

УДК 621.396

К ВОПРОСУ ПРОГРАММНОГО ЦЕЛОЧИСЛЕННОГО ИНТЕГРИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ АЦП

*Местергази В.А., с.н.с. отдела систем автоматического управления ФГУП ВЭИ им. В. И. Ленина,
e-mail: mesterhazy46@mail.ru, mst@vei.ru*

Ключевые слова: АЦП, интегратор, дискретизация, преобразование, масштабирование.

Введение: основные аспекты вопроса

Основные аспекты программного целочисленного интегрирования сигналов АЦП состоят в следующем:

- известно, что минимальной величиной представления аналоговых сигналов в процессоре после их оцифровки является единица АЦП (это предел чувствительности системы к минимальному изменению входного сигнала);

- предполагается, что для повышения быстродействия систем управления реального времени на базе микропроцессоров средней производительности при обработке сигналов используется целочисленный математический аппарат на основе простых ассемблерных операций сложения, умножения и сдвига в качестве операций деления, т.е. без применения сопроцессора и операций с плавающей запятой;

- реализация математических формул обработки сигналов с дробными коэффициентами при этом должна решаться специальными методами с учетом требуемой чувствительности систем и их алгоритмов к минимальным отклонениям входных сигналов.

В данной статье рассматриваются методы интегрирования сигналов, исходя из указанных аспектов, и влияние качества входных сигналов как на результат интегрирования, так и конечное поведение системы в целом.

Оценка качества цифровых сигналов при интегрировании

При переходе от аналогового интегрирования к цифровому возникает ряд проблем, связанных с представлением сигналов на выходе АЦП в зоне малого сигнала.

В первую очередь на значение интеграла влияет смещение на выходе АЦП, вызванное температурным дрейфом компонентов АЦП, что, в конечном счете, может привести к выходу интегратора на ограничение. Вторым фактором является наличие в полезном сигнале шума на входе АЦП и собственно в схеме АЦП, конечная частота дискретизации и случайная корреляция точек дискретизации с кривой сигнала шума. Чем меньше частота дискретизации, тем вероятнее неравномерное считывание положительных и отрицательных точек в сигнале шума, в результате чего на выходе АЦП появляется паразитный сигнал смещения. Этот сигнал

Рассматриваются проблемы интегрирования цифровых сигналов в быстродействующих микропроцессорных системах управления реального времени. Приводятся алгоритмы и программная реализация на языке ассемблера. Даются примеры реализации различных методов интегрирования в микропроцессорных комплексах, успешно эксплуатируемых на энергетических объектах нашей страны.

может давать при непрерывном интегрировании или однополярное приращение вплоть до превышения разрядности представления интеграла или раскачивать интегратор с низкой частотой вслед за изменением полярности указанного смещения, тем самым, вводя значительное возмущение в интегрирование полезного сигнала.

На рис. 1 показан цифровой сигнал на выходе АЦП при нулевом полезном сигнале на входе, в котором присутствует аппаратное смещение и неравномерность считывания положительных и отрицательных значений сигнала шума.

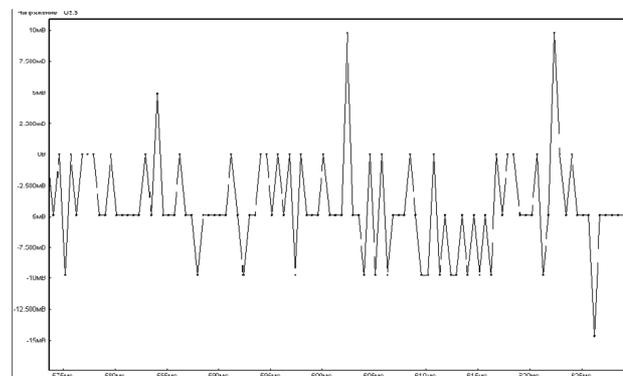


Рис. 1. Дискретное представление на выходе АЦП входного нулевого сигнала

Способы получения «правильного» результата интегрирования

Для устранения влияния качества сигнала на результат интегрирования применяются различные методы отстройки от паразитных сигналов - это применение фильтров, или методы статистической обработки сигналов (если позволяет быстродействие системы), или методы специального интегрирования. Все зависит от конкретной задачи, где требуется интегрирование цифрового сигнала.

Рассмотрим некоторые из этих задач, которые иллюстрируют разный подход к задаче интегрирования:

А) Использование интегрального звена в системах



фазо-импульсного управления и регулирования для реализации пропорционально - интегрального или чисто интегрального закона регулирования;

Б) Использование интегрального звена в измерительных системах.

В первом случае основной целью является достижение устойчивого процесса регулирования, во втором случае, как правило, ставится задача восстановления исходного измеряемого сигнала, если первичный датчик формирует сигнал производной от исходного сигнала (например: катушка Роговского, используемая в качестве датчика тока).

В цифровых системах фазо-импульсного управления тиристорными преобразовательными блоками, в частности мощными выпрямительно-инверторными блоками для передачи энергии по постоянному току, применяется пропорционально-интегральный закон регулирования постоянного тока.

