

Проектирование и техническая реализация систем ЦОС

АДАПТИВНЫЙ РЕЖЕКТОРНЫЙ ФИЛЬТР НА DSP BlackFin

Бартенев В.Г., Бартенев М.В.

syntaltechno@mtu-net.ru

В докладе приводится пример анализа эффективности сложного цифрового устройства, реализованного на цифровом процессоре обработки сигналов (DSP), на который подавались моделируемые воздействия, формируемые персональным компьютером. Правильность работы запрограммированного DSP проверялась в сопоставлении с результатами аналитических расчетов.

Рассматривается цифровой многокаскадный режекторный фильтр [1], у которого зона режекции адаптивно подстраивается по результатам оценки модуля и аргумента коэффициента корреляции режектируемой помехи. Данный режекторный фильтр реализован на сигнальном процессоре BlackFin [2]. Оценка модуля и аргумента коэффициента корреляции производится на основе алгоритма максимального правдоподобия по конечной выборке наблюдений и вводится в каждом каскаде фильтра. Оценка эффективности адаптивного режекторного фильтра производилась по мощности остатков режектируемой помехи на выходе. Данная схема режекторного фильтра может найти применение для выделения полезного сигнала на фоне мешающих отражений от движущихся коррелированных образований. Именно применение адаптивного фильтра, реагирующего на изменение корреляционных свойств помехи позволяет эффективно решать данную задачу. Оценка эффективности системы производилась как аналитически, так и методом статистического моделирования, когда на плату фирмы Analog Devices STAMP с сигнальным процессором BlackFin, в программно реализованный исследуемый алгоритм подавались моделируемые воздействия коррелированной помехи, формируемые компьютером, а результат обработки этих моделируемых сигналов отображался на мониторе компьютера в виде нормированной мощности остатков помехи.

Поступающая на вход многокаскадного адаптивного фильтра коррелированная помеха математически моделировалась на компьютере в предположении, что каждый ее отсчет имеет гауссово распределение, и представлен в виде двух квадратурных составляющих, коррелированных во времени и независимых внутри выборки наблюдений, участвующих в оценке модуля и аргумента коэффициента корреляции помехи. Именно такие сигналы в виде 16 разрядных кодов и подавались на плату с сигнальным процессором. Оценка эффективности производилась в два этапа. На первом этапе аналитически была вычислена нормированная мощность остатков помехи на выходе адаптивного фильтра с разным числом каскадов и для разного числа выборок наблюдения, участвующих в усреднении оценки аргумента коэффициента корреляции помехи.

Алгоритм адаптивного многокаскадного режекторного фильтра может быть представлен в следующем

$$\text{виде} \quad Z_{\text{ВЫХ}} = \sum_{i=1}^{M+1} Z_i C_M^{i-1} (-1)^{i-1} \hat{R}^{(i-1)} e^{-j(i-1)\hat{\gamma}} \quad (1)$$

где $Z_{\text{ВЫХ}}$ - результат адаптивной фильтрации коррелированных отсчетов Z_i , M - число каскадов фильтра, \hat{R} , $\hat{\gamma}$ - оценки модуля и аргумента коэффициента корреляции, C_M^{i-1} число сочетаний из M по $i-1$.

Коэффициент подавления такого адаптивного режекторного фильтра может быть получен, как результат усреднения оценок модуля и аргумента коэффициента корреляции в следующем выражении

$$K_M = \sum_{p=1}^M \varepsilon_p (-1)^p \hat{R}^p \cos(\hat{\gamma}_p - p\hat{\gamma}) R_p \sum_{i=0}^{M-p} C_M^i C_M^{i+p} \hat{R}^{2i} \quad (2)$$

Для усреднения по \hat{R} , $\hat{\gamma}$ воспользуемся распределением оценок модуля и аргумента, которое получено в [2], и которое имеет вид

$$\omega(\hat{R}, \hat{\gamma}) = \frac{\hat{R}^2 (1 - \hat{R}^2)^{N-2} (1 - \hat{R}^2)^N}{\pi \Gamma(N) \Gamma(N-1)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(2\hat{R}R)^k}{k!} (\cos(\hat{\gamma} - \hat{\gamma}))^k \Gamma^2\left(N + \frac{k}{2}\right), \quad (3)$$

где $\Gamma(\cdot)$ - гамма функция.

Производя усреднение, получаем коэффициент подавления помехи на выходе M -каскадного адаптивного режекторного фильтра:

$$K_M = \frac{(1 - R^2)^N}{\Gamma(N)} \sum_{p=0}^M \varepsilon_p (-2)^p R_p \times \quad (4)$$

$$\times \sum_{i=0}^{M-p} C_M^{i+p} C_M^i \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(R)^{p+2k} \Gamma^2(N + \frac{p}{2} + k)(p + i + k)!(2k)!}{(p + 2k)!(p + i + k + N - 1)!(k!)^2} \prod_{i=0}^{p-1} \frac{(p + 2k - i)}{2(p + k - i)}$$

Расчеты по формуле (4) для гауссовой формы корреляционной функции помехи, приведены в Табл.1 для разных коэффициентов корреляции и разного числа усредняемых выборок N=2,4,8.

