

ИЗПОЛЗВАНЕ НА ДЕЛТАМОДУЛАЦИЯТА ПРИ ОБРАБОТКА НА ЕЛЕКТРОЕНЦЕФАЛОГРАФСКИ СИГНАЛИ

(предварителни резултати)

1980 год.

доц.к.т.н.Илиян И.Стамболиев, Петър Ст.Ковачев
кат. ЕТ, ФЕТТ, София-1156

1. ВЪВЕДЕНИЕ

Голямото количество данни и техният анализ поставят пред техниката предизначена да обработва БЕГ сигнали строги изисквания по отношение на бързодействие, необходима памет и комуникация на информацията. Всичко това в още по-голяма степен важи при автоматичния контрол в реално време и многоканалната обработка. Следователно редуцирането на данните до удобен размер ще даде възможност за икономично използване на паметта и комуникационния канал. Най-добро редуциране се постига когато техниката за компресия зависи от свойствата на сигнала. По този начин се цели да се намали до минимум информационният излишек при дискретното представяне на сигнала. Може лесно да се покаже, че ако корелацията между две съседни дискрети е над 0.5, то кодирането на разликата между тяхните стойности (диференциално кодиране) е по-оптимално по отношение на грешката от квантоване при дадена честота на дискретизация (Джайнт, Н.С.1974) в сравнение със стандартното (пулсовокодова модулация ПКМ) кодиране. Тази разликова схема се обхваща от обратна връзка, която допълва разликата до точната стойност в дадения момент.

Техниката за кодиране избрана тук се основава на принципа на адаптивната делта модулация АДМ, която кодира разликата на предсказаната и реалната стойност на сигнала с 1 или 0 в зависимост от това дали тя е положителна или отрицателна. АДМ е много удобна за кодиране на БЕГ сигналите. От една страна при тях експериментално полученият коефициент на корелация между два съседни дискрета при честота на дискретизация F_s равна 150Hz над 0.8, а от друга поради нестационарния характер на сигнала.

Качественото кодиране на сигнала не зависи само от неговото поведение във времето, но така също от избора на

диференциалното и предсказващото (адаптивното) стъпало във схемата с цел минимизиране на корелацията между дискретите. Това се отразява пряко при избора на конкретната схема за предсказване, изглеждащия филтър след декодирането и върху минималната стъпка и честота на квантоване.

В зависимост от метода на компандиране АДМ системи се делят основно на игновени, инерционни и хибридни. Типични примери са CVSD или цифрово контролирана ДМ, SVADM, CFDM и HCFM са дадени от Un, Lee 1980 и Phaduszoor и др. 1980.

Като критерий за оценка на грешката между реалния и реконструирувания сигнал е избрано отношението сигнал-шум (SNR) в dB.

2. АЛГОРИТМИ

Изследванията са насочени към алгоритми със затворена структура (обратна връзка), при които изходният код е резултат, получен чрез вземането на знака от разликата на реалния и предсказания сигнал.

2.1. АДМ с инерционно компандиране (CVSD) - Фиг.1(Б/ и 3/). На входа на тестваните алгоритми се подава честотно ограничен ЕЕГ сигнал в рамките (0.5-70)Hz. Математическите изрази, описващи алгоритъма са:

$$E(n) = S(n) - \bar{S}(n)$$

$$B(n) = \text{sgn}(E(n))$$

$$\bar{S}(n) = b \cdot \bar{S}(n) + |1-b| \cdot D(n-1) \cdot B(n-1)$$

$$D(n) = a \cdot D(n-1) + (1-a) \cdot (V+V1)$$

където $S(n)$ и $\bar{S}(n)$ са съответно n -тият дискрет на реалния и предсказания сигнал, представени в цифров вид чрез ПКМ; $B(n)$ - знака на разликата $E(n)$ между реалния и предсказания сигнал; $D(n)$ е размерът на квантовата стъпка, контролирана от слоговия компандер; $V1$ - осигурява минималния размер на квантовата стъпка (KQ), отговаряща на размера KQ при постоянен входов сигнал; V - напрежение, чиято абсолютна стойност има величина $>$ или $=$ на максималната допустима стойност на входния сигнал, взета по модул; a и b са константи, които тук определяме емпирично. Те съответно имат физически смисъл на параметри, отразяващи степента на зависимост от предишните стойности на

квантовата стъпка за $a=0.82$ и предсказаната стойност за $b=0.91$.

