

Вольтметр действующего и средневыпрямленного значений напряжений в звуковом диапазоне частот с цветным 1,3" TFT-дисплеем и батарейным питанием. Часть 1

Алексей Кузьминов

В статье описан вольтметр, измеряющий действующее, U_d и средневыпрямленное, U_c , значения напряжений входного сигнала звукового диапазона частот, а также его частоту и вычисляющий коэффициент формы, $K_f = U_d / U_c$. Прибор основан на преобразователе действующего значения напряжения в постоянное (RMS-to-DC converter) AD637 повышенной точности, микроконтроллере (МК) EFM8LB12F32, высокоскоростных (до 20 В/мкс) и широкополосных (до 10 МГц) ОУ ОРА1642, ТРАД8605 и ОУ с «нулевым» смещением (Zero-Drift) ОРА735. Для питания прибора используется аккумулятор 6LF22 форм-фактора «Крона» напряжением 9 В, ёмкостью 650 мА·ч, заряжаемый от любой зарядки для телефона через разъём USB Type C. Результаты измерений выводятся на 1,3" цветной TFT дисплей с IPS-матрицей и разрешением 240×240 пикселей. Приводятся принципиальная схема, разводка и внешний вид платы прибора, конструкция, внешний вид, программные средства, результаты испытаний и настройка прибора.



Дополнительные материалы к этой статье можно скачать, перейдя по ссылке в QR-коде

Резюмируя вышеизложенное, можно констатировать, что если сигнал синусоидальный, то

$$U_d \approx U_{\text{Амп}} \times 0,7071, U_c \approx U_{\text{Амп}} \times 0,6366 \text{ и } K_f \approx 1,11072.$$

Здесь необходимо заметить, что формулы (5) и (6) работают только в одну сторону, или, другими словами, если сигнал синусоидальный, то

$U_d \approx U_{\text{Амп}} \times 0,7071$ и $U_c \approx U_{\text{Амп}} \times 0,6366$, а вот обратное неверно, т.е. если $U_d \approx U_{\text{Амп}} \times 0,7071$ или $U_c \approx U_{\text{Амп}} \times 0,6366$, то сигнал необязательно синусоидальный. Например, если сигнал представляет собой прямоугольный меандр с постоянной составляющей, то можно найти такую постоянную составляющую, для которой $U_d \approx U_{\text{Амп}} \times 0,7071$. Другими словами, такое действующее значение сигнала в общем случае не означает, что сигнал синусоиден (такой меандр, естественно, не является синусоидой).

А вот формула (7) работает в обе стороны, т.е. если сигнал синусоиден, то $K_f \approx 1,11072$, и если $K_f \approx 1,11072$, то сигнал синусоиден. Как можно заметить из (7), коэффициент формы не зависит ни от амплитуды сигнала, ни от его частоты. В связи с этим K_f может быть использован как средство определения синусоидальности сигнала. Например, измерив U_d , U_c , рассчитав $K_f = U_d / U_c$ и сравнив K_f со значением 1,11072, можно сделать вывод о том, синусоиден сигнал или нет. Кстати, на этом принципе и работает описываемый прибор (см. далее).

В большинстве случаев требуется измерение действующего значения переменного напряжения сетевой частоты (50 Гц). Это может быть само сетевое напряжение (напри-

Введение

Прежде всего, приведём некоторые известные соотношения, которые помогут понять принцип функционирования описываемого далее прибора.

Действующее значение напряжения сигнала, U_d , в общем случае принято рассчитывать по формуле

$$U_d = \sqrt{U_{d1}^2 + U_{d2}^2 + \dots + U_{dN}^2} \quad (1),$$

где U_{d1} , U_{d2} , ..., U_{dN} – действующие значения соответствующих гармоник, входящих в состав сигнала.

Средневыпрямленное значение напряжения сигнала, U_c , также в общем случае принято рассчитывать по формуле

$$U_c = U_{c1} + U_{c2} + \dots + U_{cN} \quad (2),$$

где U_{c1} , U_{c2} , ..., U_{cN} – средневыпрямленное значение каждой из гармоник, входящих в состав сигнала.

