

# РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ КОМПРЕССИИ ДИСКРЕТНЫХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ МОДУЛИРОВАННЫХ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ЦЕЛЕЙ МЕДИЦИНСКОЙ ДИАГНОСТИКИ

Бененсон З.М., Елизаров А.Б.

Научный Совет по комплексной проблеме «Кибернетика» РАН,

ГСП-1, Москва, ул. Вавилова 40, к. 232, тел. 135-40-71, e-mail: [acsnd@mail.ru](mailto:acsnd@mail.ru)

**Реферат:** В работе рассматриваются алгоритмы обработки дискретных широкополосных модулированных ультразвуковых сигналов, основанные на применении быстрых преобразований Фурье. Показывается возможность получения высокого коэффициента компрессии импульсного сигнала при сверхнизком уровне боковых лепестков для дискретных ЛЧМ и ФМ модуляции. Работа частично финансировалась по проекту РФФИ № 99-01-01171.

## 1. Введение

Применяемые в современной ультразвуковой медицинской диагностике приборы основаны на принципе импульсной эхолокации. В отличие от обычной активной радиолокации в медицинской диагностике происходит прием рассеянных (эхо) сигналов от непрерывной неоднородной среды, характеризующейся высоким затуханием ультразвука. Пиковая мощность импульсов ограничивается нормами безопасности для пациентов. В то же время, допустимо увеличение средней мощности излучаемого импульса, т.е. его длительности. Поэтому применение длинных излучаемых модулированных импульсов позволяет после обработки эхосигналов получить высокое разрешение по дальности (глубине) и увеличить пиковую мощность сжатого импульса.

В настоящей работе используется оригинальная схема фазированной решетки [1], в которой разделены передающие и приемные элементы. В работе исследуются принципы дискретной линейной частотной (ЛЧМ) и фазовой (ФМ) модуляции применительно к распространению и рассеянию сигналов в дисперсной неоднородной непрерывной среде.

## 2. Теория и алгоритм обработки широкополосного ЛЧМ модулированного сигнала с гауссовой огибающей

Полагаем, что излучается сигнал, задаваемый функцией времени  $f(t)$ . Обозначим преобразование Фурье от сигнала через  $F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \exp(i\omega t) dt$ . Соответствующий аналитический сигнал  $f_a(t)$  выражается формулой:

$$f_a(t) = \int_0^{\infty} F(\omega) \exp(-i\omega t) d\omega. \quad (1)$$

Предположим, что в пространстве на различных дальностях  $R_n$  расположены точечные отражатели с радиальными скоростями движения  $v_n$  и с комплексными коэффициентами отражения  $\gamma_n$ . Скорость звука в среде  $c$ . Принятый аналитический сигнал будет иметь вид:

$$S_a(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_n \gamma_n \int_0^{\infty} F(\omega) \exp\left(-i\omega t \left(1 - \frac{2v_n}{c}\right)\right) \exp\left(i2\frac{\omega}{c} R_n\right) d\omega. \quad (2)$$

Зададим излучаемый аналитический сигнал  $f_a(t) = \exp(-t^2/T^2) \exp(i(\omega_0 t - \chi t^2))$ . Соответственно,  $F(\omega)$  при  $\omega \geq 0$  имеет вид:

$$F(\omega) = \rho \exp(-\alpha(\omega - \omega_0)^2) \exp(i\zeta(\omega - \omega_0)^2), \quad (3)$$

где  $\alpha = \frac{1}{4(1/T^2 + T^2\chi^2)}$ ,  $\zeta = \frac{\chi T^2}{4(1/T^2 + T^2\chi^2)}$ ,  $\rho = \frac{1}{\sqrt{2(1/T^2 - i\chi)}}$ . Длительность сигнала порядка  $2T$ , его средняя несущая частота примерно  $\omega_0$ , а параметр  $\chi$  есть коэффициент частотной модуляции.

Функциональная схема всех процессов изображена на рис. 1. Излученная функция  $f(t)$  запомнена в памяти в цифровом виде, по тактам синхронизатора поступает на ЦАП, проходит через усилитель с фильтром низких частот и возбуждает пьезоэлектрический трансдюсер (передатчик), излучающий ультразвуковой сигнал в исследуемую среду. Рассеянный сигнал из среды поступает через приемный пьезоэлектрический трансдюсер в приемник, далее оцифровывается на АЦП, подвергается Фурье-преобразованию (БПФ), и домножается на некоторую эталонную функцию  $A(\omega)$  (применение этой операции есть осуществление компрессии импульса). Обратное преобразование Фурье (БПФ) дает искомым сжатый сигнал.