2.2. Подобен на горния е алгоритъмът SVADM - Фиг. 2 (В и Г); за който

$$B(n) = \text{sgn}\{E(n)\}$$

като

$$E(n) = S(n) - \bar{S}(n)$$

$$\bar{S}(n+1) = \bar{S}(n) + D(n+1)$$

$$D(n+1) = |D(n)| \cdot B(n) + D(0) \cdot B(n-1)$$

Тук символите съответствуват на значенията, описани в раздел 2.1, като $V1=D(0)$. За ПКМ с представяне в 8-разрядни двоични числа $V1=40\text{mV}$ [LBS] при 10V максимален динамичен диапазон на $S(n)$.

2.3. АДМ с константен фактор (CFDM) - Фиг. 3 (А и В). CFDM използва мигновено, експоненциално адаптиране размера на КС при कंपандиране. Във всеки дискретен момент размера на КС зависи от един от два определени фактора - умножаващи фактори ($УФ$), P и Q свързани с предшните стойности на $B(n)$ и $B(n-1)$. Ако $B(n)=B(n-1)$, размера на КС се умножава с фактора P или с Q при условие, че $B(n)=B(n-1)$.

Константите P и Q определят ефективната работа на системата. За да реагира на резките изменения на входа е необходимо $P>1$, докато за преобразуването на константен входен сигнал е необходимо $Q<1$. Тук от съображение за устойчивост на системата трябва $P \cdot Q < 1$. Когато на входа на системата са подадени БЕГ сигнали, оптималните стойности за P и Q (т.е. SNR е максимизирано) са 1.51 и 0.66 респективно, които са резултат получен от компютърното симулиране.

2.4. АДМ с хибридно कंपандиране - HCDM Фиг. 1 (Д и Е). Тази система комбинира в себе си концепциите на мигновенната и инерционната системи. Величината на КС при нея зависи от обвиващата на декодирания сигнал. Тя се определя като в CVSD и зависи от логическите правила (ЛП) дадени в таблица 1. Знака на изходните битове се определя от равенството

$$B(n) = \text{sgn}\{S(n) - \bar{S}(n)\},$$

където

$$\bar{S}(n) = \bar{S}(n-1) + B(n) \cdot D(n)$$

$$D(n) = G(n) \cdot D(n-1)$$

$$G(n) = H(n) \cdot H(n-1)$$

$$H(n) = f(B(n), B(n-1), B(n-2)).$$

Като $G(n)$ е n -тият УФ определен от ЛП дадени в таблица 1.

4. РЕЗУЛТАТИ

В таблица 2 и 3 са дадени резултатите получени след компютърното симулиране на системите и оптимизиране на параметрите им за получаване на максимално SNR. Както се вижда, то зависи не само от честотата на квантоване и параметрите на системите, но и от техните свойства и използвания след-декодиранието нискочестотен филтър (НЧФ).

Очевидно, за БЕГ сигнали по-добри резултати дават хибридната и мигновена компандираща систем. При тях се забелязва запазването на добра устойчивост на SNR в целия динамичен диапазон на сигнала.

НЧФ използвани тук са прозоречни функции (Parks и Burrus 1987) с линейна фазова характеристика и реални коефициенти - Heming от 3-ти ред, Kaiser и FOSpline от 21 ред. От анализа на тези резултати може да се направи извода, че за АДМ системи по-добри резултати дават не филтри с минимална енергия в лентата на непропускане, а с оптимизирани параметри, подбрани за всяка отделна система.

Понататъчните ни усилия са насочени към конструирането на АДМ система съгласувана с БЕГ сигналите и определянето на оптимален НЧФ за получаване на максимален SNR при честота на дискретизация приблизително равна на $F_s/2$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Un, C. K., Lee, H. S., 1980, IEEE trans. on Com., NO. 1, pp. 96-101, A Study of Comparative Performance of ADM Systems.
2. Dhadesugoor, V. R., Ziegler, C. H., Schilling, D. L., 1980, IEEE trans. on Com., NO. 1, pp. 33-51, Delta Modulators in Packet Voice Networks.
3. Джайант, X., 1974, ТМИЭР, N 5, стр. 83-107, Цифровое кодирование речевых сигналов. Квантизатори для ИКМ, ДИКМ и ДМ.
4. Parks, T.W., Burrus, C. S., John Wiley & Sons Inc., 1987, Digital Filter Design.

