

# Дополнительные возможности модуля внутреннего тактирования микроконтроллеров семейства HC(S)908

Татьяна Ремизевич, Павел Рашитов (Москва)

В статье рассматривается программный метод повышения точности измерения временных интервалов в системах с восьмиразрядными микроконтроллерами семейств HC908 и HCS908.

Микроконтроллеры с внутренним источником тактирования стали достаточно распространённым явлением. Решения на их основе отличаются рядом существенных преимуществ:

- повышенная устойчивость к работе изделия в условиях сильных электромагнитных помех;
- отсутствие внешнего кварцевого резонатора позволяет выполнять сверхминиатюрные изделия;
- низкий уровень электромагнитных помех.

Однако решения на основе встроенных резонаторов имеют и существенные ограничения. Во-первых, частота системной шины МК с внутренним тактированием в большинстве моделей определена однозначно или должна быть выбрана из ограниченного ряда. Во-вторых, численное значение частоты системной шины для каждого экземпляра МК может быть любым из диапазона  $f_{\text{ном}} \pm 5\%$  для МК семейства HC908 или  $f_{\text{ном}} \pm 2\%$  для семейства HCS908. Причём при изменении температуры или напряжения источника питания частота системной шины существенно изменяется в указанных пределах. При таких ха-

рактеристиках модуля тактирования МК невозможно выполнить измерения или формирование временных интервалов с точностью выше, чем точность внутреннего генератора.

Однако, изучив более подробно характеристики модулей тактирования в составе 8-разрядных МК от компании Freescale Semiconductor, можно предложить программные алгоритмы, которые позволяют повысить точность измерения и формирования временных интервалов примерно в два раза.

## Модуль внутреннего тактирования МК HC908 и HCS908

Остановимся более подробно на характеристиках модуля внутреннего тактирования OSC в составе МК семейства HC908 [1, 2]. Модуль включает четыре подсистемы (см. рис. 1).

Встроенный генератор DCO формирует импульсную последовательность для тактирования центрального процессора и межмодульных магистралей МК без использования каких-либо внешних времязадающих элементов. Значение частоты  $f_{\text{bus}}$  определяется пользователем путём программного задания коэффициента  $N$ :

$$f_{\text{bus}} = (f_{\text{ном}} \pm 25\%) / N, \text{ где } N=1, 2, \dots, 8.$$

Диапазон возможных значений  $f_{\text{bus}}$  при тактировании от встроенного генератора может быть сужен до  $f_{\text{bus}} = (f_{\text{ном}} \pm 5\%) / N$  путём использования специальных схемных и программных решений. Численное значение

$f_{\text{ном}}$  может различаться для некоторых моделей МК; далее по тексту будем использовать типовое значение  $f_{\text{ном}} = 3,2$  МГц и  $N = 1$ .

Принцип действия встроенного генератора иллюстрирует функциональная схема, представленная на рисунке 1. Управляемый 12-разрядным цифровым кодом генератор DCO формирует импульсную последовательность с частотой следования  $f_0$ , которая может находиться в диапазоне от 2,4 до 4,0 МГц. Центральная частота этого диапазона равна  $f_{\text{ном}} = 3,2$  МГц. Начальное значение частоты  $f_0$  соответствует коду 800h. Именно такой код формируется на выходе цифрового фильтра DLF по сигналу сброса после включения питания МК. Сигнал с выхода DCO поступает на вход делителя; в некоторых моделях МК коэффициент деления  $K$  программируется.

Импульсная последовательность с выхода делителя поступает на вход блока сравнения частот. Этот блок измеряет разность между эталонным значением частоты  $f_{\text{ном}}/K$  и  $f_0/K$ . Указанная разность может быть представлена только шестью значениями кода:  $-32, -8, -1, +1, +8, +32$ . Блок цифрового фильтра DLF складывает или вычитает, в зависимости от знака, код разности и текущий код управления генератором  $f_0$ . Значение корректируется в сторону приближения к заданной частоте  $f_0 = f_{\text{ном}}$ . Рассмотренная процедура повторяется несколько раз, пока разность  $(f_0 - f_{\text{ном}})$  не станет укладываться в диапазон  $\pm 0,05 f_{\text{ном}}$ , представляемый в кодах схемы сравнения  $\pm 1$ . Достигнутое таким образом значение частоты должно было бы составлять  $f_0 = f_{\text{ном}} \pm 5\%$  или  $f_0 = 3,2$  МГц  $\pm 5\%$ . Однако этого не происходит.