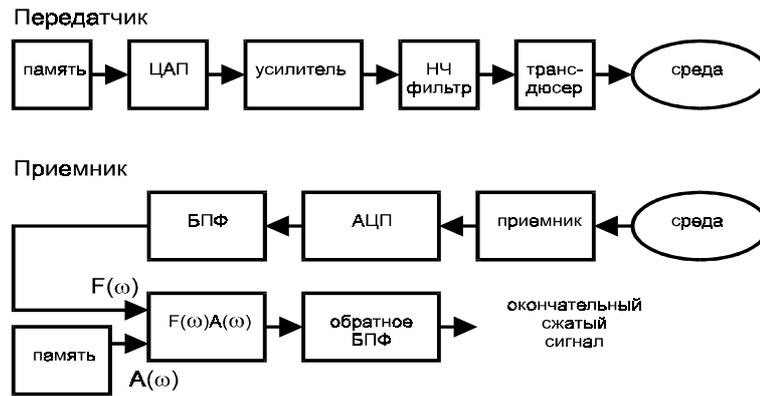


Рис.1. Функциональная схема передачи, приема и обработки ультразвуковых модулированных сигналов.

Выбор функции  $A(\omega)$  производим следующим образом. Учитывая (2) и (3), получаем Фурье-преобразование принятого аналитического сигнала:

$$S(\omega) = \rho \sum_n \gamma_n \exp\left(-\frac{\alpha(\omega - \omega_0)^2}{1 - 2v_n/c}\right) \exp\left(i\zeta \frac{(\omega - \omega_0)^2}{1 - 2v_n/c}\right) \exp\left(i \frac{2\omega}{c(1 - 2v_n/c)} R_n\right). \quad (4)$$

Домножим  $S(\omega)$  на  $\exp(-i\zeta(\omega - \omega_0)^2)$  и вычислим обратное преобразование Фурье по  $\omega$ . Получаем выражение новой функции времени  $S(t)$  (с точностью до  $v_n^2/c^2$ ):

$$\hat{S}(t) = \sum_n \frac{\rho \gamma_n}{\sqrt{(\alpha + i\hat{\zeta})^2}} \exp\left(-\frac{(t(1 - 2v_n/c) - 2R_n/c)^2}{4(\alpha + i\hat{\zeta})}\right) \exp\left(i\omega_0 \left(1 - 2\frac{v_n}{c}\right) t\right), \quad \hat{\zeta} = \frac{4v_n}{c} \frac{1}{4\chi} \quad (5)$$

Из (5) следует, что длительность импульса, отраженного точечным отражателем, находящимся на некотором расстоянии  $R_n$ , определяется величиной

$$\tau_t = 2\sqrt{4\alpha} \left| \sqrt{1 + i\hat{\zeta}/\alpha} \right| = 2\sqrt{4\alpha} \sqrt{1 + 16(v_n/c)^2 K_p^2}, \quad K_p = \sqrt{\frac{T}{\sqrt{4\alpha}}}, \quad (6)$$

где  $K_p$  – амплитуда преобразованного сигнала  $\hat{S}(t)$  для одного отражателя при  $v_n = 0$ .

Из (5) следует, что амплитуда преобразованного сигнала для одного отражателя при  $v_n \neq 0$

$$K_{p,D} = \frac{K_p}{\sqrt{1 + 16(v_n/c)^2 K_p^2}}. \quad (6')$$

Таким образом, длительность импульса  $\tau_t$  при  $v_n = 0$  равна  $2\sqrt{4\alpha}$ , т.е. обратно пропорциональна ширине полосы частот излученного сигнала. Для движущегося отражателя длительность сжатого импульса увеличивается, а его амплитуда уменьшается.