Здесь функцию чувствительного элемента выполняет пропорциональное звено, а в задачу интегратора входит инерционное формирование астатической составляющей сигнала фазо-импульсного управления на стороне выпрямителя, пропорционального углу зажигания вентилей выпрямителя (угол α), который совместно с углом опережения β на стороне инвертора и задает устойчивый режим работы преобразовательного блока.

Эта задача допускает «грубое» интегрирование, когда интегратор реагирует на относительно большие приращения возмущающих факторов. В этом случае возможно применение метода масштабирования с переходом к целочисленному интегрированию, т.е. без операций деления и умножения с плавающей запятой, что позволяет реализовать систему цифрового управления реального времени на процессорах среднего быстройдействия. С другой стороны, масштабирование снижает чувствительность системы регулирования к малым отклонениям, включающим описанные выше паразитные смещения и флуктуации, что в данном случае является положительным фактором.

В цифровых системах регулирования может быть поставлена задача прецизионного интегрирования, т.е. когда интегратор должен реагировать на минимальное изменение входного сигнала, вплоть до единицы АЦП. Это характерно для регуляторов с применением интегрального закона регулирования, как например, в системах управления статическим тиристорным компенсатором реактивной мощности (СТК), где требуется полная компенсация реактивной составляющей тока. Здесь задача интегрирования значительно сложнее и требует специальных методов интегрирования.

От интегральных звеньев, применяемых в измерительных системах энергетики, например, для преобразования сигналов от катушки Роговского, требуется достаточно точное воспроизведение первообразной от исходного дифференциального сигнала. Здесь для отстройки от паразитных сигналов смещения или низкочастотных флуктуаций на выходе АЦП, вызывающих насыщение или раскачку интегратора, можно применять алгоритм не чистого интегрирования, а алгоритм инерционного звена с частотой излома ЛАЧХ порядка

0.5...1 Гц и с частотой среза, равной промышленной частоте сети. В этом случае исключается накопление постоянной составляющей или усиление низкочастотных флуктуаций. Такая реализация полностью соответствует аппаратной реализации интегратора по классической схеме на операционных усилителях. Другим методом может быть применение двух последовательных звеньев: фильтра ФВЧ и чистого интегратора.

В обоих случаях на рабочей частоте интегратора, равной промышленной частоте сети, фазовая погрешность интегратора будет определяться отклонением ФАЧХ инерционного звена или звена ФВЧ от идеальной характеристики интегратора, т.е. в рабочей точке теоретически нельзя получить идеальную ФАЧХ интегратора, равную -90 град.

В данной статье эта проблема решается путем нестандартного использования алгоритма интегрирования «в окне», который автоматически исключает накопление аппаратного смещения на выходе АЦП и обеспечивает абсолютную точность фазовой характеристики.

Рассмотрим более подробно примеры различных методов интегрирования дискретных сигналов на основе аппарата программного целочисленного вычисления.

Интегрирование с применением масштабирования

В общем виде цифровое интегрирование производится в соответствии с выражением:

$$Y_n = Y_{n-1} + K * \frac{dt}{T} * X_n \quad (1)$$

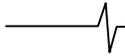
где: K – коэффициент преобразования; dt – дискрета считывания и интегрирования входного сигнала; T – постоянная времени интегрирования; X_n – дискретное значение входного сигнала на такте n ; Y_{n-1} , Y_n – значения интеграла на предыдущем и данном такте считывания и интегрирования входного сигнала.

Указанные параметры интегрирования обычно в технических требованиях заменяют общим параметром, который называют коэффициентом преобразования, масштабирования или интегрирования. Тогда выражение (1) принимает вид:

$$Y_n = Y_{n-1} + Mu * X_n \quad (2)$$

Рассмотрим реализацию данного интеграла на примере регулятора тока мощного преобразовательного блока выпрямительно-инверторной подстанции передачи постоянного тока Россия-Финляндия [1]. Этот регулятор реализован в комплексе управления, регулирования и защит мощным преобразовательным блоком типа КУРБМ (разработчик комплекса - ведущий специалист отдела систем автоматического управления ФГУП ВЭИ Александр Константинович Мазуренко, технические требования к регулированию блоком разработаны и представлены для реализации ОАО НИИПТ).

В соответствии с техническим заданием регулятор тока блока (РТБ) должен управлять фазой включения вентилей выпрямителя для поддержания среднего значения выпрямленного тока в статическом режиме с заданной точностью. Для этой цели в регуляторе используется пропорционально-интегральный закон регулирования. Пропорциональный канал обрабатывает динамические отклонения тока от расчетной уставки, а инте-



гральный канал служит для формирования астатической составляющей выходного воздействия на углы зажигания вентилей выпрямителя. Расчет угла управления (угол α) производится в соответствии с выражением:

$$ALFA_{\text{Арт}}[n] = ALFA_{\text{Апр}}[n] + ALFA_{\text{Аи}}[n], \quad (3)$$

где $ALFA_{\text{Апр}}[n]$, $ALFA_{\text{Аи}}[n]$ - пропорциональная и интегральная составляющие выходного сигнала РТБ.