Причиной тому является недостаточно высокая точность измерения

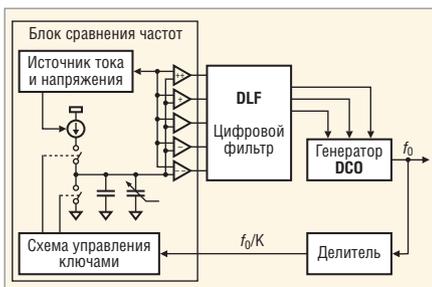


Рис. 1. Структура модуля внутреннего тактирования OSC

разности частот. Эту операцию выполняет схема сравнения, которая устроена следующим образом:

- Сначала интегрированный в корпус МК конденсатор заряжается стабильным током в течение периода частоты  $f_0/K$ . В результате напряжение конденсатора в конце периода дискретизации схемы обратной связи будет обратно пропорционально измеряемой частоте  $f_0/K$ ;
- Полученное напряжение поступает на вход системы компараторов (см. рис. 1), которые выполняют параллельное аналого-цифровое преобразование. В качестве опорных напряжений компараторов выбраны значения, соответствующие  $0,85f_{ном}$ ,  $0,95f_{ном}$ ,  $f_{ном}$ ,  $1,05f_{ном}$ ,  $1,15f_{ном}$ . Пятиразрядный код с выхода компараторов интерпретируется цифровым фильтром DLF значениями двоичного кода:  $-32$ ,  $-8$ ,  $-1$ ,  $+1$ ,  $+8$ ,  $+32$ ; и используется далее для выполнения нескольких итераций подстройки частоты.

Невозможность реализации эталонного источника тока, прецизионного конденсатора, а также источников опорного напряжения для компараторов приводит к тому, что эталонные напряжения компараторов формируются с достаточно большой ошибкой. Поэтому реальная точность частоты  $f_0/K$  не превышает  $\pm 25\%$ . И, как следствие, частота тактирования МК лежит в диапазоне  $f_{bus} = 3,2 \text{ МГц} \pm 25\%$ .

Существует способ повышения точности формирования, при реализации которого частота тактирования междоульных магистралей будет составлять  $f_{bus} = 3,2 \text{ МГц} \pm 5\%$ . Он заключается в коррекции ёмкости конденсатора схемы сравнения в составе встроенного генератора OSC. Конструктивно этот конденсатор выполнен в виде 639 параллельно соединенных конденсаторов одинаковой ёмкости, из которых 384 конденсатора подключены постоянно. Остальные 255 конденсаторов подключаются посредством программно управляемых ключей. Код управления ключами OSC находится в регистре OSCTRIM и может произвольно изменяться под управлением программы.

Важно отметить, что после изменения числа OSC модуль внутреннего тактирования обеспечивает плавное изменение частоты системной шины; сбой выполнения управляющей

программы при этом исключены. При включении питания (в состоянии сброса) код управления ключами OSC равен 80h, ёмкость конденсатора составляет  $384 + 128 = 512$  единиц. Изменяя код OSC, можно подстроить опорную частоту контура обратной связи  $f_0/K$  с погрешностью  $1/255$ , или  $0,4\%$ . Тогда частота системной шины будет равна  $f_0 = f_{ном} \pm 5\%$ , а погрешность в  $5\%$  будет определяться только выбранными уровнями сравнения компараторов в контуре регулирования.

Для проведения коррекции частоты  $f_{bus}$  ко входу захвата таймера следует подключить источник сигнала со стабильной низкой частотой. Затем измерить с помощью таймера какой-либо временной параметр этого сигнала и сравнить полученное число с эталонным, заложенным в виде константы в память программы. Учитывая, что относительное изменение  $f_{bus}$  при коммутации каждого единичного конденсатора составляет  $0,195\%$ , надо рассчитать код коррекции TRIM для программного коммутатора (число единичных конденсаторов, которое следует подключить или отключить) и записать этот код в специальный регистр OSCTRIM. Очевидным недостатком такого способа является необходимость во внешнем времязадающем источнике, что оборачивается изъятием из «проекта» одного вывода МК. Однако в системах, которые как раз и предназначены для измерения частоты, этот вход на этапе занесения в МК управляющей программы может быть использован для подстройки частоты внутреннего генератора.