Применение гауссовой огибающей  $\exp(-t^2/T^2)$  в излучаемом сигнале позволило получить простые аналитические выражения. Для уменьшения уровня боковых лепестков при практическом осуществлении было выбрано в качестве огибающей для дискретного сигнала окно Натола следующего вида:

$$W(t_n) = \sum_{r=0}^3 a_r \cos(2\pi r t_n / T), \quad (7)$$

где  $n = 0, \pm 1, \dots, \pm N/2$ ,  $N = T/h_0$ ,  $h_0$  – шаг дискретизации по времени, удовлетворяющий условию Найквиста;  $a_0 = 0,364$ ,  $a_1 = 0,489$ ,  $a_2 = 0,137$ ,  $a_3 = 0,010$ . В алгоритме компрессии при вычислении функции  $\hat{S}(\omega)$  использовался множитель  $A_l(\omega)$  (рассчитывался численно с учетом характеристик передающего и приемного трактов), представимый в виде  $A_l(\omega) = A_n(\omega) \exp(-i\zeta(\omega - \omega_0)^2)$ , где  $A_n(\omega)$  близко к дискретному преобразованию Фурье от  $W(t_n)$ . В медицинской ультразвуковой диагностике сигнал ослабляется в тканях с экспоненциальным коэффициентом затухания  $\exp(-\beta\omega R)$ , где  $R$  – расстояние. Эксперименты были также проведены с учетом наличия указанного дисперсного затухания.

Для сравнения с ЛЧМ была рассмотрена схема, использующая фазовую модуляцию (ФМ) вида 
$$\text{signRe}\left\{\exp\left(i\left(\omega_0 t_n - \chi t_n^2\right)\right)\right\} \quad (8)$$

на некотором интервале  $[-T/2, T/2]$  с шагом дискретизации по времени  $h_f = h_0/4$ , где  $h_0$  – шаг дискретизации, удовлетворяющий условию Найквиста для выбранной полосы частот спектра сигнала на выходе фильтра низких частот в приемнике. В алгоритме компрессии для вычисления функции  $\hat{S}(\omega)$  использовался рассчитанный численно множитель  $A_f(\omega) = A_\mu(\omega)\varphi_\mu(\omega)\exp(-i\zeta(\omega - \omega_0)^2)$ , где  $A_\mu(\omega)$  выбиралось для сглаживания пульсаций в огибающей амплитуды спектра принятого сигнала, чтобы приблизить огибающую к спектру окна Натола,  $\varphi_\mu(\omega)$  позволяло более точно компенсировать фазовую составляющую. Сравнение результатов эксперимента для ЛЧМ и ФМ модуляций будут приведены ниже.

### 3. Результаты численных экспериментов для ЛЧМ и ФМ модуляций

Математическая модель состояла из блоков основных элементов схемы рис. 1. Распространение ультразвука в среде моделировалось с учетом формулы (2). В модели имитировались дискретизация сигнала по времени и квантование его уровней с учетом характеристик ЦАП и АЦП.

На рис. 2 изображены результаты моделирования для алгоритма дискретной ЛЧМ модуляции. Длительность сигнала  $2T = 100$  мкс, полоса спектра модуляции 6 МГц при средней частоте 3 МГц. Коэффициент сжатия  $K_p^2 = 150$ , длительность сжатого импульса порядка 0.7 мкс. Получилось хорошее совпадение с формулой (6). Уровень боковых лепестков сжатого сигнала, отраженного в среде без затухания, оказался порядка -100 дБ, в среде с затуханием 10 дБ/МГц – -80 дБ, а в среде с затуханием 20 дБ/МГц – -70 дБ.

На рис. 3 изображены результаты моделирования ЛЧМ модуляции для смеси сигнала и шума. Отношение сигнал-шум увеличилось на 23-25 дБ, порядка величины коэффициента сжатия  $K_p^2 = 150$ . Моделирование системы ЛЧМ модуляции для движущихся отражателей показало, что уровень боковых лепестков и длительность сжатого импульса сохранялись до скоростей порядка 1 м/с. Далее с увеличением скорости до 10 м/с уровень боковых лепестков повысился до -47 дБ, а длительность сжатого импульса достигла величины 1.2 мкс.

