

# Измерение периода дискретизации АЦП по сигналу известной частоты

В. И. Слюсарь, г. Киев

При использовании плат аналого-цифровых преобразователей (АЦП) для ввода аналоговой информации в ПЭВМ, например, в качестве цифрового осциллографа, нередко возникает необходимость в высокоточном измерении периода дискретизации. Данная задача актуальна прежде всего тогда, когда такт АЦП формируется центральным процессором ПЭВМ и целиком зависит от быстрейшего интерфейса шины конкретной материнской платы. Формирование строго периодического запуска АЦП в таких случаях обычно достигается программным отключением прерываний процессора на несколько миллисекунд. Однако при таком режиме ввода, не имея прецизионной цифровой измерительной техники, невозможно точно замерить интервал дискретизации.

Аналогичная проблема может возникнуть и в случае использования плат АЦП, содержащих собственный тактовый генератор. Автор несколько раз сталкивался с ситуацией, когда фирма-разработчик по каким-либо причинам округляет указанное в документации значение времени преобразования до ближайшего целого в микросекундах. Возможно, для многих приложений такой прием и оправдан, но при решении метрологических задач подобная вольность создает пользователю дополнительные трудности. К тому же при использовании кварцевых генераторов в модулях АЦП существуют и технологические ограничения на точность установки частоты дискретизации на уровне ее относительной нестабильности, т. е. порядка  $2E-5...2E-7$  (в зависимости от добротности кварцевого резонатора).

Для преодоления перечисленных трудностей рекомендуется воспользоваться методом измерения периода такта АЦП, суть которого следует из запатентованного в Российской Федерации способа измерения частоты гармонических колебаний [1].

Применительно к решаемой задаче на вход АЦП следует подать гармонический сигнал известной частоты и произвести его оцифровку. Помещенные в буфер измерительной программы отсчеты напряжений сигнала далее необходимо обработать скользящим по их массиву "трехотсчетным" окном согласно выражению:

$$\Delta t = 1/2\pi f \left( \arccos \left\{ \frac{1}{2} \sum_{n=1}^N U_{2n} (U_{1n} + U_{3n}) \left[ \sum_{n=1}^N U_{2n}^2 \right]^{-1} \right\} \right), \quad (1)$$

где  $\Delta t$  - искомый интервал дискретизации;  $f$  - известная частота тест-сигнала;  $U_{1n}, U_{2n}, U_{3n}$  - напряжения первого, второго и третьего отсчетов АЦП, обрабатываемых в  $n$ -м положении скользящего окна;  $N$  - количество усредняемых троек (общее число перемещений окна обработки).

При программировании выражения (1) на языках TURBOBASIC или QUICKBASIC, не имеющих функции  $\arccos$ , следует воспользоваться известными тождествами [2]:

$$\arccos x = \arctg((1-x^2)/x^2)^{1/2}, \quad \text{при } 0 < x \leq 1$$

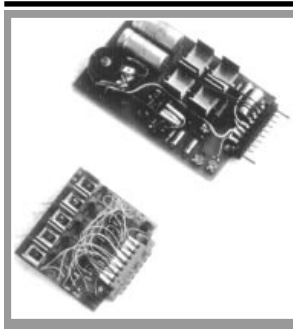
$$\text{или } \arccos x = \pi + \arctg((1-x^2)/x^2)^{1/2}, \quad \text{при } -1 \leq x < 0.$$

Шаг скольжения при накоплении троек отсчетов может быть произвольным, однако, если АЧХ аналогового тракта достаточно широкополосна, чтобы пренебречь корреляцией шумов, удобно задать его равным одному такту АЦП. Это же справедливо и в отношении интервала между отсчетами тройки с той лишь разницей, что при его прореживании в  $K$  раз в выражении (1) вместо частоты  $f$  следует использовать произведение  $Kf$ .