Здесь нас интересует реализация интегральной составляющей управляющего воздействия РТБ, которая согласно ТЗ должна вычисляться в соответствии с выражением:

$$ALFA_{\text{Аи}}[n] = ALFA_{\text{Аи}}[n-1] + MI(t_3) \cdot (I_{\text{бл}}[n] - I_{\text{уст.исп.}}[n])$$

$$MI(t_3) = 1 \dots 5 \text{град./А} \cdot \text{с} \quad (4)$$

где: $I_{\text{бл}}[n]$ - текущее значение тока блока; $I_{\text{уст.исп.}}[n]$ - текущее значение исполнительной установки тока блока.

$MI(t_3)$ - коэффициент преобразования управляющего воздействия в единицы представления угла зажигания.

При цифровом представлении сигналов тока и углов управления необходимо задать масштабы цифрового представления. В комплексе КУРБм для углов управления принят масштаб $M(\alpha) = 555 \text{ един./град.}$, масштаб для тока блока $I_{\text{бл}} - M(I_{\text{бл}}) = 1,65 \text{ един./А}$.

При выборе $M(I_{\text{бл}})$ учитывался разрешенный диапазон АЦП, равный в данном случае диапазону 0 - 1FFFh (или в десятичных единицах 0 - 8191един.) и требуемое максимальное значение тока. Отсюда видно, что максимальное значение тока до насыщения АЦП составляет около 5000А.

Эти данные приводятся здесь с целью расчета конкретных значений коэффициента интегрирования, исходя из заданного коэффициента преобразования $MI(t_3)$, и для последующей оценки чувствительности интегрального канала к воздействию малых отклонений тока.

Переходим к программной реализации интегрального канала.

В начале нужно получить программное значение коэффициента преобразования (назовем его MI), используя заданные в ТЗ значения MI , принятые масштабы и величину дискретизации $dt = 0.000333 \text{ с}$ (6 эл.град. частоты сети 50 Гц). При этом нашей задачей является получение целочисленного значения. Выражение для вычисления программного коэффициента MI можно представить в следующем виде:

$$MI = \Pi \{ MI(t_3) \times K_{\text{масш}} \} \quad (5)$$

где: $\Pi \{ \}$ - операция получения целочисленного значения, $MI(t_3) = 1 \dots 5 \text{ град./А} \cdot \text{с}$, $K_{\text{масш}}$ - коэффициент масштабирования, равный $K_{\text{масш}} = dt \cdot M(\alpha) / M(I_{\text{бл}}) = 0.000333 \cdot 555 / 1.65 = 0.112 [с \cdot А / \text{град.}]$.

После подстановки указанных значений в (5) получаем:

$$MI = \Pi \{ 1 \dots 5 [\text{град./А} \cdot \text{с}] \times 0.112 [\text{с} \cdot А / \text{град.}] \} = \Pi \{ 0.112 \dots 0.56 \} \quad (6)$$

Для того, чтобы перейти к целочисленному представлению коэффициента осталось выполнить операцию $\Pi \{ \}$. Если умножить диапазон значений MI на 2^8 , то получим - $MIC = MI * 2^8 = 28.7 \dots 143.3$. Если эти значения округлить (28...143), то можно перейти к целочисленным операциям. Естественно, что округленные значения будут соответствовать исходным в пропорции 1/28.7, т.е. значение $MIC = 28$ соответствует исходному значению $MI(t_3) = 0.976 \text{ град./А} \cdot \text{с}$. Соответственно, значение $MIC = 143$ соответствует значению $MI(t_3) = 4.98 \text{ град./А} \cdot \text{с}$.

Вернемся к исходному выражению (4) интегральной составляющей угла $ALFA$ и переведем его на язык ячеек и ассемблерных операций с целыми числами. Сначала зададим коэффициент и определим рабочие ячейки:

```
;коэффициент интегрального канала
;РТБ (одно из значений ряда 28...143)
MIC EQU 28
GLOBAL Alin:DWORD
GLOBAL Delta:WORD
;интегральная составляющая угла alpha.
Alin    dd    0h
;текущее отклонение тока блока от уставки
Delta   dw    0h
```

Исходя из этого, выражение (4) трансформируется в расчетную формулу путем следующих преобразований:

$$ALFA_{\text{Аи}}[n] = ALFA_{\text{Аи}}[n-1] + MI(t_3) \times (I_{\text{бл}}[n] - I_{\text{уст.исп.}}[n])$$

$$ALIN(n) = ALIN(n-1) + MI \cdot DELTA(n). \quad (7)$$

Теперь умножаем все члены этого уравнения на 2^8 , что соответствует операции сдвига содержимого ячейки на 8 разрядов влево:

$$ALIN \cdot 2^8 = ALIN \cdot 2^8 + MI \cdot 28 \cdot DELTA \quad (8)$$

Нетрудно заметить, что $MI * 2^8 = MIC$, тогда, учитывая, что конечное значение интегральной составляющей, нужно уменьшить в 2^8 раз, получим окончательный алгоритм расчета интегральной составляющей угла:

$$ALIN * 28 = ALIN * 2^8 + MIC * DELTA$$

$$ALIN = (ALIN * 28) / 28 \quad (9)$$

Из алгоритма следует, что накопление интегральной суммы производится в формате $ALIN \cdot 2^8$. А для получения выходного значения необходимо результат в ячейке $ALIN$ уменьшить в 256 раз, т.е. сдвинуть на 8 бит вправо. В операторах ассемблера расчет интегральной составляющей выглядит следующим образом:

Расчет интегрального канала

```
; загрузка ALIN(n-1) в регистр ebx
mov     ebx, alin
; загрузка DELTA(n) в регистр eax
mov     ax, delta
; (DELTA исходно рассчитывается в
; формате слова - это операция перевода в
; формат двойного слова)
cwde

; MIC*DELTA
imul   eax, MIC
; ALIN(n-1) + MIC*DELTA --> ebx
add    ebx, eax
; спасение интегральной составляющей
; в формате ALIN*2^8.
mov    alin, ebx
```

Как видно из этого фрагмента, хранение и расчет интегральной составляющей производится в формате $ALIN \cdot 2^8$. Когда требуется получение реального угла, выполняется операция:

```
movzx  eax, alin
shr    eax, 8.
```

В то же время при сравнении интегральной составляющей с ограничениями критерии ограничения можно задавать в формате $(*2^8)$, тем самым исключая лишние операции преобразования.

Этот метод интегрирования предложен разработчиком комплекса КУРБм А. К. Мазуренко и назван им интегрированием с масштабированием коэффициентов интегрирования.

Данный метод можно отнести к «грубому» интегрированию, поскольку сам принцип масштабирования делает его нечувствительным к малым входным воздействиям. Покажем это на простом примере:

Допустим, исходно $ALIN \cdot 2^8(n-1) = 256000$, приращение $DELTA(n) = +2$ ед. АЦП, коэффициент $MIC = 28$. Исходный реальный угол равен, соответственно, $ALIN(n-1) = 256000 / 256 = 1000$. Новое значение угла равно – $ALIN(n) = (256000 + 28 \cdot 2) / 256 = 1001$, т.е. интеграл с масштабированием не чувствителен к малым приращениям входного сигнала.

Здесь, однако, надо заметить, что в 12-ти фазном преобразовательном выпрямительном блоке, состоящем из 2-х последовательно включенных 6-ти фазных выпрямителей, смена вектора импульсов в статическом режиме производится через каждые 30 эл. град. Так как дискрета работы комплекса составляет 6 эл. град., а накопление интеграла на каждом такте производится в формате $ALIN \cdot 2^8$, то преобразование интеграла для выдачи реального угла в статике выполняется только на пятом такте. Тогда при условии, что на пяти тактах входное воздействие не изменилось, в момент преоб-

разования приращение интеграла составит $28 \cdot 2 \cdot 5 = 280$, и новое значение угла будет равно:

$$ALIN(n) = (256000 + 28 \cdot 2 \cdot 5) / 256 = 1001.$$

Выходное значение интегральной составляющей изменилось всего лишь на 1 единицу цифрового представления угла ($M(\alpha) = 555$ ед. / град.). Однако в данном регуляторе нечувствительность интегрального канала к малым воздействиям является положительным фактором, поскольку по принципу работы выпрямительно-инверторного блока интегральные каналы выпрямителя и инвертора за счет своей инерционности стабилизируют работу блока в заданной рабочей точке выпрямительно-инверторной характеристики блока. На рис. 2 показана (в качестве иллюстрации устойчивого процесса регулирования выпрямительно-инверторного преобразовательного блока в переходных режимах) осциллограмма сигналов интегрального и пропорционального каналов регулятора РТБ при включении блока в работу.

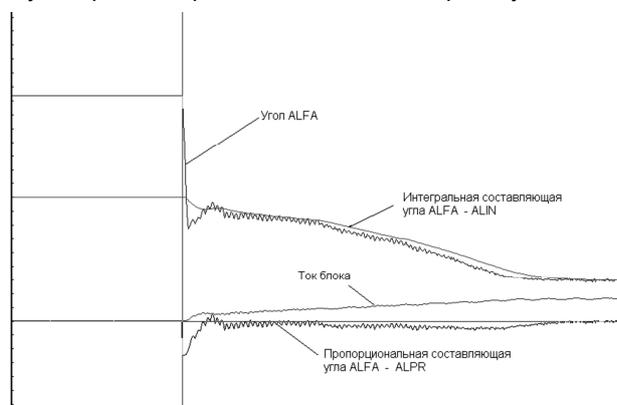
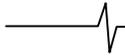


Рис. 2. Работа интегрального и пропорционального каналов регулятора тока блока РТБ при включении блока в работу

Метод двойного интегрирования

Совсем другие требования предъявляются к интегратору в статическом компенсаторе реактивной мощности (СТК).

Как известно, СТК предназначен для компенсации индуктивной нагрузки. Для грубой компенсации индуктивной нагрузки в СТК устанавливают секционно управляемые конденсаторные батареи, а для точного отслеживания колебаний реактивной мощности со скоростью до долей периода используется фазоуправляемая тиристорно-реакторная группа (ТРГ). Спонтанные колебания реактивной мощности на фоне плавно меняющейся статической составляющей реактивной мощности, характерные, например, для электроплавильных печей металлургических заводов, компенсируются СТК путем изменения фазы включения тириستоров ТРГ, тем самым, сводя к нулю суммарную реактивную мощность индуктивной нагрузки, конденсаторной батареи и реакторов ТРГ. В качестве органа регулирования и управления здесь идеально подходит простой астатический регулятор, интегрирующий с заданной постоянной времени реактивную составляющую тока нагрузки и использующий в замкнутом контуре результат интегрирования в качестве угла управления тиристорами. Любое отклонение реактивной составляющей тока вызывает изменение



фазы угла управления в сторону компенсации этого отклонения.

