

УДК 681.518.22

СПОСОБ РАСЧЁТА ЗНАЧЕНИЯ ОЦИФРОВАННОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СИГНАЛА С СИНУСОИДАЛЬНОЙ ПОМЕХОЙ И ИСКАЖЕНИЯМИ ПО АМПЛИТУДЕ (КЛИППИНГОМ АЦП)

Кумаков Ю.А., к.т.н, научный сотрудник Саратовского государственного технического университет им. Ю.А. Гагарина, e-mail: yurakum@inbox.ru.

THE METHOD TO CALCULATE THE TRUE VALUE OF DIGITAL ELECTRIC SIGNAL UNDER A SINUSOIDAL INTERFERENCE WITH DISTORTION AMPLITUDE (ADC CLIPPING)

Kumakov Y.A.

The paper discusses a method to measure the true value of digital electric signal by means of units based on a unipolar analog-to-digital converter (ADC) under conditions of signal's distortion by a sinusoidal disturbance with clipping the peaks. This interference is particularly sensitive when measuring high resistance values. The method can be implemented in microcontrollers of any type using only integer arithmetic and allows one restoring the value of the measured signal in real time with a high accuracy.

Key words: ADC, digital electric signal, method to measure, clipping.

Ключевые слова: искажения сигнала, помехи, клиппинг, АЦП, измерения.

Введение

В современных электронных приборах большинство измерений осуществляется с помощью аналогово-цифровых преобразователей (АЦП), конвертирующих величину напряжения в цифровой код. В ряде случаев на результаты измерений значительное влияние оказывают электромагнитные помехи. Особенно их влияние ощутимо при измерении высоких сопротивлений (от сотен кОм до ГОм). При этом наибольшую проблему создают низкочастотные помехи, главным образом – промышленная помеха 50 Гц, создаваемая электрическими сетями общего пользования с напряжением 220/380 В. Если высокочастотные помехи легко подавляются небольшими RC-фильтрами, то применение RC-фильтров для помех 50 Гц малоэффективно, поскольку существенно увеличивает время измерений и не гарантирует полное удаление помехи. Существенное ослабление помехи с частотой 50 Гц может быть выполнено только фильтрами не менее чем третьего порядка, имеющими наклон АЧХ в полосе заграждения -60 дБ на декаду [1], что существенно усложняет измерительную схему.

В качестве альтернативы схемным фильтрам используют цифровую фильтрацию измеряемого сигнала [2]. В простейшем случае при измерении постоянного сигнала достаточно выполнить большое число измерений сигнала за один период частоты помехи (20 мс для 50 Гц), а затем вычислить их среднее значение. Большинство современных АЦП являются достаточно быстрыми и за указанное время позволяют выполнить несколько десятков или сотен измерений, благодаря чему результат усреднения будет иметь достаточно высокую точность.

В ряде случаев, например, при измерении высоких

Предложен метод измерения истинного значения цифрового электрического сигнала измерительными устройствами, включающими однополярный аналогово-цифровой преобразователь (АЦП), в условиях его искажения синусоидальной помехой с обрезанием вершин (клиппингом). Данная помеха особенно чувствительна при измерении высоких сопротивлений. Метод может быть реализован на микроконтроллерах любого класса с использованием только целочисленной арифметики и позволяет восстанавливать значение измеряемого сигнала в реальном времени с высокой точностью.

сопротивлений, амплитуда помехи может превышать величину полезного сигнала, в результате чего измеряемые мгновенные значения сигнала будут иметь разные знаки. Если для измерений используется двухполярный АЦП, эта особенность не представляет сложности, так как результат усреднения будет являться корректным. Однако во многих устройствах измерение двухполярного сигнала изначально не требуется, в связи с чем в них применяются более простые и дешёвые однополярные АЦП. Также однополярные АЦП встроены во многие современные микроконтроллеры (МК). Их использование позволяет сократить как стоимость конечного устройства, так и его размеры, поскольку не требуется применение АЦП в виде отдельной микросхемы.

В случаях, когда амплитуда помехи превышает величину полезного сигнала и используется однополярный АЦП, измеренные отрицательные значения напряжения обнуляются. Возникает явление, называемое клиппингом АЦП (от англ. *clipping* – отсечение, обрезка). В таком случае результаты усреднения значений за период будут искажены.

