УДК 681.335.2

В.П.Марценюк, А.Д.Азаров, О.В.Коваль

МЕТОД СНИЖЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ АЦП

В технике аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразований (АЦП и ЦАП) наиболее широкое распространение получил классический двоичный позиционный код. Однако для достижения высокой точности и быстродействия АЦП в некоторых случаях целесообразно использовать еще и симметричные коды [1], представляемые выражением вида

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} a_i \alpha^i,$$

где $a \in (+1;0;-1)$; α - основание степенного ряда, характеризующего определенный код (для избыточных кодов $\alpha < 2$, при $\alpha = 1,618$ - коды Фибоначчи и "золотой" пропорции).

Представление чисел в симметричном коде позволяет избежать некоторых трудностей, возникающих при реализации биполярных АЦП, таких как дополнительное смещение нуля, неоднозначность определения нулевой точки в прямом и обратном кодах и т.д. Кроме того, важным преимуществом применения симметричных избыточных кодов в технике АЦП является возможность определения и коррекции статических погрешностей, а также способность к автокомпенсации динамических погрешностей первого и второго рода. Это дает возможность обеспечивать снижение основной погрешности преобразования и увеличение быстродействия. Положительного эффекта, проявляющегося посредством снижения времени преобразования ($T_{пр}$), при построении АЦП в симметричных избыточных кодах Фибоначчи можно достичь путем использования алгоритма "только включение". Данный алгоритм заключается в последовательном уравновешивании входной величины A_x суммой положительных и отрицательных эталонных весов ЦАП. Известно[2], что если в процессе АЦП с использованием избыточных кодов от того или иного воздействия (помех, переходных процессов и т.д.) будет получен ложный результат уравновешивания, то тем не менее, в определенных случаях, выходной код окажется правильным.

Покажем возможность автокомпенсации ошибок сравнения при использовании алгоритма "только включение". Для этого введем условия:

1) постоянная времени установления переходных процессов τ_y в цепи уравновешивания определяется постоянной времени схемы сравнения $\tau_y = \tau_{сс}$ (при $\tau_{сс} \gg \tau_{пкт}$), где $\tau_{сс}$ - время установления схемы сравнения; $\tau_{пкт}$ - время установления преобразователя "Код-Ток" (ПКТ);

2) закон установления переходных процессов носит экспоненциальный характер;

3) максимальная погрешность δ_{g1} определяется переходными процессами на первом такте преобразования длительностью t_{max};

4) длительность тактов при уравновешивании является величиной постоянной и равной длительности первого такта t_{max}.

На рис.1 приведена диаграмма установления переходных процессов для цепи уравновешивания пятиразрядного АЦП, веса которого представлены в симметричном коде Фибоначчи. Из диаграммы следует, что при включении старшего разряда ПКТ в точку уравновешивания в начальный момент времени происходит перепад тока ΔI на величину, определяемую из выражения

$$\Delta I = \sum_{i=1}^{l} I_{пкт} - \Delta I_к ,$$

где l - номер текущего разряда (в данном случае $l = 1$); $i = 1$ - номер первого включаемого разряда (старшего); $\Delta I_к = I_x - I_к$ - изменение тока компенсации за предыдущие такты; I_x - входной ток; $I_к$ - ток компенсации. В классическом токовом АЦП поразрядного уравновешивания происшедший перепад должен быть компенсирован током $I_к$, поступающим из цепи обратной связи нуль-органа с погрешностью менее $\frac{1}{\alpha^l}$ младшего разряда за время полного установления, которое принимается равным t_{max}. На отрезках времени, меньших t_{max}, из-за наличия переходного процесса полной компенсации не произойдет, что может вызвать ошибки сравнения.

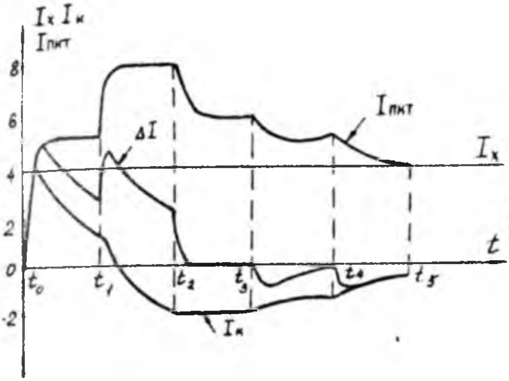

Рис.1.Диаграмма установления переходных процессов

В рассматриваемом случае ошибка произошла в момент времени t_1 и компаратор выработал команду о ложном включении разряда ПКТ. В дальнейшем правильные ответы компаратора приведут к правильному уравновешиванию входного сигнала. При анализе диаграммы видно, что при ошибочном включении разряда с номером $(l-1)$ разряды с номерами $(l-2)$ и $(l-3)$ будут только компенсировать $(l-1)$ разряд. Следовательно, можно утверждать, что оставшаяся весовая избыточность ПКТ в предельном случае будет потрачена на компенсацию ошибки первого такта, величина которой определяется как

$$\sum_{i=1}^{l-4} \alpha^i \approx \alpha^{(l-2)}.$$

Это дает основание сделать вывод, что допустимая относительная ошибка сравнения (динамическая погрешность первого рода) на каждом такте не может превышать значения $\delta_{gI_{max}} \le \frac{\alpha^{(l-3)}}{\alpha^l} \approx 0,236$ от величины перепада сигнала на этом же такте (соответствует 23,6 %).

