdot 50 \text{ мкс} = 3750 \text{ мкс}$ . База сигнала стала  $B_{75} = 24 \cdot 10^3 \cdot 3,75 \cdot 10^{-3} = 90$ . Видно, что в последнем эксперименте база сигнала возросла приблизительно в три раза. Именно это обстоятельство позволило повысить

чувствительность и помехозащищенность ультразвукового канала. Здесь приближенность оценок базы связана с тем, что использованы коды с паузами.

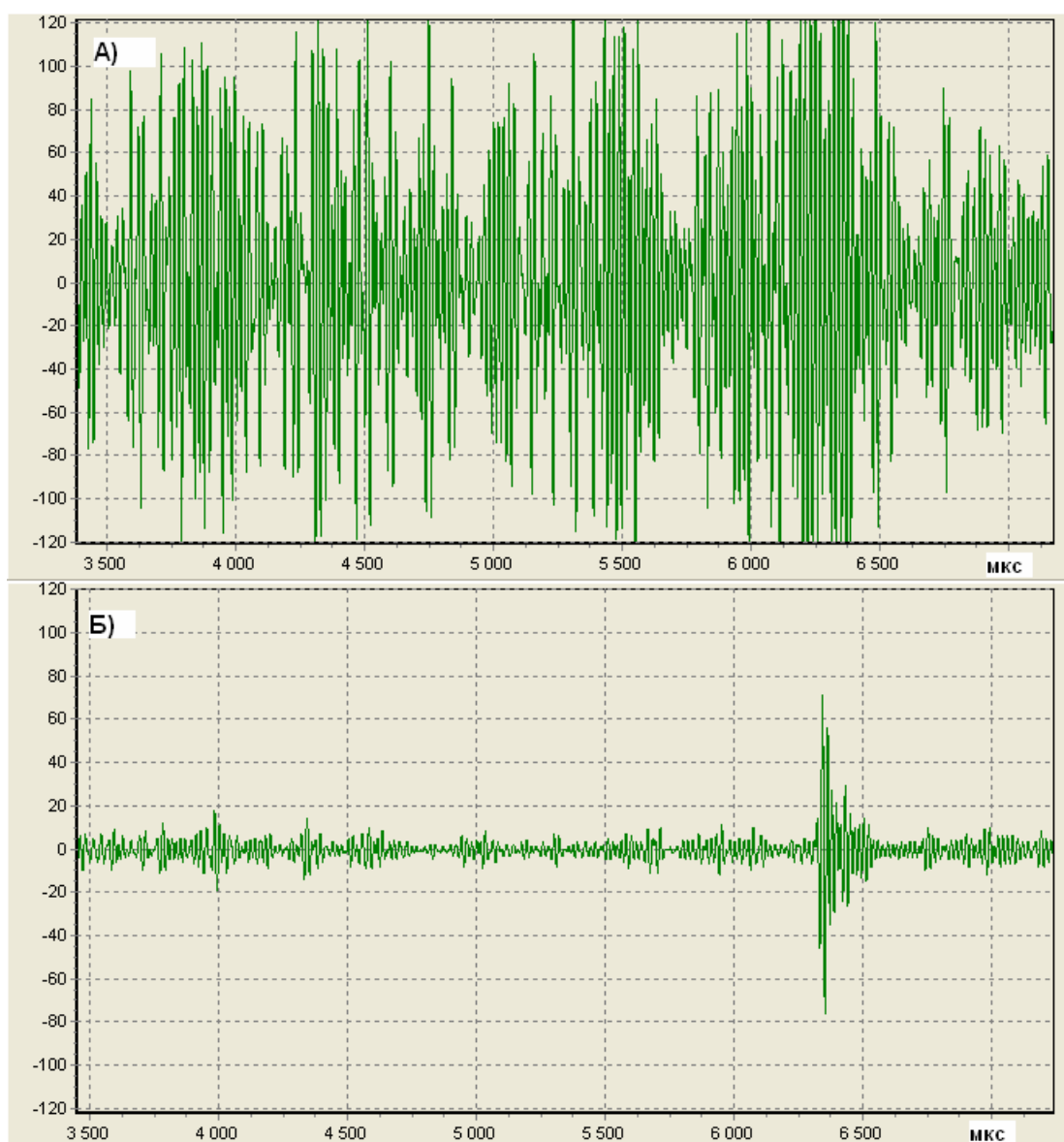


Рис.12. Сигналы в приемнике при наличии фрикционных шумов (код №1).