Из рис. 1 видно, что клиппинг нижней части кривой измеряемого сигнала приводит к завышению усреднённого значения сигнала (линии 6 и 3). Чем меньше значение полезного сигнала и чем больше амплитуда помехи, тем эта разница более заметна. Наиболее показателен случай, когда полезный сигнал равен нулю: в таком слу-

риода $2N$ можно определить по чередованию нулевых и ненулевых отрезков оцифрованной кривой сигнала; $2N_0$ – по числу нулевых точек в одном периоде; S_0 – как среднее всех $2N$ выборок периода (включая нулевые). По полученным значениям с помощью формул (2), (3) и (4) рассчитываются величины φ , K и затем U .

Как отмечено выше, на практике при измерении сигнала основной низкочастотной помехой является синусоидальная с частотой 50 Гц. Рассмотрим применение предлагаемого метода для измерения постоянных сигналов, поражённых такой помехой.

При постоянном периоде помехи и постоянном шаге Δt число выборок $2N$ также является постоянным. Отсюда следует, что величины φ и K зависят только от величины $2N_0$, то есть от числа выборок, равных нулю за время одного периода помехи. Число $2N_0$, а также среднее значение S_0 рассчитываются по любым $2N$ подряд идущим выборкам. При этом каждому возможному значению величины $2N_0$ соответствуют однозначно определённые значения фазы φ и коэффициента K . Это даёт возможность, произведя предварительные расчёты, запрограммировать в МК зависимость K от $2N_0$ в виде таблицы из $N+1$ значений (от 0 до N). Поскольку расчёты в вещественных числах занимают достаточно большое время, такой приём может значительно экономить вычислительные ресурсы МК, что особенно важно при применении недорогих моделей.

Для примера рассмотрим случай, когда АЦП получает выборки с шагом $\Delta t = 200$ мкс. Тогда, учитывая, что период помехи с частотой 50 Гц составляет 20 мс, получаем $2N = 100$. Число $2N_0$ при этом может изменяться от 0 до 50. В табл. 1 показаны величины φ и K для данного случая.

Продemonстрируем работу метода на следующих значениях. Пусть полезный сигнал $U = 0.5$ В поражён помехой 50 Гц с амплитудой $A = 2$ В. При измерении из-за клиппинга АЦП 42 выборки из 100 оказались обнулёнными, а среднее значение сигнала S_0 по всем 100 выборкам вычислено как 0.906721 В, что составляет ошибку измерения более 81%. Согласно таблице, для $2N_0 = 42$ коэффициент K составляет 0.549531. Значение полезного сигнала восстанавливается как $U_{\text{восст}} = S_0 \cdot K = 0.906721 \cdot 0.549531 = 0.498271$. Ошибка измерения исходного сигнала при этом составляет 0.345%.

В случае использования МК, не имеющих вещественной арифметики, удобно свести вычисления к целочисленному виду. Для этого коэффициенты в табл. 1 можно умножить на одну из степеней двойки и округлить до ближайших целочисленных значений. Напряжение при измерениях изначально выражено не в вольтах, а в единицах АЦП, также представленных в виде целых чисел. После выполнения умножения результат делится на ту же степень двойки путём логического сдвига вправо либо отбрасывания младших байтов с округлением.

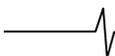
Описанный выше пример применения метода в целочисленном виде выглядит следующим образом. Умножим значения коэффициентов на $2^8=256$ и округлим, получив новый столбец таблицы $K*256$ (табл. 1), значения которого прошиваются в МК. Пусть 10-битный АЦП измеряет напряжения от 0 до 5 вольт, которые

соответствуют значениям АЦП от 0 до 1023. Тогда исходному полезному сигналу 0.5 В соответствует значение 102 единицы АЦП, а среднему напряжению 0.906721 В – 186 единиц АЦП. Последнее значение было получено МК путём усреднения 100 измерений поражённого клиппингом сигнала, выраженных в единицах АЦП, из которых 42 значения оказались нулевыми.

Таблица 1. Значения коэффициентов для случая $2N = 100$ измерений за период помехи