Опыт разработки цифровой системы регулирования и управления СТК на базе простых процессоров (без сопроцессоров) показал необходимость специальных методов реализации прецизионного целочисленного интегратора с дробным коэффициентом интегрирования, способного реагировать на единичные изменения сигнала реактивной составляющей тока нагрузки. Не чувствительность интегратора к малым отклонениям приводила к низкочастотной раскачке СТК. С другой стороны это же явление было связано с неравномерностью считывания и накопления паразитных сигналов шума из-за достаточно большого интервала между точками съема сигналов.

Для повышения чувствительности целочисленного интегратора с дробными коэффициентами интегрирования автором статьи был предложен и разработан метод двойного интегрирования, а для отстройки от сигналов шума специальный алгоритм интегрирования. Метод двойного интегрирования принципиально отличается от интегрирования с масштабированием именно за счет наличия 2-х интеграторов. Рассмотрим исходную формулу интегрирования (2):

$$Y_n = Y_{n-1} + Mu \cdot X_n, \text{ где } Mu < 1. \quad (10)$$

Предположим для наглядности $Mu=0.1$. Очевидно, что целочисленный интеграл Y_n изменит свое значение только при $X_n \geq \pm 10$. При интегрировании с масштабированием уход от дробных коэффициентов, как было показано выше, осуществляется путем масштабирования всего выражения и введения за счет этого целочисленного коэффициента интегрирования. Однако при этом теряется чувствительность. При двойном интегрировании операция масштабирования остается, но она реализуется неявно в момент насыщения первого интегратора и передачи масштабированной единицы от 1-го интегратора второму. Выражение для двойного интегрирования можно представить в следующем виде:

$$|Y1_n(i) = Y1_n(i-1) + X(i)| \leq 1 / Mu \quad (11)$$

$$Y2_n = Y2_{n-1} + Mu \cdot [Y1_n(i) \geq \pm 1 / Mu],$$

$$Y1_n(i) = 0,$$

Исходное уравнение интегрирования (10) разделяется на уравнения первого и второго интегралов. Первый интеграл накапливает малые приращения $X(i)$, допустим $X(i) = +1$ един. АЦП. Насыщение первого интегратора на уровне $\pm 1/Mu$ служит фактором изменения на единицу второго интегратора и сброса первого. Из уравнений (11) следует, что единицы входного параметра $X(i)$ накапливаются на тактах i только до значения $\pm 1/Mu$. При достижении указанного значения интеграл $Y2_n$ изменяется на одну единицу, а интеграл $Y1_n(i)$ сбрасывается в исходное значение 0. Временная диаграмма работы двойного интегратора при единичном воздействии на входе представлена на рис. 3.

Процесс интегрирования первого интегратора можно сделать «интеллектуальным», т.е. программа выполняет не просто операцию накопления входного сигнала, а,

кроме того, и анализирует характер изменения малого входного сигнала – его уровень и частоту смены полярности. Очевидно, что при частой хаотичной смене полярности первый интегратор с точки зрения предотвращения раскачки системы следует при каждом переходе сбрасывать в нуль, а не менять его значение путем прямого суммирования входного сигнала, повторяя все паразитные флуктуации. При редкой смене полярности сброс первого интеграла в нуль можно производить по определенному критерию накопления первого интеграла. Например, если смена полярности произошла при значении интеграла, равного $+N$, то этот факт можно запомнить, а значение интеграла сохранить неизменным. Если полярность сигнала на следующем такте восстановилась, то продолжить накопление. Если на втором такте полярность сигнала не восстановилась, то здесь в зависимости от уровня входного сигнала первый интеграл можно сбросить в нуль - при большом сигнале обратной полярности, или выполнить суммирование с уменьшением значения интеграла на величину входного сигнала и т.д.

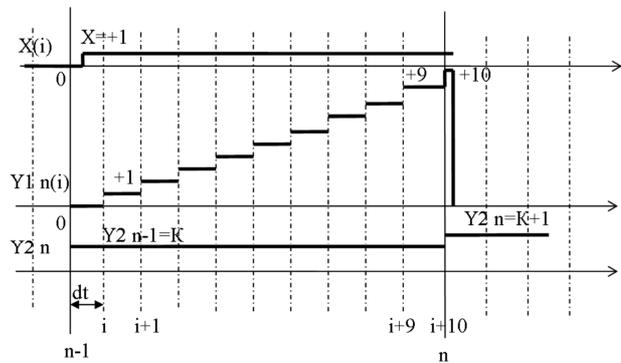


Рис. 3. Временная диаграмма работы двойного интегратора при единичном воздействии на входе интегратора

Метод «интеллектуального» интегрирования малого сигнала был предложен и реализован автором статьи при разработке программного обеспечения комплекса СТК 10 кВ для Тираспольского металлургического завода.