Исходя из допущения, что закон изменения переходного процесса имеет экспоненциальный характер, найдем время, необходимое для установления $I_к$ с погрешностью $\delta_{gI_{max}}$. Из соотношения

$$\delta_{gI_{max}} = 0,236 \geqslant \frac{1}{e^{(t_{max2}/\tau_u)}},$$

где t_{max2} - время, выделенное на такт уравновешивания в АЦП избыточного кодирования, получим

$$\frac{t_{max2}}{\tau_u} = \ln 0,236 \approx 1,44.$$

В то же время при использовании эквивалентного по диапазону представления неизбыточного двоичного набора n_g и при условии

$$\delta_{yI_{max}} \geq \frac{1}{\alpha^{(n+2)}} \geq \frac{1}{e^{t_{max2}/\tau_и}}$$

получим

$$\frac{t_{max}}{\tau_{cc}} = 0,69\,(n_g + 2)\,.$$

На основании вышеприведенных выражений найдем коэффициент снижения времени, выделяемого на такт уравновешивания АЦП на основе симметричных кодов Фибоначчи по сравнению с двоичными :

$$X = \frac{t_{max1}}{t_{max2}} \frac{\tau_{cc}}{\tau_{cc}} = \frac{t_{max1}}{t_{max2}} = 0,48\,(n_g + 2).$$

Например, при $n = 16$ $X = 8,64$ раза. При этом коэффициент выигрыша по времени преобразования по сравнению с двоичным АЦП составит

$$G = \frac{T_{пр2}}{T_{пр1}} = \frac{0,69(n_g+2)n_g}{1,44 \cdot n_g\,K_и} = \frac{0,48(n_g+2)}{K_и} = \frac{0,48\,(16+2)}{1,43} \approx 6\,.$$

Динамическая погрешность второго рода δ_{gII} определяется приведенной к пределу измерения разностью между входным сигналом A_x и сигналом компенсации $A_{эт}$ в момент окончания цикла преобразования. Известно [2], что погрешность δ_{gII} неизбыточного кодирования не должна превышать значения $\delta_{gII_{max}} \leq \frac{1}{\alpha^{n+2}}$. В случае же алгоритма преобразования с использованием избыточных кодов можно сказать , что величина изменения входного сигнала A_x за время $T_{пр}$ в процессе уравновешивания будет скомпенсирована, если изменение сигнала на каждом такте не превысит значения $\frac{1}{2}$ младшего разряда. Считая скорость изменения V_x сигнала A_x величиной постоянной, можно утверждать, что максимальная величина его изменения за время $T_{пр}$ составит значение ΔA_x (см.рис.2), определяемое как $\Delta A_x = A_{x1} - A_{x2} \leq \frac{n\,q}{\alpha^2}$,

где A_{x1} - входная величина в момент начала кодирования; A_{x2} - входная величина в момент окончания кодирования.Например, из рис.2 следует, что

$$A_{x2} = \sum_{i=1}^{n} A_{эт} =$$

$$= 8 + 5 - 3 + 2 - 1 + 1 = 12.$$

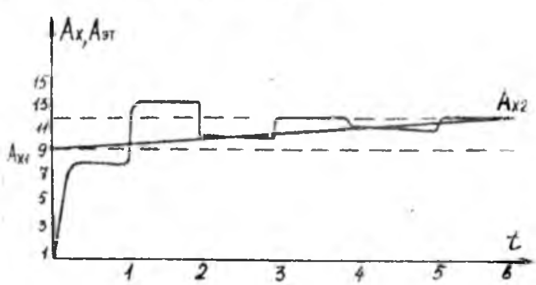

Рис.2.График уравновешивания при изменении входного сигнала

Коэффициент L использования избыточности кода на автокомпенсацию $\delta_{g\,II}$ составит

$$L = \frac{\Delta A_x}{A_{x\,max}\,\alpha^{-1}} = \frac{n_g\; q\; 100\%}{\alpha^{2}\;\alpha^{n-1}\; q} = \frac{n_g\; K_u}{\alpha^{n+1}}\,.$$

При этом $\delta_{g\,II}$, а следовательно и апертурное время, может быть снижено по сравнению с классическим двоичным поразрядным уравновешиванием в θ раз, где

$$\theta = \frac{\Delta A_x}{q/\alpha^{2}}\;K_u = \frac{n_g\; q\;\alpha^{2}\,K_u}{\alpha^{2}\; q} = n_g\;K_u\,.$$

Например, при n_g = 16 L = 0,02 % и θ = 23. Общий коэффициент снижения $\delta_{g\,\overline{II}}$ достигает уровня M , определяемого как $M = \theta\,G = 23\cdot 6 = 138$.

Литература

1. Лаврентьев В.М.,Клочан П.С. Аналого-цифровые преобразователи двухстороннего уравновешивания. - Киев: Общество "Знание", 1982. - 22 с.

2. Стахов А.П. Введение в алгоритмическую теорию измерения. - М.: Сов.радио, 1977. - 288 с.