Производитель записывает в каждый МК число TRIM для частоты  $f_{ном} = 3,2 \text{ МГц}$  во Flash-память по адресу FFC0h и рекомендует при каждом начальном запуске МК переписывать это число под управлением программы в регистр OSCTRIM. Однако на практике оказалось, что подстроенная таким образом частота внутреннего генератора при комнатной температуре существенно отличается от номинальной, хотя и находится в пределах  $3,2 \text{ МГц} \pm 5\%$ . Так как большинство устройств работает при комнатной (или близкой к ней) температуре, возникает необходимость нахождения нового числа коррекции TRIM, соответствующего частоте  $3,2 \text{ МГц} \pm 0,4\%$ .

## АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЗНАЧЕНИЯ ЧИСЛА КОРРЕКЦИИ TRIM

Аппаратные средства модуля внутрисхемного тактирования позволяют изменять под управлением программы значение периода системной шины МК  $T_{bus} = 1/f_{bus}$  на некоторую величину, равную  $\Delta T = nbT_{bus0} = n\tau$ , где  $n$  – целое число  $0 < n < 256$ ,  $\tau = bT_{bus0}$  – изменение периода системной шины при  $n = 1$ ,  $b$  – коэффициент пропорциональности,  $T_{bus0}$  – номинальное значение периода системной шины  $T_{bus0} = 1/f_{bus0}$ ; в рассматриваемом примере  $f_{bus0} = f_{ном} = 3,2 \text{ МГц}$ . Однако, указанное в техническом описании модуля внутрисхемного тактирования МК семейства HC908 значение коэффициента  $b = 0,002$  является величиной теоретической. Результаты нашего собственного исследования модуля тактирования в составе МК HC908QY4 и номограммы [3] показывают, что реальные значения  $b$  составляют от  $0,0015$  до  $0,002$ . Причём коэффициенты  $b$  различаются даже для МК, взятых из одной партии. Кроме того, зависимость  $T_{bus} = f(\text{OSC})$  является линейной только в середине полного диапазона значений числа коррекции  $0 < \text{OSC} < 255$ .

Для точной настройки частоты внутренней шины МК  $f_{bus}$  на номинальную частоту  $f_{ном} = 3,2 \text{ МГц}$  необходимо сначала определить коэффициент  $b$  для уже смонтированного на плату МК и только затем настраивать саму частоту  $f_{bus}$ .

Предположим, что на вход захвата таймера подключен источник эталонного импульсного сигнала с частотой  $f_{изм}$ . Запишем под управлением программы в регистр OSCTRIM произвольное число OSC1 из диапазона  $0 < n < 128$ . При установившемся значении  $f_{bus1}$  выполним измерение периода эталонного источника  $f_{изм}$ . Число отсчётов таймера для искомого периода составляет  $N_1 = T_{изм}/T_{bus1}$ , где  $T_{bus1} = T_{ном} + k\tau$ ,  $T_{ном} = 0,3125 \times 10^{-6}$  – период, соответствующий частоте  $3,2 \text{ МГц}$ ,  $k$  – коэффициент коррекции,  $\tau$  – неизвестная целая величина, которую необходимо найти (см. рис. 2). Заметим, что коэффициент  $k$  может иметь и отрицательный знак.

Далее, под управлением программы уменьшим число в регистре OSCTRIM на некоторую величину  $m$ . Новое значение числа в регистре OSCTRIM будет

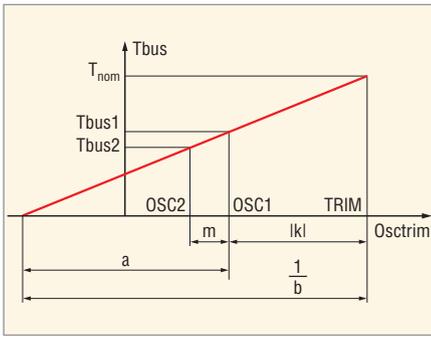


Рис. 2. Графическое представление алгоритма первичной подстройки частоты системной шины МК

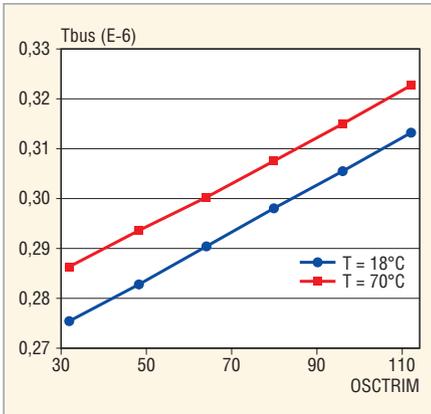


Рис. 3. Температурные характеристики модуля внутреннего тактирования

равно  $OSC2 = OSC1 - m$  (рис. 2). После измерения периода эталонного сигнала  $f_{изм}$  с новой частотой системной шины  $f_{bus2}$  число отсчётов таймера составит  $N_2 = T_{изм}/T_{bus2}$ , где  $T_{bus2} = T_{bus1} - m\tau = T_{nom} + (k - m)\tau$ . В соответствии с введёнными ранее обозначениями  $\tau = bT_{nom}$ , где  $b$  есть тот самый коэффициент, численное значение которого должно находиться в диапазоне от 0,0015 до 0,002. На основе двух выполненных измерений периода эталонной частоты необходимо сначала определить точное значение ко-