$2N_0$	φ	K	$K*256$
0	0	1	256
1	$\pi/100$	0.999997	256
2	$\pi*2/100$	0.999974	256
3	$\pi*3/100$	0.999911	256
4	$\pi*4/100$	0.999788	256
5	$\pi*5/100$	0.999585	256
6	$\pi*6/100$	0.999280	256
7	$\pi*7/100$	0.998851	256
8	$\pi*8/100$	0.998275	256
9	$\pi*9/100$	0.997529	255
10	$\pi*10/100$	0.996587	255
11	$\pi*11/100$	0.995422	255
12	$\pi*12/100$	0.994008	254
13	$\pi*13/100$	0.992315	254
14	$\pi*14/100$	0.990310	254
15	$\pi*15/100$	0.987960	253
16	$\pi*16/100$	0.985229	252
17	$\pi*17/100$	0.982079	251
18	$\pi*18/100$	0.978468	250
19	$\pi*19/100$	0.974352	249
20	$\pi*20/100$	0.969682	248
21	$\pi*21/100$	0.964407	247
22	$\pi*22/100$	0.958471	245
23	$\pi*23/100$	0.951812	244
24	$\pi*24/100$	0.944365	242
25	$\pi/4$	0.936058	240
26	$\pi*26/100$	0.926814	237
27	$\pi*27/100$	0.916547	235
28	$\pi*28/100$	0.905165	232
29	$\pi*29/100$	0.892568	228
30	$\pi*30/100$	0.878645	225
31	$\pi*31/100$	0.863275	221
32	$\pi*32/100$	0.846327	217
33	$\pi*33/100$	0.827655	212
34	$\pi*34/100$	0.807100	207
35	$\pi*35/100$	0.784487	201
36	$\pi*36/100$	0.759623	194
37	$\pi*37/100$	0.732295	187
38	$\pi*38/100$	0.702267	180
39	$\pi*39/100$	0.669281	171
40	$\pi*40/100$	0.633049	162
41	$\pi*41/100$	0.593250	152
42	$\pi*42/100$	0.549531	141
43	$\pi*43/100$	0.501495	128
44	$\pi*44/100$	0.448704	115
45	$\pi*45/100$	0.390666	100
46	$\pi*46/100$	0.326831	84
47	$\pi*47/100$	0.256583	66
48	$\pi*48/100$	0.179231	46
49	$\pi*49/100$	0.093996	24
50	$\pi/2$	0	0

Из табл. 1 следует, что коэффициент $K*256$ для 42 точек равен 141. Умножив рассчитанное среднее на данный коэффициент и разделив на 256, получим вос-



становленное значение сигнала $U_{\text{восст.АЦП}} = 186 \cdot 141 \div \div 256 = 102$ единиц АЦП. Как видно, ошибка метода в данном случае не превысила величины дискретности АЦП, благодаря чему удалось полностью восстановить корректное значение исходного сигнала. Отметим, что деление на 256 выполняется простым отбрасыванием младшего байта значения с округлением (если старший бит отбрасываемого байта ненулевой, то результат нужно увеличить на 1).

Таким образом, при микроконтроллерной реализации предлагаемого метода достаточно в процессе расчёта среднего значения сигнала посчитать число нулевых точек, извлечь из таблицы целочисленный коэффициент и выполнить единственную операцию умножения двух целых чисел без знака. Для справки, распространённые 8-битные микроконтроллеры серии PIC18 имеют аппаратное умножение $8 \cdot 8$, а на более простых МК, как, например, PIC16, PIC12, умножение несложно реализовать программным способом. Ввиду этого, предлагаемый метод не требует значительных ресурсов памяти или машинного времени и может легко применяться даже при использовании самых простых моделей МК.

Оценим точность метода при микроконтроллерной реализации и способы её улучшения.

Из табл. 1 видно, что наилучшая точность коррекции (минимальная ошибка восстановления величины исходного сигнала) достигается при использовании коэффициентов из верхней части таблицы, где шаг между коэффициентами в соседних строках небольшой и дискретность вычислений не оказывает большого влияния. В нижней части таблицы шаг между коэффициентами в соседних строках становится сравним со значениями самого коэффициента, что сильно увеличивает погрешность дискретизации. Этот случай будет иметь место в системах, где производится измерение сигналов, близких к нулю, поражённых помехой, амплитуда которой значительно превышает величину полезного сигнала. Для снижения погрешности дискретизации становится очевидной необходимость увеличения числа измерений за период помехи ($2N$), что достигается уменьшением Δt .

Необходимое число выборок за период, при которых метод будет давать приемлемую погрешность при восстановлении величины исходного сигнала, можно определить следующим образом. Для каждого значения $2N$ экспериментально рассчитаем 101 значение ошибки восстановления сигнала, линейно изменяя отношение полезного сигнала к амплитуде помехи от 0.1 (когда амплитуда помехи в 10 раз больше полезного сигнала) до 1 (когда амплитуда помехи равна полезному сигналу). По полученным 101 значению определим среднюю и максимальную относительную погрешности восстановления исходного сигнала для данного $2N$. Вычисленные зависимости погрешностей от числа выборок $2N$ от 50 до 1000 представлены на рис. 3, 4.