Коэффициент формы сигнала, K_f , принято рассчитывать по формуле

$$K_f = \frac{U_d}{U_c} = \frac{\sqrt{U_{d1}^2 + U_{d2}^2 + \dots + U_{dN}^2}}{U_{c1} + U_{c2} + \dots + U_{cN}} \quad (3).$$

Каждая из гармоник $U(t)$, входящая в состав сигнала и имеющая свою частоту, представляет собой синусоиду (соответствующей частоты) с ампли-

тудным значением $U_{\text{Амп}}$. Для единичной частоты это обычная синусоида $U(t) = U_{\text{Амп}} \sin(t)$ (4).

Действующее значение, U_d , такой синусоиды за полпериода (0– π) равно действующему значению за период (0– 2π) и рассчитывается по формуле

$$U_d = U_{\text{Амп}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sin^2(t) dt} = U_{\text{Амп}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin^2(t) dt} = U_{\text{Амп}} \frac{1}{\sqrt{2}} \approx U_{\text{Амп}} \times 0,7071 \quad (5).$$

Средневыпрямленное значение, U_c , синусоиды (4) за полпериода (0– π) равно средневыпрямленному значению модуля (или абсолютного значения) синусоиды ($|\sin(t)|$) за период (0– 2π) и рассчитывается по формуле

$$U_c = U_{\text{Амп}} \int_0^{\pi} \sin(t) dt = U_{\text{Амп}} \int_0^{2\pi} |\sin(t)| dt = U_{\text{Амп}} \frac{2}{\pi} \approx U_{\text{Амп}} \times 0,6366 \quad (6).$$

Для синусоидального сигнала числовое значение коэффициента формы, K_f , в соответствии с (3), может быть получено из формулы

$$K_f = U_d / U_c = (U_{\text{Амп}} \frac{1}{\sqrt{2}}) / (U_{\text{Амп}} \frac{2}{\pi}) = (\frac{1}{\sqrt{2}}) / (\frac{2}{\pi}) = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1,11072 \quad (7).$$

мер, ~220 В) или напряжения со вторичных обмоток трансформаторов. Простейший случай измерения действующего напряжения сетевой частоты – это измерение выпрямленного (с помощью обычных диодов) значения такого напряжения U_c . Поскольку $U_d / U_c = \pi/2\sqrt{2} \approx 1,11072$ (см. (7)), то $U_d \approx U_c \times 1,11072$.

Таким образом, измерив U_c и проградуировав измерительный прибор под U_d , т.е. умножив изменённое напряжение на 1,11072, можно получить действующее значение напряжения. На этом принципе основан способ измерения действующего значения напряжения простейших и дешёвых вольтметров и стрелочных тестеров. Существуют цифровые вольтметры действующего значения напряжения, которые измеряют реальное действующее значение напряжения (true RMS). Однако они на порядок дороже первых; кроме того, они измеряют действующее значение напряжения частотой не выше 1 кГц. И наконец, существуют приборы, которые измеряют действующее значение напряжения (true RMS) частотой до 100 кГц. Однако их цена просто зашкаливает, так как они стоят уже под десятки, а то и сотни тысяч рублей.

Здесь может возникнуть вопрос: а зачем вообще измерять действующее и средневыпрямленное значения напряжений в звуковом диапазоне частот? Ведь обычно действующее значение напряжения измеряют на сетевой частоте 50 Гц (см. выше). Для ответа на этот вопрос сделаем некоторое отступление.

Как известно, то или иное устройство звукотехники (УМЗЧ, различные звуковые мониторы и т.п.) имеет искажения. Другими словами, подав на такое устройство чисто синусоидальный сигнал, на выходе получим усиленный сигнал, но с некоторыми искажениями. Эти искажения принято характеризовать коэффициентом нелинейных искажений (КНИ), K_H , который в общем случае рассчитывается по формуле (8)

$$K_H = \frac{\sqrt{U_{d2}^2 + U_{d3}^2 + \dots + U_{dN}^2}}{\sqrt{U_{d1}^2 + U_{d2}^2 + \dots + U_{dN}^2}} \quad (8),$$

где $U_{d2}^2, U_{d3}^2, \dots, U_{dN}^2$ – квадраты действующих значений напряжений всех гармоник, кроме первой (основной, U_{d1}^2), а $U_{d1}^2, U_{d2}^2, \dots, U_{dN}^2$ – квадраты действующих значений всех без исключения гармоник.