эффициента  $b$ , а затем искомое значение коэффициента коррекции  $k$ .

Проведём ряд математических преобразований с полученными значениями  $N_1$  и  $N_2$ :

$$N_1 = \frac{T_{изм}}{T_{nom} (1 + kb)},$$

$$N_2 = \frac{T_{изм}}{T_{nom} (1 + (k - m)b)},$$

$$\frac{N_1}{N_2 - N_1} = \frac{T_{nom} + kbT_{nom}}{mbT_{nom}} = \frac{1 + kb}{mb}. \quad (1)$$

Введём новую переменную

$$a = \frac{N_2}{N_2 - N_1} m.$$

Из выражения (1) следует, что

$$k = a - \frac{1}{b}. \quad (2)$$

Определим  $b$  в функции  $N_1$  и  $N_2$ .

$$\begin{aligned} \frac{1}{b} &= \frac{T_{nom}}{\tau} = \frac{T_{nom}}{T_{bus1} - T_{bus2}} = \\ &= \frac{T_{nom} m}{\frac{T_{изм}}{N_1} - \frac{T_{изм}}{N_2}} = \frac{T_{nom} m N_1 N_2}{T_{изм} (N_1 - N_2)} = \\ &= a \frac{T_{nom} N_1}{T_{изм}}. \end{aligned} \quad (3)$$

Вычислим число коррекции TRIM:

$$\begin{aligned} TRIM &= OSC1 - k = \\ &= OSC1 - a \left( 1 - \frac{T_{nom} N_1}{T_{изм}} \right). \end{aligned} \quad (4)$$

Из формулы (4) видно, что для определения TRIM – подстроенного значения регистра OSCTRIM – необ-

ходимо знать период или частоту эталонного сигнала. С целью обеспечения высокой точности определения TRIM следует выбирать частоту эталонного сигнала много меньшей частоты системной шины.

Данные экспериментов по применению рассмотренного выше метода приведены в таблице 1. Обратите внимание на высокую повторяемость результатов для разных диапазонов экспериментальных значений OSC.

Программный код, реализующий рассмотренный алгоритм, на языке ассемблера занимает 620 байт памяти. Этот код запускается автоматически при первом пуске управляющей программы. Рассчитанное значение TRIM сохраняется во Flash-памяти. При последующих запусках программа, минуя алгоритм настройки, переписывает число TRIM в регистр OSCTRIM, обеспечивая, таким образом, настройку частоты системной шины  $f_{nom} = 3,2 \text{ МГц} \pm 0,4\%$ .

### АЛГОРИТМ ЧАСТИЧНОЙ КОМПЕНСАЦИИ ВЛИЯНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ЧАСТОТУ СИСТЕМНОЙ ШИНЫ

Рассмотренный выше алгоритм точной настройки системной шины МК выполняется в процессе занесения управляющей программы в конечное устройство. Как правило, этот процесс осуществляется при комнатной температуре. Однако при эксплуатации конечного устройства рабочая температура МК может измениться. Насколько существенно влияет изменение температуры на частоту системной шины МК?

Опытным путём были получены характеристики, представленные на рисунке 3; аналогичные зависимости можно найти также в [3]. С увеличением температуры график зависимости  $T_{bus} = f(OSC)$  смещается вверх. При температуре 70°C изменение периода  $T_{bus}$  составило около 3%. Помимо этого, на некоторых участках кривой  $T_{bus} = f(OSC)$  претерпел изменение коэффициент пропорциональности  $b$ . Особенно заметно изменение наклона при малых значениях регистра OSCTRIM. Проанализировав представленные графики, можно сделать вывод, что для сохранения частоты системной шины, равной  $f_{nom} = 3,2 \text{ МГц} \pm \pm 0,4\%$ , число TRIM в регистре OSCTRIM с изменением рабочей температуры МК должно быть также изменено.