Рассмотрим программную реализацию интегратора СТК.

Вычисление интеграла от реактивной составляющей тока в общем виде производится по формуле:

$$INT_IR(i) = INT_IR(i-1) + (DLT30 / T_INT) \cdot dIR(i) \quad (12)$$

где: $dIR(i) = IRS(i) - YIR$ - входной сигнал интегратора, равный разности реактивной составляющей тока IRS и уставки реактивной составляющей YIR ; $DLT30$ - дискрета интегрирования, равная 30-градусному интервалу текущей частоты сети 50 Гц - рассчитывается в единицах загрузки системного таймера (в данной аппаратной реализации 1 град. частоты 50 Гц = 102 единицы). Здесь мы не учитываем влияния ухода частоты и задаем дискрету постоянной, равной значению при частоте 50 гц - $DLT30 = 30_{гр} \cdot 102_{ед.} /_{гр} = 3060_{ед.}$

T_INT - постоянная интегрирования - задается также в единицах системного таймера. Диапазон исходных значений постоянной времени интегратора был за-

дан в пределах от 3.3 мс до 66 мс. В качестве оптимальной величины по умолчанию задается $t = 6.66$ мс. Для минимизации машинных вычислений в значение T_INT включен коэффициент нормирования реактивной составляющей IRS , равный $n = 0.385$ (конкретные цифры приводятся в статье для возможности самостоятельной оценки конечных результатов расчетов).

Тогда постоянная времени равна:

$$T_INT = t[\text{мс}] / 20[\text{мс}] \cdot 360[\text{зр}] \cdot 102[\text{ед} / \text{зр}] / 0.385 = 31760 \text{ед.}$$

Интегратор должен обладать максимальной чувствительностью к входному воздействию dIR , включая единичные значения $+/-1$. Однако расчет приращения интеграла непосредственно по формуле (12) для значений $DLT30 = 3060$ ед. и $T_INT = 31760$ ед. дает целочисленное значение приращения только при $dIR > 10$.

Для обеспечения требуемой чувствительности был использован метод двойного интегрирования, при котором сначала вычисляется первый интеграл от входного воздействия dIR , увеличенный на коэффициент масштабирования m для получения целочисленного приращения при $dIR = +/-1$:

$$INT1m(i) = INT1m(i-1) + K_INTm \cdot dIR \quad (13)$$

где: K_INTm – масштабированный коэффициент интегрирования, равный –

$$K_INTm = DLT30 / T_INT \cdot m.$$

Ниже приведены значения K_INTm для всего диапазона разрешенных значений постоянной времени интегратора:

$t_{\text{исх}}[\text{мс}]$	3.3	6.6	10	20	30	60
K_INTm	19	9	6	3	2	1

Коэффициент K_INTm можно привести к виду, удобному для расчета по заданной постоянной времени $t_{\text{исх}}$: $K_INTm = 64 / t_{\text{исх}}$.

После вычисления интеграла $INT1m(i)$ производится демасштабирование его значения, и в случае получения целочисленного значения производится вычисление выходного интеграла:

$$INT_IR(n) = INT2(n) = INT2(n-1) + INT1mi / m. \quad (14)$$

Алгоритм интегрирования реактивной составляющей токов линии методом двойного интегрирования включает следующую последовательность операций:

А) Вычисление отклонения реактивной составляющей от уставки $-dIR = IRS - YIR$;

Б) Фильтрация отклонения методом усреднения нового и старого значения $-dIR = (dIR + dIRP) / 2$;

В) Интегрирование рассогласования dIR по формуле:

$$INT1_M = INT1_M + k \cdot dIR, \quad (15)$$

если $dIR > 0$, $dIRP \geq 0$

или $dIR < 0$, $dIRP \leq 0$

$$INT1_M = 0, \text{ если } dIR \text{ поменяла знак,}$$

Как видно из (15), при расчете первого интеграла $INT1_M$ рассогласование dIR контролируется на

смену знака приращений - при этом интегратор сбрасывается в нуль. При устойчивом однополярном рассогласовании dIR , что говорит о выходе малого сигнала из зоны разнополярных флуктуаций, осуществляется прямое интегрирование этого рассогласования. Этот алгоритм оказался достаточным для отстройки от накопления аperiodических сигналов шума в режиме интегрирования малого сигнала, поэтому критерий уровня накопления и специальные операции с интегратором, о котором говорилось выше, в данной программной реализации оказались излишними.

Г) Далее следуют операции вычисления второго выходного интеграла - полученное значение в ячейке $INT1_M$ делится на коэффициент масштабирования $m = 100$, результат деления проверяется на 0.

Если результат равен нулю, то выходное значение интеграла INT_IR не изменяется, а 1-ый интеграл сохраняет текущее значение.

Если результат отличен от нуля, то он суммируется с текущим значением второго интеграла INT_IR , при этом первый интеграл сбрасывается в 0;

Д) Значение второго интеграла проверяется на нижнее и верхнее ограничения, соответствующие предельным углам включения тиристорных реакторных групп СТК, после чего с учетом ограничений записывается в выходную ячейку INT_IR .

