

# ОПТИМИЗАЦИИ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ РАДИОИМПУЛЬСОВ ДЛЯ ЦИФРОВОГО СИГНАЛЬНОГО ПРОЦЕССОРА TMS320C6701

Чепель Е.Н., Жучков К.Н., Хоружий С.Г.

НПП "ПОИСК"

ул. Текучева, 141, 344010, г. Ростов-на-Дону, Россия, konst\_z@mail.ru

Реферат. Описано решение задачи оценки параметров радиоимпульсных сигналов при обнаружении с адаптивной коррекцией порога. Алгоритмы реализованы на цифровом сигнальном процессоре (DSP) TMS320C6701. Характерной особенностью решаемой задачи является высокая скорость обрабатываемого потока данных (до 80 Мбайт/с). Проведена проверка работоспособности программ на реальных сигналах.

## Введение

При обработке импульсных сигналов с высокой скважностью комплекс обработки строит следующим образом: импульсный сигнал сначала обнаруживают во входном потоке данных, а затем производят обработку короткого участка реализации, в котором находится либо импульс, либо пачка импульсов.

Схема построения обнаружителя, и, следовательно, его помехоустойчивость, прямо зависят от априорно известной информации о сигнале. В нашем случае некоторые параметры сигнала известны (например, длительность импульса, параметры внутриимпульсной модуляции, средняя плотность потока импульсов), но многое в сигнальной обстановке неопределенно (наличие мешающих импульсных и непрерывных помех, реальные соотношения сигнал / шум, начальная фаза периодичности следования импульсов, закон распределения импульсов по частотам и др.). Кроме того, при обработке связанных сигналов соотношение сигнал / шум может быть даже хуже чем в самой системе связи (при неоптимальной точке дислокации комплекса).

Ниже приведено решение задач измерения параметров радиоимпульсных сигналов при обнаружении с адаптивной коррекцией порога на фоне шумов при высокой скорости потока данных.

## Структурная схема комплекса обработки

Схема комплекса обработки представлена на Рис.1. С выхода приемника сигнал поступает на входы АЦП обнаружения и обработки. После аналого-цифрового преобразования сигнал синхронно записывается во внутренний буфер как АЦП обнаружения, так и АЦП обработки. Обнаружение радиоимпульса во входном потоке данных происходит в модуле цифровой обработки сигналов на базе цифрового сигнального процессора TMS320C6701. При обнаружении радиоимпульса передается целеуказание в аналогичный модуль DSP посредством мультисканального последовательного буферизованного порта (McBSP) считывания данных из буфера АЦП обработки. В DSP обработки проводится регистрация обнаруженного импульса (пачки импульсов) и оценка его параметров. Комплекс работает в реальном масштабе времени при скорости потока данных 80 Мбайт/с (частота дискретизации АЦП - 40 МГц, разрядность преобразования – 12, дополненная до 16).

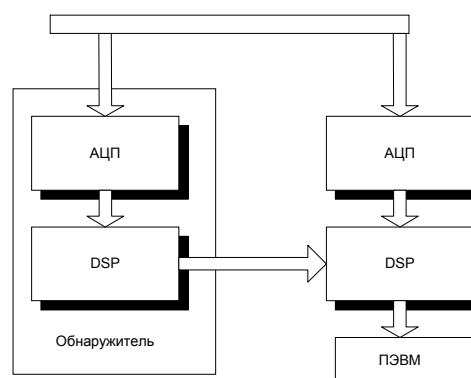


Рис.1 Схема комплекса обработки.

## Реализация алгоритмов обнаружения и оценок параметров радиоимпульсов

Не ограничивая общности, в качестве модели используем сигнал с двоичной ЧМ, представляющий собой последовательность радиоимпульсов со случайной начальной фазой, частоты которых перестраиваются в диапазоне  $W_s$ . Модель такого сигнала во время  $j$ -го скачка частоты длительностью  $T_h$  может быть представлена в виде:

$$s(t) = \sqrt{2P_s} \cos[(\omega_j + i\Omega) t + \varphi_i] \cdot g(t - jT_h), \quad (1)$$

где  $P_s$  – мощность сигнала;  $\omega_j = \overline{1, M_f}$ ,  $M_f$  – число рабочих частот (с учетом ЧМ);  $\Omega$  – частота модуляции;  $i=0,1$ ;  $\varphi$  – начальная фаза скачка частоты,  $\varphi \in [0, 2\pi]$ ;  $g(t)$  – единичная функция,

$$g(t) = \begin{cases} 1, n\pi & 0 \leq t \leq T_h \\ 0, n\pi & t < 0, t > T_h \end{cases} \quad (2)$$

Будем считать, что сигнал (1) наблюдается на фоне аддитивного белого гауссовского шума  $n(t)$  с односторонней спектральной плотностью  $N_0$ . В процессе реализации обработки наблюдаемых данных  $y(t)=s(t)+n(t)$  необходимо обнаружить факт появления импульса во входном потоке данных и оценить параметры принимаемого импульса (1), к которым относятся время регистрации  $t_0$ , длительность  $\tau_0$  (положения переднего  $t_0-\tau_0/2$  и заднего  $t_0+\tau_0/2$  фронтов сигналов) средняя частота  $\omega_j + \Omega/2$ , ширина спектра  $\Delta\Omega$  и мощность  $P_s$ .