Таблица 1. Измерение и расчёт числа коррекции TRIM при температуре 18°C

Эталонная частота $f_{изм}$ , Гц	Число OSC в регистре OSCTRIM		Измеренное значение $N$		Рассчитанное значение $f_{bus}/8$ , Гц (Дес)	Рассчитанное значение $T_{bus}$ , мкс (Дес)	Выбор значений OSC для расчёта OSC1/OSC2 (Hex)	Рассчитанное значение $1/b$ (Дес)	Рассчитанное значение $k$ (Дес)	Рассчитанное значение TRIM (Дес)
	Hex	Dec	Hex	Dec						
40	20	32	2C4E	11342	453 680	0,275525	40/20	669,79	-47,25	111
40	30	48	2B26	11046	441 840	0,282908	50/30	660,63	-30,55	111
40	40	64	2A07	10759	430 360	0,290455	60/40	664,47	-14,87	111
40	50	80	28F5	10485	419 400	0,298045	70/50	654,88	1,70	110
40	60	96	27F5	10229	409160	0,305504				
40	70	112	26F6	9974	398 960	0,313315				

Hex – значение дано в шестнадцатеричной системе счисления;

Dec – значение дано в десятичной системе счисления;

TRIM – подстроенное значение цифрового регулятора.

В таблице 2 приведены результаты экспериментов, выполненные по методике составления таблицы 1, но для температуры 70°C. Если при комнатной температуре значение числа коррекции TRIM было равно TRIM1 = 111, то при температуре 70°C в регистр OSCTRIM должно быть записано новое число коррекции TRIM2 = 91. В противном случае изменение частоты системной шины, а следовательно, и погрешность измерения временных интервалов составит около 3%. Для снижения этой погрешности необходимо реализовать автоматическое изменение значения числа TRIM в функции температуры кристалла МК. Но датчик температуры в составе рассматриваемых 8-разрядных микроконтроллеров отсутствует. Поэтому поставленную задачу следует решать посредством косвенных измерений.

Чтобы в процессе работы устройства осуществить пересчёт числа TRIM, необходимо соблюдение двух условий:

- стабильная частота измеряемого сигнала (не эталонного, с произвольной частотой);
- относительно стабильная температура.

Учитывая, что алгоритм пересчёта выполняется достаточно быстро, второе условие выполняется автоматически. Возможность выполнения первого условия полностью определяется прикладной задачей.

Геометрическое представление алгоритма пересчёта подстроечного числа TRIM при изменении температуры кристалла МК иллюстрирует рисунок 4. Нижняя прямая соответствует линейной аппроксимации функции  $T_{bus} = f(OSC)$  при комнатной температуре окружающей среды, верхняя – при температуре 70°C. Если эти прямые параллельны, то новое значение подстроечного числа TRIM2 можно найти по формулам:

$$a1 - a2 = TRIM1 - TRIM2, \quad (5)$$

$$a2 - a1 = \frac{N2\_2}{N2\_2 - N1\_2} m - \frac{N2\_1}{N2\_1 - N1\_1} m, \quad (6)$$

где  $N2\_1$  и  $N1\_1$  – число отсчётов таймера, полученное в процессе измерения периода некоторого входного

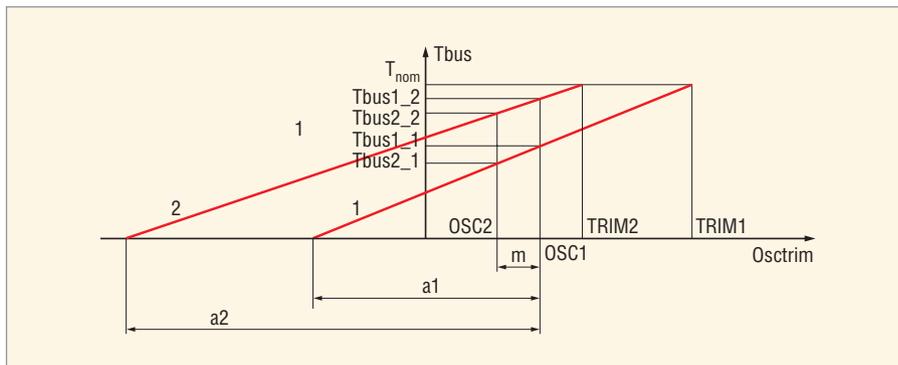


Рис. 4. Геометрическое представление алгоритма автоматической коррекции частоты системной шины МК с изменением температуры

импульсного сигнала для двух значений периода системной шины  $T_{bus1\_1}$  и  $T_{bus2\_1}$  при комнатной температуре (прямая 1 на рис. 4), а  $N2\_1$  и  $N2\_2$  – аналогичные числа, полученные в процессе измерений при повышенной температуре (прямая 2 на рис. 4).