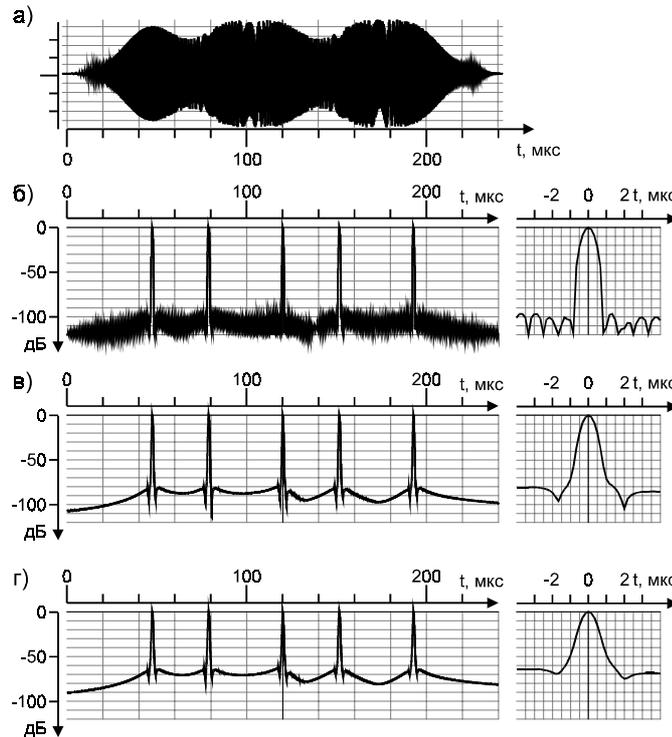


Рис.2. Уровень боковых лепестков при ЛЧМ модуляции для 5 отражателей.

а) Принятый сигнал без затухания в среде до компрессии.

б) Сигнал (а) после компрессии.

в) Сигнал после компрессии при затухании в среде 10 дБ/МГц.

г) Сигнал после компрессии при затухании в среде 20 дБ/МГц.

На б), в), г) справа приведен сигнал одного отражателя после компрессии.

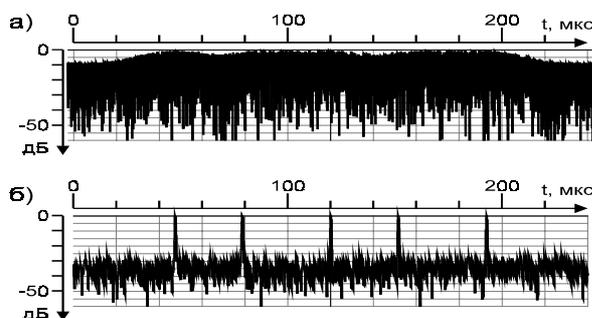


Рис 3. Увеличение отношения сигнал-шум после компрессии. Отношение сигнал-шум до компрессии – 0 дБ.  
а) Сумма сигнала и шума до компрессии. б) Сумма сигнала и шума после компрессии.

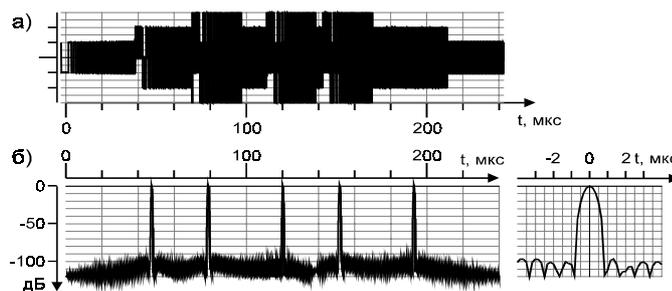


Рис. 4. Уровень боковых лепестков при ФМ модуляции.

- а) Принятый сигнал до компрессии.  
б) Сигнал после компрессии (справа приведен сигнал одного отражателя после компрессии).

На рис. 4 изображены результаты моделирования для системы ФМ модуляции. Условия такие же, как и в случае рис. 2. Уровень боковых лепестков и длительность сжатого импульса такого же порядка, как и для ЛЧМ модуляции. Однако, для движущихся отражателей уровень боковых лепестков сохраняется на низком уровне только до скоростей порядка  $5 \cdot 10^{-4}$  м/с. При скорости 1 м/с уровень боковых лепестков повысился до -25 дБ. Это объясняется тем, что при ФМ модуляции амплитудно-частотная характеристика имеет колебательный характер на уровне  $\pm 3$  дБ со средним периодом 0.03 МГц. Полученные выводы совпадают с исследованиями, полученными в теории сложных сигналов [2].

#### 4. Выбор параметров ЦАП и АЦП

Обозначим через  $h_0$  период выбора кода из АЦП, удовлетворяющий условию Найквиста. Период выборки дискретных отсчетов излучаемого сигнала  $f(t)$ , подаваемых на ЦАП, обозначим через  $h_d$ . Для обеспечения подавления высоких частот излучаемого непрерывного сигнала  $u(t)$  с выхода ЦАП, примем, что  $h_d = h_0/\nu$ , где  $\nu > 1$ .