При построении обнаружителя, учитывая априорную информацию о сигнале и ограниченные вычислительные возможности процессора, был остановлен выбор на схеме энергетического обнаружителя [1]. Огибающая сигнала  $z(t)$ , согласно выбранной схеме, вычисляется как

$$z(t) = \int y^2(t')h(t-t')dt', \quad (3)$$

где  $h(t-t')$  – импульсная характеристика фильтра нижних частот (ФНЧ), входящего в состав обнаружителя. После фильтрации преобразованный сигнал  $z(t)$  попадает на адаптивное пороговое устройство, где происходит его сравнение с порогом  $z_0$  для принятия решения.

При реализации цифровой схемы обнаружения в качестве фильтра нижних частот был выбран однородный фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ). Полоса фильтра должна быть согласована с длиной импульса для того, чтобы максимально использовать энергию сигнала.

Учитывая особенность архитектуры процессора TMS320C6701, а именно, наличие двух устройств загрузки из памяти рационально обработать ситуацию одновременного вычисления двух отсчетов огибающей, что является стандартным методом оптимизации кода под выбранный процессор [2]:

$$\begin{cases} z_k = z_{k-1} - y_{k-n}^2 + y_k^2, \\ z_{k+1} = z_k - y_{k-n+1}^2 + y_{k+1}^2, \\ z_k = \sum_{i=0}^{n-1} y_{k-i}^2. \end{cases} \quad (4)$$

где  $n$  – порядок фильтра,  $y$  – оцифрованный входной сигнал после аналогового широкополосного фильтра,  $z$  – огибающая сигнала (3).

Для минимизации количества вычислительных операций более эффективным является использование приближенного вычисления скользящего среднего, определяемого выражением:

$$z_{k+1} = y_k^2 + \frac{z_k - y_k^2}{n}. \quad (5)$$

При алгоритме (5) вычисление огибающей  $z(t)$  требует одного умножения, двух сложений (сложение и вычитание) и одного битового сдвига (для  $n$  равного степени двойки). Дополнительные операции сравнения и записи в мультисканальный последовательный буферизованный порт привносятся на уровне порогового устройства. Проведенная оптимизация с учетом особенностей архитектуры процессора для выбранной схемы обнаружения позволила добиться реализации обнаружителя за 4 такта на отсчет при средней плотности команд в ядре конвейера 5.5 инструкций процессора за такт. Учитывая тактовую частоту процессора (166 МГц) производительность TMS320C6701 для решенной задачи составила 916 MFLOPS.

В предположении, что огибающая сигнала подчиняется обобщенному рэлеевскому распределению [3], была рассчитана помехоустойчивость оптимального обнаружителя. Замеренные статистические характеристики показали, что при рабочих соотношениях сигнал / шум  $\sim 10 - 15$  дБ проигрыш в помехоустойчивости реализованной схемы обнаружения по отношению к оптимальному обнаружителю не превышает 1 дБ при вероятности ложной тревоги  $10^{-4}$ .

Важной частью реализованного обнаружителя является адаптивное пороговое устройство. Задача выбора порога и его адаптации к реальной радиообстановке является очень не простой и не имеющей однозначного решения, оптимально подходящего под все виды сигналов и инвариантного к априорной информации о сигнале. В качестве решения задачи выбора порога мы остановили свой выбор на критерии Неймана — Пирсона. В практическом применении он сводится к решению интегрального уравнения

$$\int_{z_0}^{+\infty} p_0(z) dz = \varepsilon_0, \quad (6)$$

где  $p_0(z)$  – дифференциальная функция распределения огибающей шума,  $z_0$  – пороговое значение,  $\varepsilon_0$  – вероятность ложной тревоги, типовые значения которых для средств радиоконтроля находятся в интервале  $10^{-5} - 10^{-3}$  [4]. Статистическая оценка функции  $p(z)$  и численное решение интегрального уравнения (6) проводятся в ПЭВМ, что позволяет распараллелить процесс адаптации порога и функцию обнаружения.

В DSP обработки после получения целеуказания от обнаружителя проводится оценка временных

( $t_0$  и  $\tau_0$ ), частотных ( $\omega_j + \Omega/2$  и  $\Delta\Omega$ ) и энергетических ( $P_s$ ) характеристик радиоимпульсных сигналов. Измерения проводятся в масштабе реального времени при использовании буфера АЦП обработки. Оценки вычислительных ресурсов требуемых DSP обработки показали, что для измерения характеристик и передачи их формуляров в ПЭВМ необходимо затратить порядка 108 мкс, если обрабатывать 256-точечный буфер данных и 240 мкс для обработки 512-точечного буфера.