Из графиков видно, что для описанного выше случая, когда производится $2N = 100$ выборок за период помехи, средняя относительная погрешность метода составляет около 1.5%, а максимальная – 16.4%. Также видно, что обе погрешности снижаются приблизительно

обратно пропорционально увеличению числа выборок за период. Так, для достижения средней погрешности не более 0.43% и максимальной – не более 5% число выборок за период необходимо увеличить до 400. Для достижения средней и максимальной погрешности соответственно 0.22% и 2.7% за период должно производиться не менее 800 выборок, а 0.18% и 2% – не менее 1000 выборок.

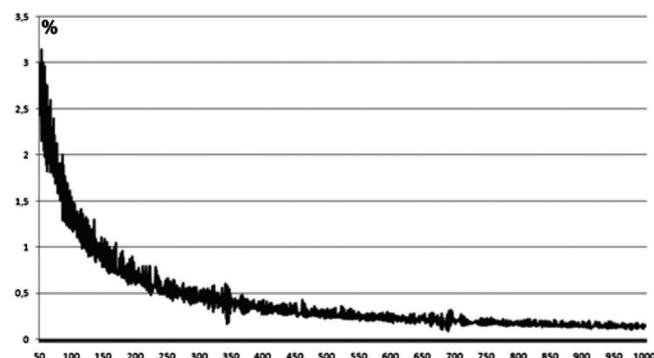


Рис. 3. Зависимость средней относительной погрешности метода от числа выборок за период при вариации соотношения «сигнал/помеха» в диапазоне от 0.1 до 1.

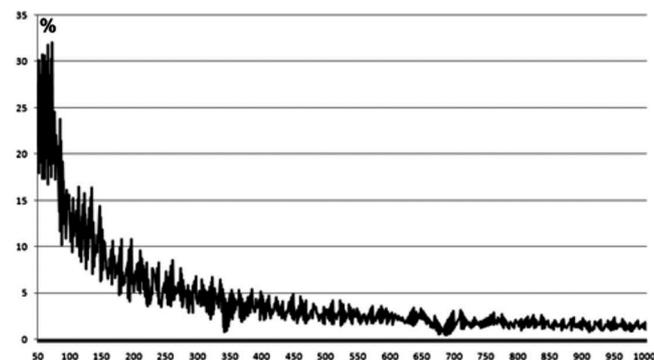
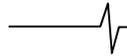


Рис. 4. Зависимость максимальной относительной погрешности метода от числа выборок за период при вариации соотношения «сигнал/помеха» в диапазоне от 0.1 до 1.

Для получения 1000 выборок за период помехи (20 мс) необходим шаг измерения $\Delta t = 20$ мкс, который является обычным для АЦП современных промышленных микроконтроллеров серий PIC24 и dsPIC30. Получение 800 выборок за период (с шагом $\Delta t = 25$ мкс) возможно с помощью более простых микроконтроллеров серий PIC18, PIC16 и даже PIC12. То есть, даже простейший МК способен с помощью предлагаемого метода восстановить напряжение исходного сигнала, поражённого помехой с амплитудой в 10 раз больше полезного сигнала, с точностью не хуже 2.7%.

Для дополнительного увеличения точности метода рекомендуется увеличить разрядность вычислений. Для этого хранить коэффициенты в целочисленном виде можно умноженными не на 256 (столбец $K \cdot 256$ табл. 1), а, например, на 16384. Такое значение множителя гарантирует, что результат умножения в случае 10-битного АЦП останется трёхбайтным, и в то же время уменьшит погрешность дискретизации при хранении коэффициентов с 0.4% ($1/256$) до 0.006% ($1/16384$). (Примечание: данная дополнительная погрешность на рис. 3, 4 не учтена.)

Далее, точность метода может быть существенно



улучшена, если избегать измерений с малыми соотношениями «сигнал/помеха». На рис. 5 представлены экспериментальные графики зависимости относительной погрешности метода от соотношения «сигнал/помеха» для случаев со 100 и 800 выборками за период. Из графиков видно, что форма огибающей графика одинакова для любого числа выборок за период, поэтому можно считать, что относительная погрешность метода возрастает приблизительно обратно пропорционально снижению соотношения «сигнал/помеха».