Кроме K_H искажения принято ещё характеризовать коэффициентом гармонических искажений (КГИ, в зарубежной литературе THD – Total Harmonic Distortion), K_T , который вычисляется по формуле:

$$K_T = \frac{\sqrt{U_{d2}^2 + U_{d3}^2 + \dots + U_{dN}^2}}{U_{d1}} \quad (9).$$

Связь между K_T и K_H определяется формулой (10):

$$K_T = \frac{K_H}{\sqrt{1 + K_H^2}} \quad (10).$$

Причём, если $K_H \ll 1$, то $K_T \approx K_H$ (см. (10)), т.е. при их малых значениях они приблизительно равны.

Для получения K_T или K_H требуется достаточно дорогая звуковая карта и также недешёвое программное обеспечение.

Теперь возвратимся к прерванной последовательности изложения. Как было отмечено выше, коэффициент формы, K_F , так же, как и K_T, K_H , определяет искажения, или, другими словами, K_F, K_T и K_H выполняют приблизительно одну и ту же функцию, но по-разному. Тогда возникает вопрос: а можно ли вместо K_T и K_H использовать K_F ? И есть ли связь между ними? Можно ли рассчитать, например, K_T по K_F , т.е. есть ли зависимость $K_T = f(K_F)$? К сожалению, такой прямой связи нет. Однако, если взглянуть на формулы (3), (7) и (9), то можно констатировать однозначно, что если $K_F = \pi/2\sqrt{2} (\approx 1,11072)$, то $K_T = K_H = 0$. Другими словами, чем ближе K_F к $\pi/2\sqrt{2} (\approx 1,11072)$, тем ближе K_T и K_H к нулю.

Пусть выходной сигнал с выхода, например, УМЗЧ состоит из двух гармоник: первая с действующим значением 10 В и частотой, например, 1 кГц, вторая – с действующим значением 0,1 В (т.е. 0,1% от первой) и частотой 2 кГц. По формулам (3) и (9) можно точно рассчитать значения K_F и K_T соответственно и сравнить их между собой.

Итак, пусть $U_{d1} = 10$ В, $U_{d2} = 0,1$ В. Тогда, в соответствии с (9), рассчитаем K_T . Имеем:

$$K_T = \frac{\sqrt{0,1^2}}{10} = \frac{0,1}{10} = 0,01,$$

что соответствует 1%.

Теперь рассчитаем K_F по (3). Имеем:

$$K_F = \frac{\sqrt{10^2 + 0,01^2}}{10 + 0,1} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{10,0004999}{10,1} = 1,09972.$$

Теперь рассчитаем относительную ошибку ΔK_F , имея в виду, что истинное значение $K_F = 1,11072$:

$$\Delta K_F = \frac{1,11072 - 1,09972}{1,11072} = 0,009934,$$

что соответствует 0,99% $\approx$ 1%.

Как видим, $K_T = 1\%$ и $\Delta K_F \approx 1\%$, или, другими словами, они достаточно близки.

Если взять действующее значение второй гармоники на порядок меньше, т.е. если $U_{d1} = 10$ В и $U_{d2} = 0,01$ В, то по расчётам автора (они опущены) $K_T = 0,1\%$, а $\Delta K_F = 0,00099935 = 0,099935\% \approx 0,1\%$, т.е. и в этом случае K_T и ΔK_F так же близки. Автор оставляет такой расчёт читателю.

Кроме того, если подходить чисто формально, то из (3) следует, что $K_F = U_d / U_c$, из чего следует, что $U_d = K_F U_c$. А из (9) следует, что

$$K_T = \frac{\sqrt{U_{d2}^2 + U_{d3}^2 + \dots + U_{dN}^2}}{U_d} = \frac{\sqrt{U_{d2}^2 + U_{d3}^2 + \dots + U_{dN}^2}}{U_c K_F} \quad (11).$$

Но эта связь чисто формальная и не подходит для расчёта, поскольку для вычисления числителя (11) опять потребуются дорогая звуковая карта и дорогое программное обеспечение.

Резюмируя всё вышесказанное, можно отметить, что измерение U_d и U_c и расчёт по ним K_F является альтернативным способом определения искажений устройств звукотехники. Описываемый далее прибор как раз и выполняет такую функцию. Прибор имеет небольшой размер, полностью автономен и относительно недорог.

Дальнейшее изложение построено следующим образом. Вначале приводится принципиальная схема прибора, затем – разводка и внешний вид его платы и далее – его конструкция и внешний вид. В конце статьи приводятся результаты испытаний прибора, его настройка и порядок работы с ним.