При решении задачи оптимизации вычисления спектра для оценки частотных характеристик импульсов был рассмотрен ряд методов быстрого преобразования Фурье (БПФ). В результате проведенного отбора по критерию минимизации вычислительных затрат используя процессор TMS320C6701 был остановлен выбор на реализации БПФ методом Кули-Тьюки по основанию 2.

**Заключение.** Реализована схема энергетического обнаружения радиоимпульсов на платформе DSP TMS320C6701 с передачей целеуказания на обнаруженный импульс в другой модуль DSP, где проводится оценка импульсных параметров. Особенностью реализации является высокая плотность инструкций на такт (5.5 из 8 возможных) в ядре конвейера, что дает среднюю производительность более 900 MFLOPS.

Помехоустойчивость реализованной схемы обнаружения отличается от помехоустойчивости оптимального обнаружителя на 1 дБ в рабочем интервале соотношений сигнал/шум 10-15 дБ.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Ван Трис Г. *Теория обнаружения, оценок и модуляции*. т. 1 -М.: Сов. радио, 1972.
2. Texas Instruments. *TMS320C6000 Programmer's Guide*. Owensville, USA: SOY INK, 1997.
3. Левин Б.Р. *Теоретические основы статистической радиотехники* М: Радио и Связь, 1989.
4. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е и др. *Помехозащищенность систем радиосвязи* М.: Радио и Связь, 2000.



## THE OPTIMIZATION OF PULSE PARAMETERS ESTIMATION ALGORITHMS FOR TMS320C6701 DIGITAL SIGNAL PROCESSOR

Chepel E., Zhuchkov K., Khoroughij S.

NPP "POISK"

141, Tekuchev str., 344010, Rostov-on-Don, Russia, E-mail: konst\_z@mail.ru

**Abstract.** The solution of the problem of pulse parameters estimation using detection with the threshold adaptive correction in radio measurement systems is described. The resulting algorithms are based on TMS320C6701 digital signal processor (DSP) architecture. The characteristic feature of the problem is a high density of the treated data (~80 Mbytes/s). The DSP programs' workability is tested by a real signal.

While designing radio measurement systems treating off duty factor pulses the two steps are taken into account. First, a pulse is detected in a high-density data flux, and second, a short fragment of the signal including a pulse or a packet of pulses is treated.

The scheme of a detector depends directly on a *a priori* known information about a signal. Some signal parameters are known (the pulse duration, the pulse modulation parameters, average pulse flux density) and some parameters are undefined (real signal/noise ratio, initial phase of periodical process, frequency-time matrix, etc.).

The proposed radio measurement system scheme is presented in Fig.1. The pointer on fragment of an ADC signal buffer including the detected pulse is transmitted from the detecting DSP to the treating DSP via multichannel buffered serial port (McBSP). The registration of pulses and estimation of their parameters are performed in the treating DSP.

Taking into account the features of the processor architecture [1] and a *a priori* known information about a signal a simple detector scheme is suggested. The corresponding algorithm for the signal envelope  $z_k$  detection based on approximate calculation of the moving average

$$z_{k+1} = y_k^2 + \frac{z_k - y_k^2}{n} \quad (1)$$

is optimized for TMS320C6701. The CPU instruction density is about 5.5 per cycle, what means 916 MFLOPS capacity. The noise stability of the suggested detector scheme is only 1dB less than one of the optimal detector in the effective range of signal/noise ratios 10 – 15 dB.

The function of adaptation to the real radio environment is a very important part of the suggested detector. In order to account this function the detector corrects its threshold using Neyman-Pearson criterion. The probability of a false alarm is accepted to have usual [2] values  $\sim 10^{-5} - 10^{-3}$ .

The pulse parameters (initial time, duration, average frequency, bandwidth, power) are computed in the treating DSP. The computation time for estimation these parameters approximately equals 108  $\mu$ s for 256 samples in ADC buffer and 240  $\mu$ s for 512 samples in ADC buffer (ADC sampling frequency - 40 MHz).

### References

1. Texas Instruments. *TMS320C6000 Programmer's Guide*. Owensville, USA: SOY INK, 1997.
2. Borisov V.I. etc. *Noise-immunity of the radio communications systems (in Russian)* M.: Radio i Sviaz, 2000.

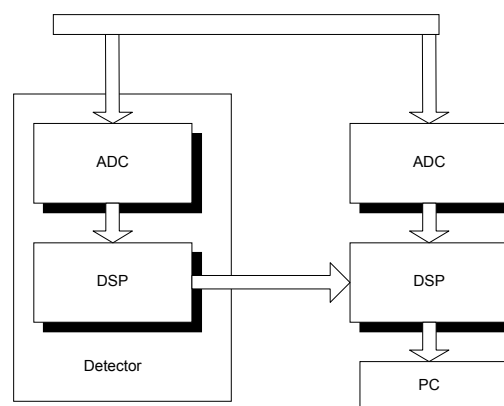


Fig.2 Scheme of radio measurement system.