Сигнал  $u(t)$  на выходе ЦАП определяется формулой:

$$u(t) = \sum_{n=0}^N e\left(\frac{t-t_n}{h_d/2}\right) f(t_n), \quad N = T/h_d, \quad e(x) = \begin{cases} 1, & |x| \leq 1/2 \\ 0, & |x| > 1/2 \end{cases}. \quad (9)$$

Преобразование Фурье от (9) имеет вид:

$$F_u(\omega) = K_0 \psi_l(\omega) F_f(\omega), \quad (10)$$

где  $K_0$  – масштабный коэффициент,  $\psi_l(\omega) = \frac{\sin(\omega h_d/2)}{\omega h_d/2}$  – преобразование Фурье от  $h(x)$ ,  $F_f(\omega)$  –

дискретное преобразование Фурье от дискретной функции времени  $f(t_n)$ .

$F_f(\omega) \neq 0$  при  $|\omega| \leq \pi/h_0$ ,  $F_f(\omega) = 0$  при  $\pi/h_0 \leq |\omega| \leq \pi/h_d$ . Далее на более высоких частотах эта функция периодически продолжается с периодом  $2\pi/h_d$ . В наших экспериментах было выбрано  $h_0/h_d = 4$ . С учетом затухания в тканях сигнала на высоких частотах, больших  $2\pi/h_d$ , фильтр НЧ в передатчике на высоких частотах практически не нужен. Число разрядов ЦАП может быть выбрано порядка  $5 \div 7$ . Выбор

числа разрядов АЦП определяется динамическим диапазоном уровней отраженных сигналов на разных глубинах в среде, акустическим ослаблением сигналов в среде и не зависит от коэффициента сжатия  $K_p^2$ .

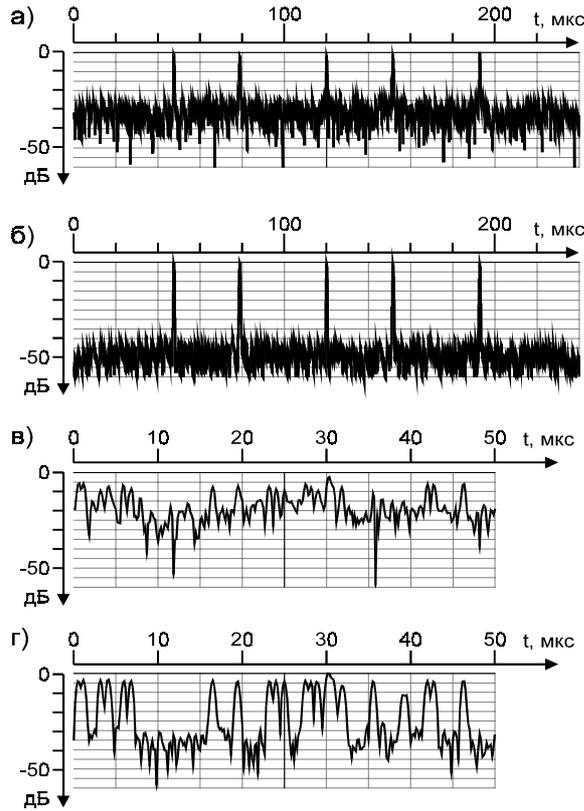


Рис 5. Влияние разрядности АЦП.

Среднее расстояние между отражателями: а) и б) – 0,3 длительности излученного импульса; в) и г) – 1/50 длительности импульса. Число разрядов АЦП: а) и в) – 1; б) и г) – 4.

На рис. 5 приведены результаты моделирования влияния разрядности АЦП в зависимости от числа ярких отражателей в среде. Видно, что с увеличением числа отражателей необходимо увеличивать максимальное число разрядов АЦП.

### 5. Заключение

Проведенные в работе исследования показывают, что применение сложных модулированных сигналов позволяет значительно повысить уровень принимаемых сигналов и тем самым скомпенсировать большое акустическое ослабление. Оценки показывают, что при этом возможно увеличить рабочую полосу частот в 2 раза, повысив соответственно пространственное разрешение в медицинской диагностике. Предлагаемые алгоритмы цифровой обработки позволяют достигнуть уровня боковых лепестков порядка -100 дБ. Требования к характеристикам АЦП и ЦАП могут быть ослаблены по сравнению с традиционными широкополосными импульсными схемами.