Принципиальная схема

Функцию преобразования входного сигнала в действующее и средневыпрямленное значения и вывод постоянных напряжений, численно равных этим значениям, выполняет микросхема AD637 (DA1). Если, например, входной сигнал синусоидальный с амплитудой 1 В, то его действующее значение будет приблизительно равно 0,7071 В (формула (5)), а средневыпрямленное – приблизительно 0,6366 В (формула (6)). Эти напряжения появляются на выводе V_{out} (11-й вывод DA1) в зависимости от того, подклю-

чён ли конденсатор C_{AV} (C_{AV} и C_{AV1}) между выводами V_{OUT} и C_{AV} (10-й вывод) или нет. А подключением этих конденсаторов управляет коммутатор RS2103 (DA2) в зависимости от сигнала C , подаваемого на его вывод In (1-й вывод DA2) с МК. Конденсатор $C3$ ёмкостью около 8 пФ (рекомендуемый производителем для блокировки ВЧ составляющей выходного сигнала) постоянно подключён между 11-м и 10-м выводами DA2. Подстроечный резистор $R1$ совместно с $R2$ предназначен для подстройки нуля выходного сигнала DA1. Резистор $R3$, подключённый одним концом к напряжению питания (+3 В), а другим – ко входу разрешения CS (5-й вывод DA1), постоянно разрешает работу DA1. Подстроечный резистор $R4$ предназначен для регулировки коэффициента усиления DA1 (около 1). Конденсаторы $C1$ и $C2$ – блокировочные. Конденсатор $C4$, подключённый ко входу питания DA2 (2-й вывод), также блокировочный.

Входной сигнал подключается к прибору с помощью разъёма XBX (гнездо RCA) – см. пунктирный прямоугольник, обозначенный как «Вход RCA» в середине правой части схемы. К этому разъёму одним концом подключён кабель, на втором конце которого расположен разъём SIP-02 ($XUvx$), который подключается к штыревому разъёму PSLM-02 ($XUvx$), расположенному на плате. К этому разъёму подключён делитель напряжения $R1d$ – $R4d$, который определяет диапазон подключаемых напряжений (0,2 В, 1 В, 10 В и 20 В). Эти 4 сигнала, «земля» и сигнал V_{in} подключены к штыревому разъёму PSLM-06 (XDV). К этому разъёму подключён кабель, на одном конце которого расположен ответный разъём SIP-06 (XDV) в пунктирном прямоугольнике с надписью «Переключатель диапазонов», а провода второго его конца непосредственно припаяны к одному направлению переключателя диапазонов RS1010 24 (4 положения, 2 направления) – ПД1. Ко второму направлению этого переключателя припаяны провода с сигналами $DIAP0$, $DIAP1$, $DIAP2$ и «земля» (GND) одного конца кабеля, на втором конце которого расположен гнездовой разъём $XDIAP$, который подключён к штыревому разъёму $XDIAP$, расположенному на плате. Сигналы $DIAP0$, $DIAP1$ и $DIAP2$ подключены к соответствующим выводам МК (18-й, 17-й и 16-й выводы МК EFM8LB12F32-QFN24 (DD1)).

Эти сигналы служат для того, чтобы МК определял, какой из диапазонов выбран. Когда сигнал $DIAP0$ подключён к «земле», т.е. $DIAP0 = 0$, сигнал V_{in} подключается к сигналу 0,2 В, отмеченному на делителе $R1d$ – $R4d$. При $DIAP1 = 0$ к V_{in} подключается сигнал 1 В, при $DIAP2 = 0$ к V_{in} подключается сигнал 10 В. Если все сигналы ($DIAP0$, $DIAP1$ и $DIAP2$) отключены, т.е. находятся в состоянии «лог. 1» на МК (благодаря слаботочковым подтяжкам к питанию), V_{in} подключается к сигналу 20 В. Номиналы резисторов делителя выбраны так, что на любом диапазоне (0,2 В, 1 В, 10 В и 20 В) при подключении ко входу сигнала с действующим значением напряжения, равным максимальному напряжению диапазона, напряжение V_{in} будет составлять 0,2 В. Вот пример. Пусть на диапазоне 10 В действующее значение напряжения на входе (U_{BX}) будет 10 В. Тогда в точке «10 В» напряжение составит: $U_{10B} = [10 В \times (R3d + R4d)] / (R1d + R2d + R3d + R4d) = [(10 В \times (0,15K + 0,15K))] / (12K + 2,7K + 0,15K + 0,15K) = (10 В \times 3K) / 15K = 0,2 В$.