Процедура (1), будучи оптимальной в смысле минимизации среднеквадратической ошибки измерения, обеспечивает точность оценивания интервала дискретизации, пропорциональную отношению сигнал/шум и частоте тест-сигнала при условии, что величина последней не превышает четверть частоты дискретизации. При этом в зависимости от разрядности АЦП, величины усреднения и стабильности частоты дискретизации можно получить точность измерения  $\Delta t$  порядка нескольких наносекунд. Например, на 12-разрядном АЦП по двухвольтовому синусоидальному сигналу частоты 10 кГц автор измерил период дискретизации АЦП  $\Delta t = 3,407$  мкс с точностью  $\pm 1$  нс. Для этого использовалась выборка из 1000 отсчетов сигнала, в качестве источника которого применялся низкочастотный прецизионный генератор ГЗ-110 с дискретностью установки частоты 0,01 Гц.

## Литература

1. Пат. 2111496 РФ, МПК G01R 23/00. Способ измерения частоты гармонических колебаний.
2. Градштейн И.О., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. - М.: Наука, 1971.



## Распределитель тока нагрузки в мощных ключах

В.Б. Ефименко, г. Киев

Устройство используется для распределения нагрузочных токов в двухсотваттном ключе. В схеме распределение токов зависит от напряжения на образцовых резисторах. Точнее, ключи балансируются в соответствии с образцовым напряжением и напряжением, снимаемым с матрицы образцовых резисторов. Идея заключается в том, чтобы "зацепиться" за параметр, изменяющий свою величину в зависимости от критического параметра. В данном случае критическим параметром является ток эмиттера транзистора ключа. Причем в чистом виде ток нам не подходит. Идеальный вариант - снимать некоторое напряжение, соответствующее току, с образцового резистора в цепи эмиттера, причем делать это таким образом, чтобы образцовое напряжение было разностью напряжений на этом резисторе. Но такой вариант хоть и дает максимальную точность, но не является оправданным с точки зрения сложности схемы и финансовых затрат, особенно если учесть, что таких схем можно включать параллельно и три, и пять, и более.

Использование температуры транзистора выходного ключа в качестве критического параметра тоже не подходит. Возможно, что этот вариант и был бы проще с точки зрения насыщенности схемы элементами, но требовал бы достаточно сложной и тщательной настройки, нестандартного или сложного конструктива. И все это из-за множества материалов и тепловых переходов между кристаллом транзистора и материалом термочувствительного элемента. Кроме того, су-

щественное значение имеет тепловая инерционность конструкции, что является фактором риска.

Принципиальная схема первого варианта показана на **рис. 1**. Его характерными особенностями являются достаточно высокая точность поддержания заданного напряжения, вследствие большого коэффициента усиления ОУ, и необходимость двухполярного питания для ОУ, который выполняет функцию сравнивающего усилителя. При этом имеется два варианта цепей коррекции А и Б. В общем случае коэффициент усиления усилителя

$$K_u = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}.$$

Цепи А и Б могут понадобиться при значительном влиянии реактивных характеристик связей между VT2 и VT3, таких, как индуктивность проводников, паразитная емкость и других нелинейных факторов влияющих на сигнал. Цепь А состоит из R6, C2, R7, R10 и подключается к выводу 3 ОУ. Вместе с R3 создает ООС, коэффициент усиления которой можно приблизительно определить по формуле:

$$K_u = -R6/R3.$$

При этом необходимо учитывать, что в качестве усилителя рассматривается не только ОУ, но и VT1 как единое целое. Такой усилитель имеет высокое выходное сопротивление для нагрузок на общий провод и создает повышенное выходное напряжение. Предел выходного напряжения усилителя определяется  $U_{\text{кб.обр}}$  для VT1.

Цепь Б включает в себя R5, C1, подключается к выводу 2 ОУ и вместе с R4 создает ООС, коэффициент усиления, которой

$$K_u = -R5/R4.$$

При этом не следует забывать и о VT1, поэтому общий коэффициент усиления цепи, включающей DA1 и VT1, можно подсчитать по формуле:

$$K_{u,\text{общ}} = K_u/h_{21\beta(VT1)}.$$

Следует заметить, что вариант А является более предпочтительным, так как цепь коррекции не влияет на образцовое напряжение  $U_{\text{обр}}$  и охватывает усилитель на VT1. Цепь Б стоит использовать при наличии контрольной ОС в другой (не указанной на рисунке) цепи прибора.

На вопрос о величинах емкостей C1 и C2 отвечу, что особого смысла вдаваться в расчеты нет, так как крайне сложно точно рассчитать