### Литература

1. З. М. Бененсон, А. Б. Елизаров, Н. С. Кульберг. Новый алгоритм обработки сигналов цифровой двумерной ультразвуковой фазированной решетки, повышающий угловое разрешение. Сборник трудов 2-ой Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение», том III, стр. 589-598, МЦНТИ, М., 1999.
2. Л. Е. Варакин. Теория сложных сигналов. Сов. Радио, М., 1970.



ELABORATION AND RESEARCH OF COMPRESSION ALGORITHMS FOR WIDEBAND MODULATED ULTRASOUND SIGNALS IN MEDICINE

Benenson Z.M., Elizarov A.B.

Scientific Council on Cybernetics, Russian Academy of Sciences,  
Vavilova 40, k. 232, Moscow, tel. 135-40-71, e-mail: [acsnd@mail.ru](mailto:acsnd@mail.ru)

**Abstract:** This paper considers compression algorithms for wideband modulated ultrasound signals based on fast Fourier transform (FFT). The characteristics of these algorithms are investigated for the case of strong dispersive attenuation of ultrasound signals in biological tissue.

The received signals in ultrasound medical devices are created as a result of scattering emitted pulse in inhomogeneous continuous medium (biological tissue). This medium has a very big attenuation coefficient, which depends on the product of frequency on depth as exponential function. The emitted pulse magnitude is limited by medical safety requirements. However, the mean power of pulse can be increased. High mean power of emitted pulse allows to obtain wide bandwidth signal spectrum compensating attenuation of high frequencies.

In this paper we investigate the principles of digital linear frequency modulation (LFM) and phase modulation (FM) in application to medical ultrasound. The compression algorithm is based on FFT of received signals and application of Nattol windowing.

Let the Fourier transform of emitted pulse  $f(t)$  is  $F(\omega)$  and the corresponding analytical signal is

$$f_a(t) = \int_0^{\infty} F(\omega) \exp(-i\omega t) d\omega. \quad (1)$$

Suppose that point scatters are distributed in space at depths  $R_n$  with axial velocities  $v_n$  and reflecting coefficients  $\gamma_n$ . The received analytical signal is

$$S_a(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_n \gamma_n \int_0^{\infty} F(\omega) \exp\left(-i\omega t \left(1 - \frac{2v_n}{c}\right)\right) \exp\left(i2\frac{\omega}{c} R_n\right) d\omega. \quad (2)$$

Let the expression of emitted signal is  $f_a(t) = \exp(-t^2/T^2) \exp(i(\omega_0 t - \chi t^2))$ . Accordingly,  $F(\omega)$  for  $\omega \geq 0$  is expressed by the formula

$$F(\omega) = \rho \exp(-\alpha(\omega - \omega_0)^2) \exp(i\zeta(\omega - \omega_0)^2), \quad (3)$$

where  $\alpha = \frac{1}{4(1/T^2 + T^2\chi^2)}$ ,  $\zeta = \frac{\chi T^2}{4(1/T^2 + T^2\chi^2)}$ ,  $\rho = \frac{1}{\sqrt{2(1/T^2 - i\chi)}}$ .

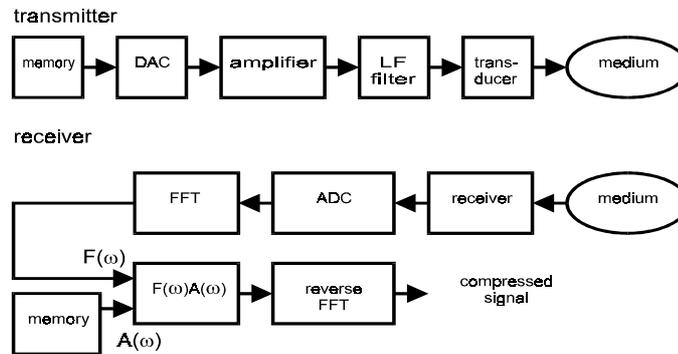


Fig.1. Flow chart of transmitting, receiving and processing of modulated ultrasound signals.

The duration of signal is about  $2T$ , its carrier frequency is  $\omega_0$  and frequency modulation coefficient is  $\chi$ . The resulting signal will be obtained by digital processing of digitized received signal.