Ниже приводится текст программы двойного интегрирования реактивной составляющей тока линии (за исключением реализации пункта Д):

```

;== Программа вычисления угла
; управления ТРГ СТК
;--- вычисление отклонения
; реактивной составляющей тока dIR=IRS-YIR
MOV AX,IRS
SUB AX,YIR
;--- фильтрация методом усреднения
; dIRP- память старого значения dIR
ADD AX,dIRP
; в AX - новое усредненное
; значение dIR
SAR AX,1
;--- вызов старого рассогласования
; в рег.ВХ и спасение нового
MOV BX,dIRP
MOV dIRP,AX
;--- проверка знака dIR (последняя операция
;SAR AX,1 выставила арифметические
; флаги нового приращения)
; новое dIR=0
; - выход без изменения интеграла
JZ OUT_PR
JNS PR6 ; новое dIR>0
;--- новое dIR<0,
; проверка знака старого приращения dIRP
SUB BX,0
; dIRP<=0, dIR<0 - знак не изменился
JLE PR1
;--- при dIRP>0 и dIR<0 сброс 1-го интегратора,
;так как изменился знак dIR

```

```

MOV     INT1_M, 0
JMP     OUT_PR                OUT_PR:        ;выход из программы

PR1:
;---Вычисление 1-го интеграла
MOV     BX, K_INT
; приращение K_INT* dIR в AX
IMUL   BX
ADD     AX, INT1_M
; AX = новое значение INT1_M
MOV     INT1_M, AX
;--- Вычисление 2-го выходного интеграла
; путем деления первого
; интеграла INT1_M на коэффициент
; масштабирования m и сложения результата
; деления со значением 2-го интеграла
; при одновременном сбросе 1-го интеграла
;--- подготовка расширения в регистровой
; паре DX,AX перед операцией деления
; на коэффициент масштабирования -
; если знак INT1_M отрицательный
JS      PR2
; если знак INT1_M положительный
MOV     DX, 0
JMP     PR3
PR2:    MOV     DX, 0FFFFh
PR3:
; деление INT1_M /m, m =100
MOV     BX, 100
; результат деления в AX
IDIV   BX
; проверка приращения на вел.>1
CMP     AX, 1
JL      PR4
; сброс 1-го инт., если приращ.>1
MOV     INT1_M, 0
JMP     PR5
; проверка приращения на вел.<-1
PR4:    CMP     AX, -1
JG      PR5
сброс 1-го инт., если приращ. <-1
MOV     INT1_M, 0;
; новое знач. INT_IR в AX
PR5:    ADD     AX, INT_IR

; спасение интеграла INT_IR
MOV     INT_IR, AX;
JMP     OUT_PR

PR6:
;--- новое dIR>0,
; проверка знака старого приращения dIRP в BX
SUB     BX, 0
; dIRP>=0, dIR>0 - знак
; приращений не изменился -
; переход на вычисление
; 1-го интеграла
JGE     PR1

;--- сброс 1-го интеграла при dIRP<0, dIR>0
; - смена полярности
MOV     INT_M, 0

```

Следует учесть, что данная программа не является окончательным вариантом для всех случаев применения метода двойного интегрирования и может быть доработана для получения требуемой реакции интегратора на входные воздействия с определенным уровнем и характером помех в зоне малого полезного сигнала.

Метод интегрирования «в окне»

В тактовых системах реального времени этот алгоритм позволяет отслеживать изменение входного параметра в каждой точке считывания в виде усредненного интегрального значения, обеспечивая при этом автоматическую фильтрацию флуктуаций и сглаживание отдельных пиковых выбросов. Под понятием «окна» подразумевается циклический интервал считывания входного сигнала с заданным числом точек считывания N .

В общем виде алгоритм интегрирования в окне можно представить выражением:

$$\begin{aligned}
 j &= n \\
 V_{инт.}[n] &= \sum |V_j| \\
 j &= n - N
 \end{aligned} \quad (16)$$

На каждом такте n в окне из N считываний вычисляется текущее интегральное значение параметра в виде суммы модулей N мгновенных значений – $V(n-N) \dots V(n)$, из которых модуль $V(n)$ – текущее значение входного сигнала, а остальные составляют сумму всех старых значений считываний минус старое значение на такте n .

Для программной реализации этого метода требуется буфер для хранения циклической последовательности всех значений параметра для N считываний и указатель такта считывания. По указателю n из буфера берется старое значение параметра, оно вычитается из текущего интеграла. Новое значение параметра на такте n прибавляется к интегралу и одновременно записывается в буфер. Таким образом, на каждом такте интеграл отслеживает текущее изменение входного параметра. Интегрируя в окне токи и напряжения сети на интервале, равном периоду частоты сети, можно простым способом получить интегральные и средние значения этих величин взамен вычисления среднеквадратичных действующих значений, требующих больших массивов значений и сложных математических операций.

Указанный метод можно использовать в измерительной технике для преобразования дифференциального сигнала в интегральный. Эта задача стоит при применении в качестве датчика тока катушки Роговского, на выходе которой формируется сигнал напряжения, пропорциональный производной от измеряемого тока: $U_{p2} = dI_{p2} / dt$.