Расстояние до отражателя 550 мм.

А) Кодированный эхосигнал с шумами.

Б) Выход декодера.

Итак, кодирование ультразвуковых сигналов позволяет увеличить чувствительность канала, улучшить его помехозащищенность, в общем случае оставляя на прежнем уровне лучевую разрешающую способность.

Хорошо известно, что в ультразвуковых дефектоскопах используют паузы между актами прозвучивания. В течение пауз должно происходить полное затухание ультразвуковых сигналов в изделии. Если пауза короткая, эхосигнал от одного акта прозвучивания, претерпевший многократные отражения, может накладываться на следующий акт, тогда на развертке дефектоскопа возникают «фантомы».

Кодирование решает эту проблему. Используем комплект кодов слабо коррелирующих между собой, т.е. они должны иметь низкий уровень амплитуды взаимных корреляционных характеристик. Например, два таких кода показаны на Рис.9. Теперь в каждом акте прозвучивания установим свой код и его декодер, а в следующем акте – сменим код и декодер.

Понятно, что эхосигналы, излученные в одном акте прозвучивания, будут подавляться в следующем акте. В частности для кодов №1 и №2 Рис.9 достигается 5-кратное взаимное ослабление амплитуды. Такой прием позволяет существенно сократить паузы в ультразвуковой аппаратуре. В сканирующих ультразвуковых устройствах это приводит к повышению скорости и производительности.

В многоканальных ультразвуковых системах при рациональном выборе кода видимо возможно параллельное прозвучивание. В одном акте прозвучивания разные преобразователи излучают свои кодовые последовательности. Приемные преобразователи воспринимают сумму эхосигналов с разными кодами, а разделение каналов осуществляется на уровне корреляционной обработки.

Кодирование имеет один недостаток. Поскольку формируются ультразвуковые сигналы с большой длительностью, то в совмещенных преобразователях образуется неоправданно большая мертвая зона. Поэтому кодирование можно применять только при использовании отдельных или отдельно-совмещенных преобразователей.

### Список литературы

1. Качанов В.К., Рапопорт Д.А., Мозговой А.В. разработка новых методов ультразвукового контроля полимерных композиционных материалов на основе использования радиолокационных сигналов (обзор). Дефектоскопия. – 1990, №9, с3-20.
2. Качанов В.К. О возможности применения метода сжатия импульсов в ультразвуковой дефектоскопии. Тр.МЭИ, 1974, с.14-16.
3. Furgason E.S., Newhouse Y.H., Bilgutay N.M., Gooper G.R. Application of random Signal correlation techniques to ultrasonic flow detection. Ultrasonic, 1975, v.13, p 11-17.
4. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: Учеб. Пособие. – М: Эко-Трердз, 2005, -392 с.
5. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. Пер. с англ., Изд.: Техносфера, 2005, - 320 с.
6. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование: Методы и алгоритмы: Справочник. Изд.: Горячая линия - Телеком , 2004, - 123 с.
7. Бархатов В.А. Модели формирования ультразвуковых сигналов в задачах реконструкции изображений. Дефектоскопия, №1, 2005, с. 10-19.
8. Xilinx Inc., PicoBlaze 8-bit Embedded Microcontroller User Guide for Spartan-3, Virtex-II, and Virtex-II Pro PGAs. UG129 (v1.1) June 10, 2004. [www.xilinx.com](http://www.xilinx.com)
8. Зотов В. PicoBlaze — семейство восьмиразрядных микропроцессорных ядер, реализуемых на основе ПЛИС фирмы Xilinx. // Компоненты и технологии. 2003. № 4. с. 194-198.
10. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов.-М.: Мир, 1978.- 848с.
11. Мингазин А.Т. Метод синтеза цифровых фильтров с коэффициентами конечной разрядности// Электросвязь. 1983. №7. С. 49-53.
12. Xilinx Inc., Using Embedded Multipliers in Spartan-3 FPGAs. XAPP467 (v1.1) May 13, 2003. [www.xilinx.com](http://www.xilinx.com)
13. Xilinx Inc., Using Look-Up Tables as Distributed RAM in Spartan-3 FPGAs. XAPP464 (v1.0) July 8, 2003. [www.xilinx.com](http://www.xilinx.com)
14. Xilinx Inc., Distributed Arithmetic FIR Filter v9.0 DS240 April 28, 2005. [www.xilinx.com](http://www.xilinx.com)