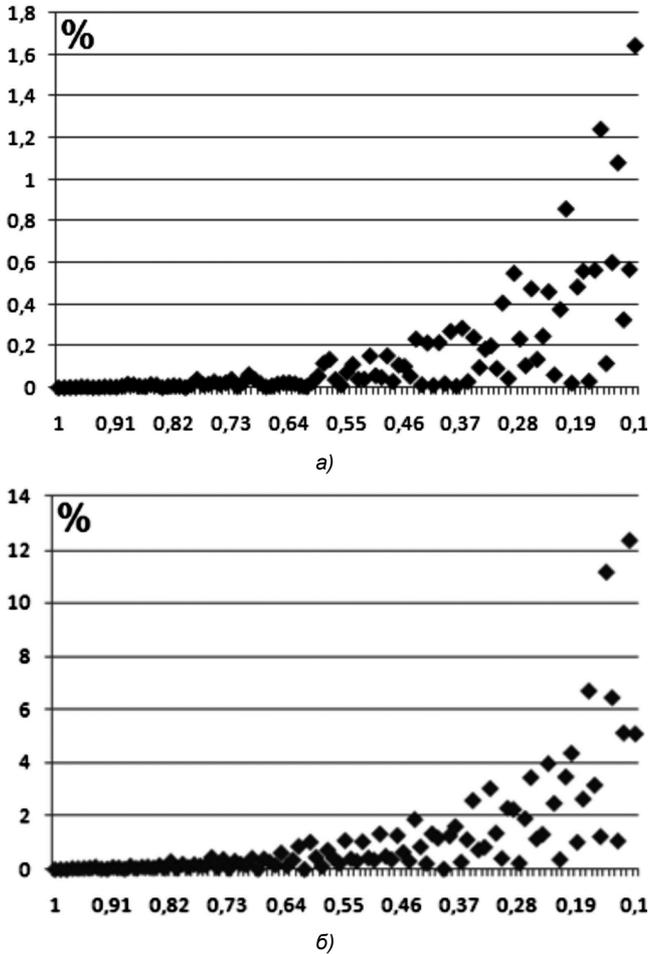


Рис. 5. Зависимость относительной погрешности метода от соотношения «сигнал/помеха» от 0.1 до 1 для $2N = 100$ (а) и $2N = 800$ (б)

Учитывая эти данные, электроизмерительную схему желательно проектировать таким образом, чтобы избежать измерений с малым значением отношения «сигнал/помеха».

Часто при измерениях сигнала применяют различные шунты. Однако увеличение или уменьшение измерительного шунта может не дать требуемого эффекта,

поскольку при этом вместе с изменением полезного измеряемого сигнала будет пропорционально изменяться и величина помехи, улавливаемой шунтом. То же самое будет происходить при использовании усиления сигнала с шунта перед подачей его на АЦП. Очевидно, что оно также приведёт к усилению помехи. В обоих случаях отношение сигнала к амплитуде помехи не изменится.

Для уменьшения отношения сигнала к помехе возможно дополнительное введение в измеряемый сигнал постоянной составляющей, величина которой впоследствии вычитается из измеренного значения. Например, введение постоянной составляющей, равной 0.5 В, при измерении полезного сигнала величиной 0.1 В уменьшит отношение «сигнал/помеха» в 6 раз, что приведёт к снижению максимальной погрешности при коррекции также в 6 или более раз. Также по возможности следует применять пассивную защиту от помех (экранирование с заземлением и т.п.) для снижения амплитуды низкочастотных составляющих помехи.

Резюмируя вышесказанное, отметим, что при реализации метода в МК, пользуясь данными рис. 3-5, можно либо подобрать требуемое число выборок за период помехи для достижения приемлемой погрешности метода, либо, наоборот, рассчитать максимальную погрешность вычислений исходя из числа выборок за период и минимального соотношения «сигнал/помеха», возможно в измерительном тракте.

Предлагаемый метод может найти применение в ходе НИР, ОКР и промышленных измерений. Практическая апробация метода была выполнена на языке ассемблера для микроконтроллеров PIC18 и внедрена в устройстве для измерения высоких сопротивлений.

Из-за использования в формуле тангенса предлагаемый метод получил название «тангенс-корректор».

Литература

1. Денисенко В., Халявко А. Защита от помех датчиков и соединительных проводов систем промышленной автоматизации. // Современные технологии автоматизации. № 1, 2001. – С. 68-75.
2. Прохоренков А.М., Качала Н.М. Цифровая фильтрация сигналов в промышленных системах управления. // Цифровая обработка сигналов. №3, 2008. – С. 32-36.
3. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи. – 9-е изд., перераб. и доп. – М.: «Высшая школа», 1996. – 638 с. // Стр. 82.
4. Программа расчёта значения оцифрованного сигнала с синусоидальной помехой и искажениями по амплитуде (клиппингом АЦП): Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2015612325 / Кумаков Ю.А., Кумаков А.В. Дата регистрации 17.02.2015.