Метод интегрирования в окне с целью преобразования сигналов на выходе катушки Роговского был предложен, программно реализован и исследован сотрудником ФГУП ВЭИ Тарасом Владимировичем Собакарем.

Рассмотрим проблемы, с которыми приходится сталкиваться при преобразовании сигналов на выходе ка-



тушки Роговского, и основное отличие применения метода интегрирования в окне в данном случае.

Дело в том, что к интегральному преобразованию, применяемому в измерительных системах на объектах энергетики, предъявляются довольно высокие требования к фазовой погрешности преобразования. При аппаратной и программной реализации интеграторов приходится учитывать наличие паразитных сигналов смещения или низкочастотных флуктуаций, возникающих на выходе АЦП, которые приводят или к насыщению, или раскачке интегратора. Для решения этой проблемы приходится отказаться от чистого интегрирования и применять алгоритм инерционного звена с частотой излома ЛАЧХ порядка 0.5...1 Гц и с частотой среза, равной промышленной частоте сети. Другим методом может быть применение двух последовательных звеньев: фильтра ФВЧ и чистого интегратора.

В обоих случаях на рабочей частоте интегратора, равной промышленной частоте сети, фазовая погрешность интегратора будет определяться отклонением ФАЧХ инерционного звена или звена ФВЧ, т.е. в рабочей точке теоретически нельзя получить идеальную ФАЧХ интегратора, равную – 90 гр.

Реализация программного интегратора методом интегрирования в окне решила обе проблемы – этот метод исключает бесконечное накопление паразитного смещения, поскольку интегрирование ведется на конечном временном интервале, и устраняет фазовую погрешность, так как метод сохраняет фазовую характеристику идеального интегратора, равную – 90 град.

В чем особенности применения интегрирования в окне для катушки Роговского по сравнению с первым случаем применения этого метода?

Основное отличие - интегрирование проводится на полупериоде рабочей частоты, интегрируется непосредственно сигнал, а не его модуль.

Поскольку первичное интегрирование накапливает смещение на выходе АЦП только в течение полупериода, то смещение на выходе интегратора не превышает сумму смещений в точках дискретизации на полупериоде. На остальных интервалах интегрирования, как было показано выше, производится замена в каждой точке интегрирования старого значения на новое, поэтому суммарное смещение не увеличивается. Величина смещения, накопленная за полупериод практически не влияет на амплитудную погрешность преобразования. Кроме того, это смещение можно вычислить и производить корректировку значения интегратора в процессе работы.

Этот метод дает максимальную точность по амплитуде преобразования, когда точки дискретизации синхронизированы с частотой сети, т.е. на каждом полупериоде мы имеем одинаковое и постоянное число точек интегрирования при любом уходе частоты от значения 50 Гц. Однако исследования показали, что в пределах допустимого ухода частоты сети 49...51 Гц погрешность интегрирования сигнала Роговского не превышает 0.5%.

При симметричном двухполярном входном сигнале интегрирование в окне идеально воспроизводит форму первообразной от дифференциального сигнала на выходе катушки Роговского. При аperiodических всплесках, которые характерны для аварийных процессов в сетях, интегрирование в окне, равном полупериоду частоты сети, теоретически может исказить форму выходного сигнала, однако это искажение практически не влияет на амплитуду и скорость нарастания сверхтоков, а, следовательно, на временные характеристики срабатывания устройств защит.

Очевидно, что при использовании датчиков Роговского и данного метода преобразования в измерительных системах необходимо цифровое преобразование синхронизировать с частотой сети.

Описанное преобразование сигнала на выходе катушки Роговского с помощью метода интегрирования в окне нашло свое применение при разработке цифрового измерителя токов и напряжения в соответствии с требованиями построения цифровой подстанции стандарта МЭК 61850 [2].

Заключение

Материал, изложенный в статье, имеет практическую ценность для специалистов, занимающихся программированием быстродействующих микросистем управления реального времени, и, в частности, для молодых специалистов, которые достаточно свободно ориентируются в языках программирования высокого уровня, но почти не знакомы с методами программирования на языке ассемблера.

Литература

1. Опыт внедрения микропроцессорной системы управления преобразователями блоками на Выборгской подстанции. Гусаковский К.Б., Змазнов Е.Ю., Катанцев С.В., Мазуренко А.К., Местергази В.А., Прочан Г.Г., Фунтикова С.Ф., Электрические станции, 2005, № 12.
2. Иванов А.С., Местергази В.А., Носик Л.П., Парфенов Д.Е., Собакарь Т.В., Чемерис В.С. Измеритель напряжения в КРУЭ на подстанциях с цифровой техникой. Доклад на XI-й Международной научно-технической конференции «Интеллектуальная электроэнергетика, автоматика и высоковольтное коммутационное оборудование».

THE SPECIAL METHODS OF PROGRAM INTEGRATION OF ADC INTEGER SIGNALS

Mastergazi V.I.

There are this article considered problems of digital signals integration in fast-acting real-time microprocessor control systems. It sites algorithms and program realization in assembler language of integration without coprocessor by scale-method and means of double integ.