Для проверки соответствия данной геометрической модели, выведенной на основе экспериментальных данных из таблиц 1 и 2, были рассчитаны разности  $a2 - a1$  и  $TRIM1 - TRIM2$  для двух экземпляров МК. Проанализируем полученные результаты, представленные в таблице 3. Если  $a2 - a1 = TRIM1 - TRIM2$ , то прямые  $T_{bus} = f(OSC)$  можно считать параллельными на рассматриваемом участке OSC1...OSC2. Как видно из таблицы 3, для МК1 такого участка вообще не существует, а для МК2 такой участок присутствует в диапазоне

OSC = 60h...40h. Можно также заметить, что разность TRIM1 – TRIM2 для всех рассмотренных диапазонов изменения числа OSC не превышает некоторого порогового значения, которое для диапазона изменения температуры внешней среды 18...70°C можно принять равным 20.

На основе полученных данных был реализован следующий алгоритм автоматической подстройки частоты внутренней шины МК. Через определённые, достаточно длительные интервалы времени МК записывает в регистр OSCTRIM значение OSC1 = 60h и определяет число  $N1\_2$ , затем при OSC2 = 40h определяет число  $N2\_2$ . Используя рассмотренные соотношения (5) и (6), вычисляется разность  $a2 - a1$ . Если  $a2 - a1 < 20$ , то TRIM2 = TRIM1 – ( $a2 - a1$ ), иначе TRIM2 = TRIM1 – 20.



## Консультационно-технический центр по микроконтроллерам

www.cec-mc.ru  
e-mail: info@cec-mc.ru

**В НОГУ СО ВРЕМЕНЕМ**

- 8, 16, 32-х разрядные микроконтроллеры для различных применений
- STM, Atmel, NXP, SHARP, Texas Instrument, Cirrus Logic, Freescale, Fujitsu, Infineon

*Техническая поддержка проектов*



**127055, Москва, ул. Новослободская, 62, корп. 12  
тел. (495) 730-2085**

реклама

Таблица 2. Измерение и расчёт числа коррекции TRIM при температуре 70°C

Эталонная частота $f_{\text{эт}} \text{ Гц}$	Число OSC в регистре OSCSTRIM		Измеренное значение $N$		Расчитанное значение $f_{\text{выс}}/8 \text{ Гц}$ (Dec)	Расчитанное значение $T_{\text{выс}} \text{ мкс}$ (Dec)	Выбор значений OSC для расчёта OSC1/OSC2 (Hex)	Расчитанное значение $1/b$ (Dec)	Расчитанное значение $k$ (Dec)	Расчитанное значение TRIM (Dec)
	Hex	Dec	Hex	Dec						
40	20	32	2AA4	10916	436640	0,286277	40/20	733,83	-29,57	93
40	30	48	2994	10644	425760	0,293593	50/30	714,99	-11,25	91
40	40	64	28B4	10420	416800	0,299904	60/40	664,33	5,22	91
40	50	80	27B0	10160	406400	0,307579	70/50	659,98	21,60	90
40	60	96	26C2	9922	396880	0,314957				
40	70	112	25D3	9683	387320	0,322731				

Таблица 3. Данные для анализа алгоритма автоматической коррекции частоты системной шины

МК1			МК2		
OSC1-OSC2	a2-a1	TRIM1-TRIM2	OSC1-OSC2	a2-a1	TRIM1-TRIM2
40-20	84,2	21,1	40-20	81,7	17,7
50-30	74,8	21,8	50-30	73,7	19,3
60-40	44,0	20,4	60-40	20,0	20,1
70-50	52,3	20,6	70-50	25,0	19,9

Таблица 4. Влияние температуры окружающей среды на порог срабатывания по частоте для алгоритма с коррекцией частоты системной шины

Пороговая частота, Гц	Температура, °C					
	29	41	46	51	61	70
59	58,8	59,3	59,4	59,6	59,3	59,3
45	44,9	44,9	45,3	45,0	45,2	45,1