На втором этапе, данные аналитические расчеты были подтверждены статистическим моделированием. Для этого на плату с DSP подавались моделируемые 16 разрядные выборки коррелированной помехи и на выходе подсчитывалась нормированная мощность остатков. При числе моделируемых испытаний равных 5000 получено практически полное совпадение мощности остатков помехи с расчетными значениями, полученными аналитически.

Для оценки потерь в цифровом многокаскадном фильтре за счет введения адаптивного свойства и конечной выборки наблюдений, используемой для реализации исследуемого алгоритма, просчитывалась эффективность фильтра с идеальной оценкой неизвестных параметров (последние нижние четыре строки в таблице 1).

Сравнение эффективности по остаткам помехи реального режекторного фильтра на DSP и результатов аналитического расчета показывает, что потери в остатках заметно уменьшаются с ростом числа N - выборок, используемых в формировании оценок модуля и аргумента коэффициента корреляции и при их числе равном 8 они не превышают 1 дБ.

Табл.1 Коэффициент подавления в дБ M-каскадного режекторного фильтра с адаптацией по N независимым выборкам в зависимости от коэффициента корреляции R помехи для гауссовой формы ее корреляционной функции.

N	M	R=0,9	R=0,95	R=0,99
2	1	5,53	8,24	15,20
2	2	6,24	11,47	24,39
2	3	5,03	11,80	27,59
2	4	2,49	10,01	25,80
4	1	6,42	9,37	16,32
4	2	8,74	14,03	27,91
4	3	9,13	17,13	37,00
4	4	8,33	18,60	41,20
8	1	6,86	9,78	16,70
8	2	9,58	15,11	28,69
8	3	10,34	18,35	38,03
8	4	9,89	20,26	47,20
∞	1	7,21	10,11	17,01
∞	2	10,24	15,74	29,30
∞	3	11,28	19,27	39,45
∞	4	11,11	21,47	48,45

Дополнительно проводился анализ эффективности многокаскадного адаптивного режекторного фильтра, но с использованием только оценки аргумента коэффициента корреляции (фазовая адаптация).

Алгоритм работы в этом случае имеет вид
$$Z_{ВЫХ} = \sum_{i=1}^{M+1} Z_i C_M^{i-1} (-1)^{i-1} e^{-j(i-1)\hat{\gamma}} \quad (5)$$

Этот вариант прост в реализации, так как требуется оценка только одного неизвестного параметра $\hat{\gamma}$.

Упрощается и выражение для коэффициента подавления помехи, так как усреднение необходимо производить только по оценке аргумента коэффициента корреляции используя его распределение

$$\omega(\hat{\gamma}) = \frac{(1 - R^2)^N}{2\pi\Gamma(N)} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(2R)^k}{\Gamma(k+1)} (\cos(\gamma - \hat{\gamma}))^k \Gamma(N + \frac{k}{2}) \Gamma(\frac{k}{2} + 1) \quad (6)$$

$$K_M = 1 + \frac{(1 - R^2)^N \Gamma^2(M + 1)}{\Gamma(N)} \times \sum_{p=0}^M \frac{(-1)^p R_p}{\Gamma(M - p + 1)\Gamma(M + p + 1)} \sum_{k=p}^{\infty} \frac{(R)^{2k-p} \Gamma(N + 1 - \frac{p}{2})\Gamma(N + k - \frac{p}{2})}{\Gamma(k + 1)\Gamma(k + 1 - p)} \quad (7)$$

Расчеты по формуле (7) с ведены в Табл.2

Табл.2 Коэффициент подавления M каскадного режекторного фильтра с фазовой адаптацией по N независимым отсчетам в зависимости от коэффициента корреляции R помехи для гауссовой ее формы корреляционной функции.

N	M	R=0,9	R=0,95	R=0,99
2	1	8,9	11,4	17,4
2	2	14,4	18,8	30,0
2	3	17,5	22,9	35,9
2	4	19,2	24,7	37,4
4	1	10,1	12,6	18,5
4	2	17,5	22,2	35,1
4	3	23,2	30,2	47,6
4	4	27,7	36,7	57,9
8	1	10,5	12,9	18,9
8	2	18,3	23,1	34,8
8	3	24,6	31,5	48,9
8	4	29,8	38,9	59,2
∞	1	10,9	13,3	19,2
∞	2	18,8	23,7	35,4
∞	3	25,5	32,4	49,9
∞	4	31,1	40,1	62,2

Сравнение эффективности режекторных фильтров с адаптацией по модулю и аргументу коэффициента корреляции и с адаптацией только по аргументу коэффициента корреляции говорит о том, что для сильно коррелированной помехи (R>0.95) нецелесообразно вводить оценку модуля коэффициента корреляции, так как флюктуации оценки при малых N приводят к дополнительной декорреляции помехи и ухудшению ее подавления.