The flow chart is outlined in Fig. 1. The emitted function  $f(t)$  resides in digital memory and is transferred to DAC which, through amplifier with low frequencies filter, excites transducer. The scattered signal from the medium is received by transducer and digitized by ADC. The processing of digitized signals is performed via FFT and multiplication by some known function  $A(\omega)$ . The reverse Fourier transform gives the required signal  $\hat{S}(t)$ . If we take Gauss apodization function  $\exp(-t^2/T^2)$  and LFM function  $\exp(i\omega_0 t - i\chi t^2)$ , the function  $A(\omega)$  is

$$A(\omega) = \exp(-i\zeta(\omega - \omega_0)^2). \quad (4)$$

According to (2), (3) and (4) expression for signal  $\hat{S}(t)$  is:

$$\hat{S}(t) = \sum_n \frac{\rho \gamma_n}{\sqrt{(\alpha + i \hat{\zeta})^2}} \exp\left(-\frac{(t(1 - 2v_n/c) - 2R_n/c)^2}{4(\alpha + i \hat{\zeta})}\right) \exp\left(i\omega_0\left(1 - 2\frac{v_n}{c}\right)t\right), \quad \hat{\zeta} = \frac{4v_n}{c} \frac{1}{4\chi}. \quad (5)$$

As it follows from (5), duration of compressed pulse, reflected by the n-th point reflector, is

$$\tau_I = 2\sqrt{4\alpha} \left| \sqrt{1 + i \hat{\zeta}/\alpha} \right| = 2\sqrt{4\alpha} \sqrt[4]{1 + 16(v_n/c)^2 K_p^2}, \quad K_p = \sqrt{\frac{T}{\sqrt{4\alpha}}}. \quad (6)$$

$K_p$  is proportional to the magnitude of compressed received pulse from point reflector with velocity  $v_n = 0$ . The magnitude of compressed pulse in the case of  $v_n \neq 0$  is equal to

$$K_{p,D} = \frac{K_p}{\sqrt{1 + 16(v_n/c)^2 K_p^2}}. \quad (6')$$

It follows from (6) and (6') that for moving reflector, the duration of compressed pulse increases, and amplification coefficient for magnitude  $K_{p,D}$  decreases.

Application of Gauss apodization function allows to obtain simple analytical expression. For practical application we chose the following apodization function (Nattol window):

$$W(t_n) = \sum_{r=0}^3 a_r \cos(2\pi r t_n / T), \quad (7)$$

where  $t_n$  are digital time samples in the interval  $[-T/2, T/2]$ ,  $n = 0, \pm 1, \dots, \pm N/2$ ,  $N = T/h_0$ ,  $h_0$  is the Nyquist sampling step,  $a_0 = 0.364$ ,  $a_1 = 0.489$ ,  $a_2 = 0.137$ ,  $a_3 = 0.010$ . In this case compensation function is  $A_f(\omega) = A_n(\omega) \exp(-i\zeta(\omega - \omega_0)^2)$ , where  $A_n(\omega)$  is approximately equal to reverse Fourier transform of  $W(t_n)$ .

Besides LFM, we considered phase modulation (FM). The source emitted signal has the form

$$\text{signRe}\left\{\exp\left(i(\omega_0 t_n - \chi t_n^2)\right)\right\} \quad (8)$$

in some time interval  $[-T/2, T/2]$  with sampling step  $h_f = h_0/4$ . In the compression algorithm we used compensation function  $A_f(\omega) = A_u(\omega) \exp(-i\zeta(\omega - \omega_0)^2)$ , where  $A_u(\omega)$  transforms spectrum magnitude of the received signal to smooth oscillations and approximate it by Nattol function.

The characteristics of LFM and FM algorithms in medical ultrasound were estimated by numerical simulation. The mathematical model imitated all elements of the Fig. 1 scheme.

The results of LFM modulation are shown in Fig. 2. Source pulse length was 100 mks, signal spectrum bandwidth was 6 MHz with central frequency 3 MHz. The compression coefficient was  $K_p^2 = 150$ , the duration of compressed pulse was  $\tau_I \approx 0.7$  mks. It agrees with expression (6). The level of sidelobes is about  $-100$  dB in medium without attenuation,  $-80$  dB for 10 dB/MHz attenuation,  $-70$  dB for 20 dB/MHz attenuation. The SNR increased by about 25 dB ( $K_p^2 = 150$ ).