ТАБЛИЦА 1 ЛОГИЧЕСКИ ПРАВИЛА

$B(n)$	$B(n-1)$	$B(n-2)$	УМНОЖАВАЩ ФАКТОР
+	+	+	1.2
-	-	-	1.2
-	-	+	1
+	+	-	1
-	+	+	0.83
+	-	-	0.83
-	+	-	0.83
+	-	+	0.83

ТАБЛИЦА 2 БЕТА РИТЪМ НА НОРМАЛНО БЕГ

SNRmax[dB]	CFDM	HCDM	SVADM	CVSD
Heming	8.534	12.615	9.461	8.369
Kaiser	6.625	10.244	8.297	7.083
FOSpline	6.631	10.24	8.283	7.084

ТАБЛИЦА 3 БЕГ СЪС СПЯКОВА АКТИВНОСТ

SNRmax[dB]	CFDM	HCDM	SVADM	CVSD
Heming	8.134	10.905	2.694	0.106
Kaiser	7.379	9.943	3.618	0.202
FOSpline	7.38	9.944	3.619	0.202

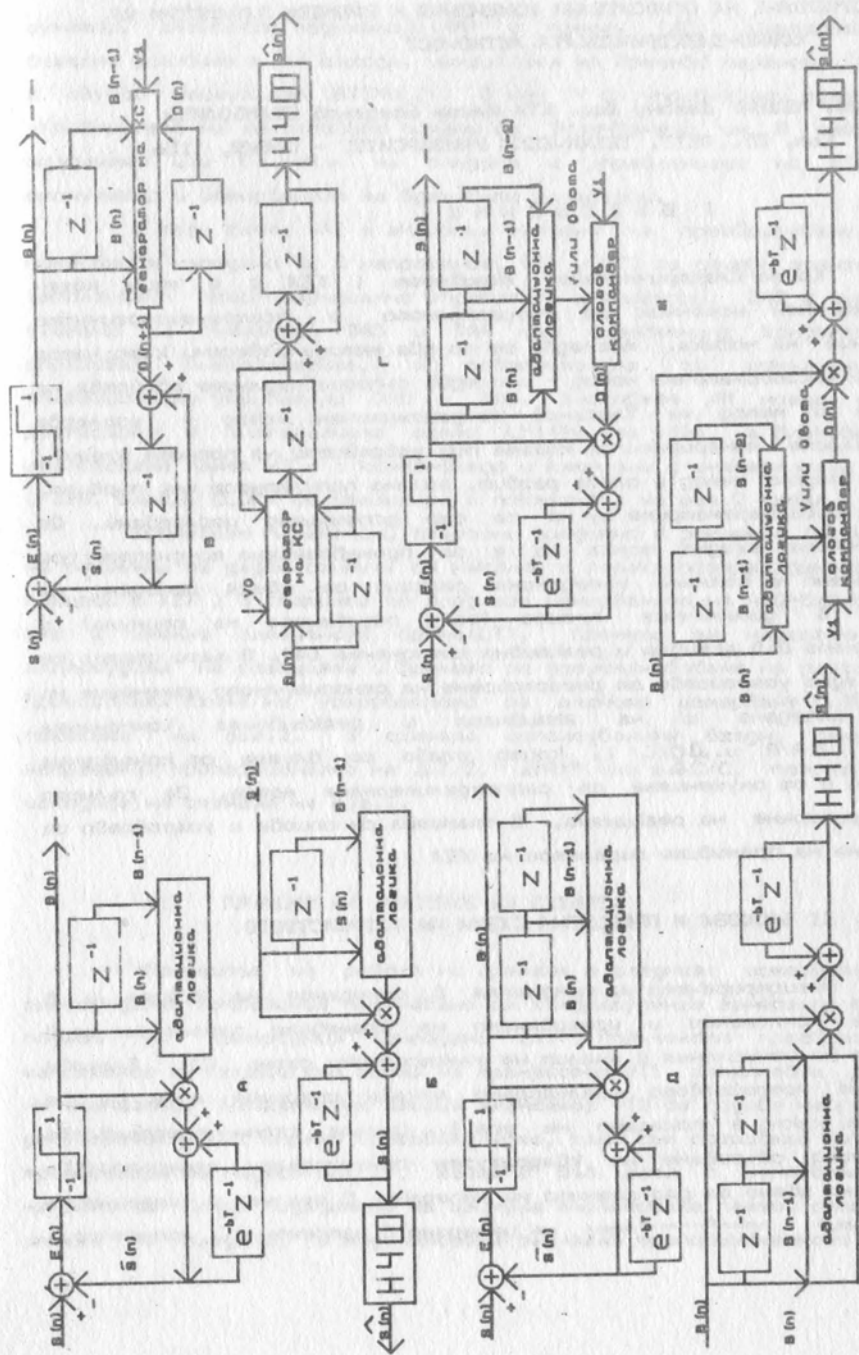


РИС. 1. А) АДП с обратной связью; Б) СВФДП с обратной связью; В) СВФДП с обратной связью; Г) СВФДП с обратной связью; Д) СВФДП с обратной связью; Е) СВФДП с обратной связью; Ж) СВФДП с обратной связью.