При попытке реализации этого алгоритма в реальном устройстве было обнаружено следующее. Вследствие наличия контура обратной связи в модуле тактирования, установленная частота внутренней шины имеет нестабильность  $\pm 0,025\%$ , и поэтому наблюдаются нестабильность  $N1$  и  $N2$ . Оценим погрешность разности  $a2 - a1$ , по которой определяется текущее подстроечное число TRIM2. При  $N1 = 10\,229$  и  $N2 = 10\,759$  коэффициент  $a = 649,6$ . Предположим, что  $\Delta N = 7$  – допустимое значение изменения  $N$ , при котором можно считать входную частоту стабильной. Тогда в худшем случае, при  $N1 = 10\,222$  и  $N2 = 10\,766$  коэффициент  $a = 633,3$ , ошибка вычисления составляет  $\Delta a = 16$ . Полученное значение  $\Delta a$  близко к граничной разности  $TRIM1 - TRIM2 = 20$  для рассматриваемого диапазона температур 18...70°C. Поэтому рабочий алгоритм подстройки должен накапливать значения  $N1$  и  $N2$ , находить

среднее арифметическое в каждой группе отсчётов и эти средние значения использовать для расчётов TRIM2. При этом следует помнить, что увеличение времени измерений для целей подстройки требует снижения динамики изменения частоты измеряемого сигнала.

Рассмотренный алгоритм с накоплением 16 отсчётов каждого измерения был использован в устройстве контроля частоты автономного дизельного генератора. Программный код, реализующий алгоритм на языке ассемблера, занимает дополнительно 148 байт памяти (с использованием подпрограмм первого алгоритма). Порог обнаружения критического значения частоты был установлен 59 Гц при комнатной температуре. Время, через которое осуществлялась подстройка, определялось программным счётчиком входных захватов сигнала измеряемой частоты. Подстройка выполнялась по достижении

счётчиком значения 10 000. При средней частоте измеряемого сигнала 50 Гц время между подстройками составляет 200 с; при этом время, выделяемое на подстройку, оценивается как  $32/50 \text{ Гц} = 0,64 \text{ с}$ .

В таблице 4 приведены результаты тестирования этой программы для двух значений пороговой частоты. Можно убедиться, что погрешность частоты срабатывания не превышает 1%, в то время как без алгоритма подстройки эта погрешность составляла 3...5%.

## Выводы

- Внутренний модуль тактирования МК необходимо настраивать, поскольку предоставляемое заводом-изготовителем значение кода коррекции для регистра OSCSTRIM обеспечивает произвольное значение частоты системной шины из диапазона  $3,2 \text{ МГц} \pm 5\%$ .
- Для начальной подстройки частоты был разработан алгоритм для автоматического определения значения числа коррекции TRIM регистра OSCSTRIM. Обязательным условием настройки является подключение сигнала известной частоты ко входу модуля входного захвата. В работе использовался сигнал частотой 40 Гц, и полученные соотношения тоже соответствуют этой частоте.
- При изменении окружающей температуры возникает необходимость подстройки частоты. Если частоту не подстраивать, то при температуре 70°C она изменяется на 3% относительно частоты тактирования при комнатной температуре. Разработан алгоритм автоматической коррекции частоты системной шины в процессе работы устройства с каналом измерения частоты, который позволяет уменьшить погрешность измерения, возникающую из-за температурной нестабильности.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Ремизевич Т. Новые модели микроконтроллеров семейства HC908 фирмы Motorola. CHIP News. 2002. № 5 (68). С. 5–13.
2. Работа с микроконтроллерами семейства HC(S)08: пособие для студентов технических вузов. Под ред. Д.И. Панфилова. Издательство МЭИ, 2005.
3. MC68HC908QY/QT Internal Oscillator Usage Notes. Документ AN2312 компании Freescale Semiconductor.



# Новости мира News of the World Новости мира

## Power Management- и Audio-чип

Фирма **Austriamicrosystems** представляет Power- и Audio-Management-схему AS3658. Элемент является решением для обеспечения и контроля питания, а также управления аккумулятором, включая функцию зарядки. Зарядное устройство выдаёт ток заряда до 1,6 А. Специальная функция изолирования батареи обеспечивает зарядку по шине USB, линейный заряд, а также Step-down-заряд. AS3658 содержит три понижающих DC/DC-преобразователя, два повышающих DC/DC-преобразователя, три RF-LDO-стабилизатора, четыре цифровых LDO-стабилизатора, схему подкачки напряжения и схему управления фоновой подсветкой, поддерживающую многочисленные размеры экранов.