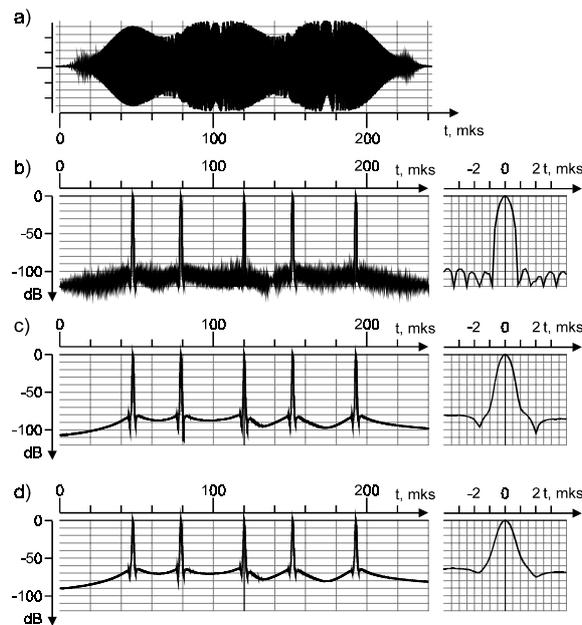


Fig 2. Sidelobes level for LFM with 5 reflectors.

a) Received signal before compression.

b) Signal (a) after compression.

c) Compressed signal with medium attenuation factor 10 dB/MHz.

d) Compressed signal with medium attenuation factor 20 dB/MHz.

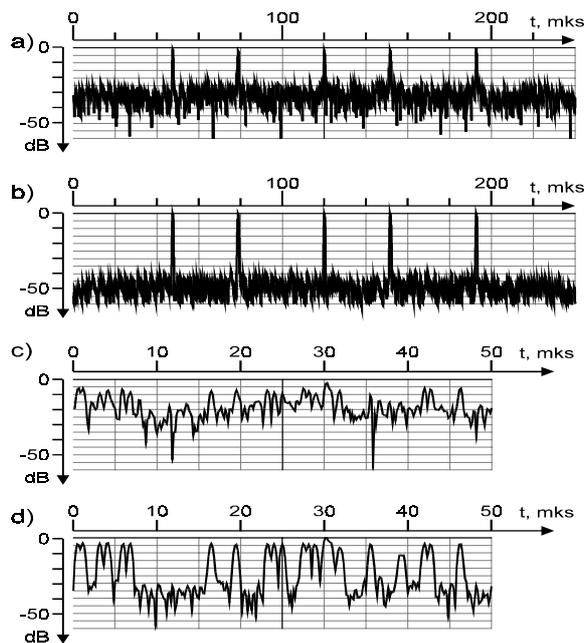


Fig 3. Influence of ADC bit quantity.

Mean reflectors step: a), b) – 0,3 source pulse length; c), d) – 1/50 pulse length. ADC bit quantity: a), c) – 1; b), d) – 4.

The simulation of LFM for moving reflectors showed, that the level of sidelobes and compressed pulse length kept unchanged until velocities of about 1 m/sec. Further, for velocities of 10 m/sec the level of sidelobes increased to  $-47$  dB and pulse length increased to 1.2 mks.

Simulations of FM algorithm showed the same characteristics for reflectors at rest. However, for moving reflectors, low level of sidelobes held until velocities of about  $5 \cdot 10^{-4}$  m/sec. Then it increased, and at velocities of 1 m/sec it reached the value of  $-25$  dB. It is due to the fact, that the magnitude of the reflected signal spectrum has oscillations of  $\pm 3$  dB with mean period of about 0.03 MHz. The result are in agreement with [2].

The choice of DAC and ADC bit quantity depends on dynamic range of reflected signals at different depths in medium and does not depend on compression coefficient  $K_p^2$ . Fig. 3 shows the simulation results of the influence of bit quantity and of the amount of bright point reflectors. The results show, that greater amount of point reflectors requires greater ADC bit quantity.

The results of this work show, that application of digital LFM in medical ultrasound allows to increase signal to noise ratio and, accordingly, the bandwidth of ultrasound signal and resolution of medical diagnostics.

**Acknowledgements**

This work was supported by grant N 99-01-01171 of Russian Foundation of Basic Researches.

**References**

1. Z. M. Benenson, A. B. Elizarov, N. S. Kulberg. A New Signal Processing Algorithm for 2-D Ultrasound Phased Array with High Angle Resolution. Proceedings of the 2-nd International conference The Digital Signal Processing and Its Applications, vol. II, Moscow, 1999.
2. L. E. Varakin. The Theory of Complicated Signals. Sov. Radio, Moscow, 1970.