Последний вопрос который исследовался состоял в том, насколько простой в реализации алгоритм каскадного адаптивного режекторного фильтра уступает по эффективности оптимальному, в котором весовые коэффициенты рассчитываются путем обращения M-мерной комплексной корреляционной матрицы [4]. Относительная эффективность таких сравниваемых адаптивных фильтров в установившемся режиме (N=∞) рассчитывалась по формуле [5]

$$\frac{K_M}{K_{опт}} = \frac{\sum_{p=0}^M \varepsilon_p (-R)^p R_p \sum_{i=0}^{M-p} C_M^i C_M^{i+p} R^{2i}}{\sum_{p=0}^M \varepsilon_p R_p \sum_{i=0}^{M-p} a(i)_M a(i+p)_M} \quad (8)$$

где a(i) – оптимальные весовые коэффициенты, получаемые из обращения корреляционной матрицы помехи.

Результаты расчетов по формуле (8) в зависимости от M и R сведены в таблицу 3.

Табл. 3 Относительная эффективность в dB реализованного на DSP адаптивного алгоритма по сравнению с оптимальным для гауссовой формы корреляционной функции помехи.

R	M=2	M=3	M=4
0,9	1,61	3,86	6,45
0,99	1,75	3,96	6,51

Из Табл.3 следует, что потери в обработке возрастают с ростом числа каскадов фильтра и практически не меняются от коэффициента корреляции, что говорит о нецелесообразности увеличении числа каскадов адаптивного фильтра на DSP больше 3.

В заключение приведем некоторые сведения о плате STAMP, на которой был реализован цифровой многокаскадный адаптивный режекторный фильтр. Это новейшее средство проектирования встраиваемых систем на базе процессора семейства BlackFin ADSP-BF533. В основу процессоров семейства BlackFin заложена так называемая микросигнальная архитектура (Micro Signal Architecture – MSA), созданная совместными усилиями фирм Analog Devices и Intel. Развитие семейства велось, с одной стороны по пути повышения производительности процессоров, а с другой - по пути снижения стоимости кристалла. Сигнальный процессор ADSP-BF533, используемый в модуле ЦОС STAMP работает на частоте 600 МГц и способен осуществлять 1,2 миллиарда операций умножения – накопления в секунду (1.2GMACS). Модуль ЦОС собран на плате, на которой кроме процессора ADSP-BF533 установлены 128 Мбайт SDRAM, 4 Мбайт FLASH ЗУ, контроллер Ethernet, порт RS-232, разъемы для подключения к интерфейсным узлам сигнального процессора, отладочный порт JTAG. Вместе с платой модуля ЦОС поставляется компакт-диск, содержащий полезную документация в том числе принципиальная схема модуля ЦОС, чертежи разводки платы модуля, а также набор инструментальных программных средств GNU Compiler Collection и исходный код импортируемого ядра uClinux 2.6.x. Благодаря удачному сочетанию высокой производительности, низкой стоимости, удобству подключения плат расширения (АЦП и ЦАП), наличию сетевых средств, возможностям быстрой загрузки и отладки модуль ЦОС STAMP может эффективно использоваться в разрабатываемой аппаратуре как готовый узел, так и как средство проектирования радиотехнических систем.

Таким образом, используя методику статистического моделирования в сопоставлении с аналитическими результатами удалось не только качественно проверить правильность работы запрограммированного на DSP адаптивного режекторного фильтра, который в дальнейшем легко может быть перенесен в конкретный тракт цифровой обработки проектируемой системы, но и количественно оценить эффективность устройства по степени режекции помехи с неизвестными корреляционными свойствами. Но, самое главное, удалось выработать практические рекомендации по реализации адаптивного режекторного фильтра как с точки зрения числа его каскадов, так и по количеству формируемых неизвестных параметров с необходимым для этого числом усредняемых выборок помехи.

Литература

1. Бартенев В.Г., Шлома А.М. О построении адаптивного обнаружителя на фоне помех с неизвестными корреляционными свойствами. М., Радиотехника, 1978, №2, с.3.
2. DSP семейства BlackFin фирмы ANALOG DEVICES на сайте www.autex.ru.
3. Бартенев В.Г. Применение распределения Уишарта для анализа эффективности адаптивных систем СДЦ. Радиотехника и электроника. М., 1981. Т. XXVI, №2, с.356.
4. Reed I.S., Mallet J.D., Brennan L.K. Rapid convergence rate in adaptive arrays. IEEE Trans. 1974.v.AES-10,n.6,p.853.
5. Бартенев В.Г., Пикаев И.К. Анализ эффективности автокомпенсаторов с непосредственным вводом оценок коэффициента корреляции. М., Радиотехника, 1989, №4, с.18.