В то же время AS3658 располагает аудио-функциями, такими как 18-разрядный цифро-аналоговый преобразователь, 16-разрядный аналого-цифровой преобразователь, 5-диапазонный эквалайзер, а также усилитель наушников, линейные входы и выходы, микрофонные входы, аудиомиксер и несколько аналоговых и цифровых интерфейсов. Набор функции AS3658 дополняется часами реального времени, 10-разрядным аналого-цифровым преобразователем для самых различных задач и интерфейсом сенсорного экрана. Благодаря программируемым в PROM Startup-последовательностям, ИС совместима с множеством прикладных процессоров. Чип размещён в корпусе BGA124 размером 8 × 8 мм с межконтактным расстоянием 0,5 мм и рассчитан на работу при окружающей температуре -40...+85°C.

[www.austriamicrosystems.com](http://www.austriamicrosystems.com)

## Радиальные электролитические конденсаторы 63 и 100 В

Фирма **NIC Components Europe** расширяет свою серию NRSg радиальных миниатюрных алюминиевых электролитических конденсаторов элементами с рабочим напряжением 63 и 100 В. Серия предназначена для устройств систем



управления в промышленности, например, в системах питания и преобразователях. Общий располагаемый диапазон напряжений расширен теперь до пределов от 6,3 до 100 В; значения ёмкости от 6,8 до 6800 мкФ. Диапазон рабочих температур -40...+105°C. Корпуса имеют размеры вплоть до 5 × 11 мм.

[www.niccomp.com](http://www.niccomp.com)

## Front-End-модуль для WLAN и Bluetooth

Фирма **Epcos** выпускает, по её утверждению, самый миниатюрный в мире All-in-one Front-End-модуль для Bluetooth-, а также для WLAN-приложений по стандарту 802.11 b/g/n. При монтажной высоте 1,4 мм модуль занимает на печатной плате площадь 4,5 × 3,2 мм. Модуль включает в себя WLAN-усилитель мощности, коммутатор WLAN-Bluetooth, приёмный симметрирующий



трансформатор и защиту от электростатических разрядов. Кроме этого, специальный фильтр обеспечивает возможность одновременной работы WLAN и Bluetooth со всеми стандартами мобильной радиосвязи.

[www.epcos.com](http://www.epcos.com)

## Источник опорного напряжения с температурным дрейфом 5 ppm/°C

Фирма **Linear Technology** представляет ИС LTC6652 – малощумящий прецизионный источник опорного напряжения с начальной погрешностью 0,05% и с максимальным температурным дрейфом 5 ppm/°C. Шум опорного напряжения составляет 2,1 ppm, диапазон выходного тока ±5 мА. Схема рассчитана на работу в температурном диапазоне -40...+125°C, её рабочее напряжение может быть до 13,2 В. Чип может включаться в ждущий режим, в котором потребляемый ток снижается с 350 мкА до менее чем 2 мкА. Семейство LTC6652 предлагается с

семью различными выходными напряжениями: 1,25, 2,048, 2,5, 3,0, 3,3, 4,096 и 5 В.

[www.linear.com](http://www.linear.com)

## Прочный выключатель с защитой от вандализма

Фирма **Schurter** предлагает MSM LA – прочную металлическую кнопку-выключатель с фиксацией.



Выключатель выполнен с двумя гальванически развязанными контактами и может, таким образом, использоваться в однополюсных и двухполюсных коммутационных схемах. Напряжение контактов до 250 В при максимальном коммутируемом токе до 12 А. Выключатели имеют с монтажным диаметром 19 и 22 мм, эксплуатационный температурный диапазон -25...+ 85°C. Класс защиты IP67. Выключатель находит применение в промышленных системах автоматизации, на пищевых производствах, на пассажирском транспорте, а также в измерительных приборах, информационных терминалах, в торговых автоматах и пультах управления.

[www.schurter.com](http://www.schurter.com)

## 1,8V-CPLD в корпусе MBGA

Фирма **Altera** предлагает Zero-Power-CPLD MAX IIZ, которые предназначены для мобильных приложений. Они выпускаются с 240 и 570 логическими элементами и размещаются в корпусе MBGA, имея до 160 входов/выходов. Элементы, по утверждению производителя, обладают значительными преимуществами по отношению к обычным макро-CPLD и сочетают энергонезависимую логику, а также Instant-on-функциональность со структурой логики Lock-up-Table. В элементах используется технология 0,18 мкм, напряжение ядра 1,8 В и Flash-технология с шестью слоями металла. К системным признакам относится Flash-память пользователя и внутренний генератор. Элементы MAX IIZ поддерживаются бесплатным программным обеспечением Quartus II Web Edition в версии 7.2, SP1.

[www.altera.com](http://www.altera.com)