Сигнал V_{in} (с разъёма XDV) подключён к одному из входов сдвоенного ОУ OPA1642 (3-й вывод DA5.1) через резистор $R3m$. ОУ DA5.1 представляет собой неинвертирующий ОУ с коэффициентом усиления K , равным: $K = R2m / R1m + 1 = 20K / 5K + 1 = 5$. Для баланса токов на входе ОУ резистор $R3m$ должен быть равен: $R3m = R2m \parallel R1m = 4 K$, поэтому номинал этого резистора выбран равным 4,02K (из 1%-го ряда E96). Кроме того, этот резистор ещё выполняет роль защиты ОУ от высокого входного напряжения (если, не дай бог, при установке диапазона на 0,2 В на вход ОУ будет подан сигнал с амплитудой 20 В или более, чего автор категорически не советует делать).

Выходной сигнал ОУ DA5.1 (V_{inOPA}) подключён ко входу V_{in} DA1 (15-й вывод). Второй ОУ (DA5.2) инвертирует и поднимает сигнал V_{inOPA} на 1,5 В, т.е. с его выхода поступает сигнал $V_{inOPA} + 1,5 В$. В этом участвуют резисторы $R4m$ и $R5m$ (поднимают сигнал на 1,5 В вверх), а также резисторы $R6m$ и $R7m$ (инвертируют сигнал с коэффициентом усиления, равным –1). С выхода DA5.2 сигнал поступает на неинвертирующий вход компаратора, построенного на ОУ TPAD8605 (DA6). А его инвертирующий вход подключён к делителю $R8m$ – $R9m$, который подключён к напряжению питания (+3 В) и делит его попо-

лам (т.е. до +1,5 В). В результате, если входное напряжение компаратора превышает 1,5 В, его выходное напряжение становится почти равным напряжению питания (+3 В), в противном случае оно составляет почти 0 («земля»). Таким образом, входной синусоидальный сигнал преобразуется в прямоугольный меандр. Это требуется для измерения частоты с помощью МК (см. далее). Выходной сигнал компаратора (F) подключается к двум входам МК DD1 (19-й и 7-й выводы). Конденсаторы $C2m$, $C3m$ и $C5m$ – блокировочные, $C4m$ устраняет ВЧ-составляющую выходного сигнала.

Сигнал V_{out} с выхода DA1 (11-й вывод) подключается к неинвертирующему входу ОУ OPA735 (DA4) через резистор $R4a$. Этот ОУ включён по схеме неинвертирующего усилителя с коэффициентом усиления, равным $KU = R2a / R1a + 1 = 10K / 10K + 1 = 2$. Для сохранения баланса токов на входах ОУ резистор $R4a$ должен быть равен: $R4a = R1a \parallel R2a = 10 K \parallel 10 K = 5 K$. Помимо усиления входного сигнала в 2 раза, ОУ выполняет ещё роль своеобразного интегратора (или ФНЧ) с помощью конденсатора $C2a$, включённого в ОС ОУ. Такой интегратор требуется, чтобы существенно снизить пульсации напряжения при измерении средневыпрямленного значения напряжения (при измерении действующего значения напряжения). К выходу DA1 подключаются конденсаторы CAV и $CAV1$, которые исключают подобную пульсацию выходного напряжения DA1). С выхода ОУ DA4 через RC-цепочку $R3a$ – $C4a$ сигнал $ADCinA$ поступает на первый вход АЦП МК (ADC0.1) и одновременно на тестовый разъём PLL-02 (XTST), к которому ответным разъёмом может подключаться кабель, который своей второй стороной может быть подключён к цифровому тестеру. Это требуется, например, для установки нуля выходного сигнала $ADCinA$ и вообще для сравнения показания прибора с измеренным значением тестера (см. далее). Таким образом, учитывая, что коэффициенты усиления ОУ DA5.1 и DA4, а также встроенного в DA1 ОУ равны соответственно 5, 2 и 1, получаем, что общий коэффициент усиления сигнала схемы составляет $5 \times 2 \times 1 = 10$. Если, например, на диапазоне 0,2 В действующее значение напряжения будет 0,2 В, то входное напряжение на входе $ADCinA$ МК будет составлять 2 В.

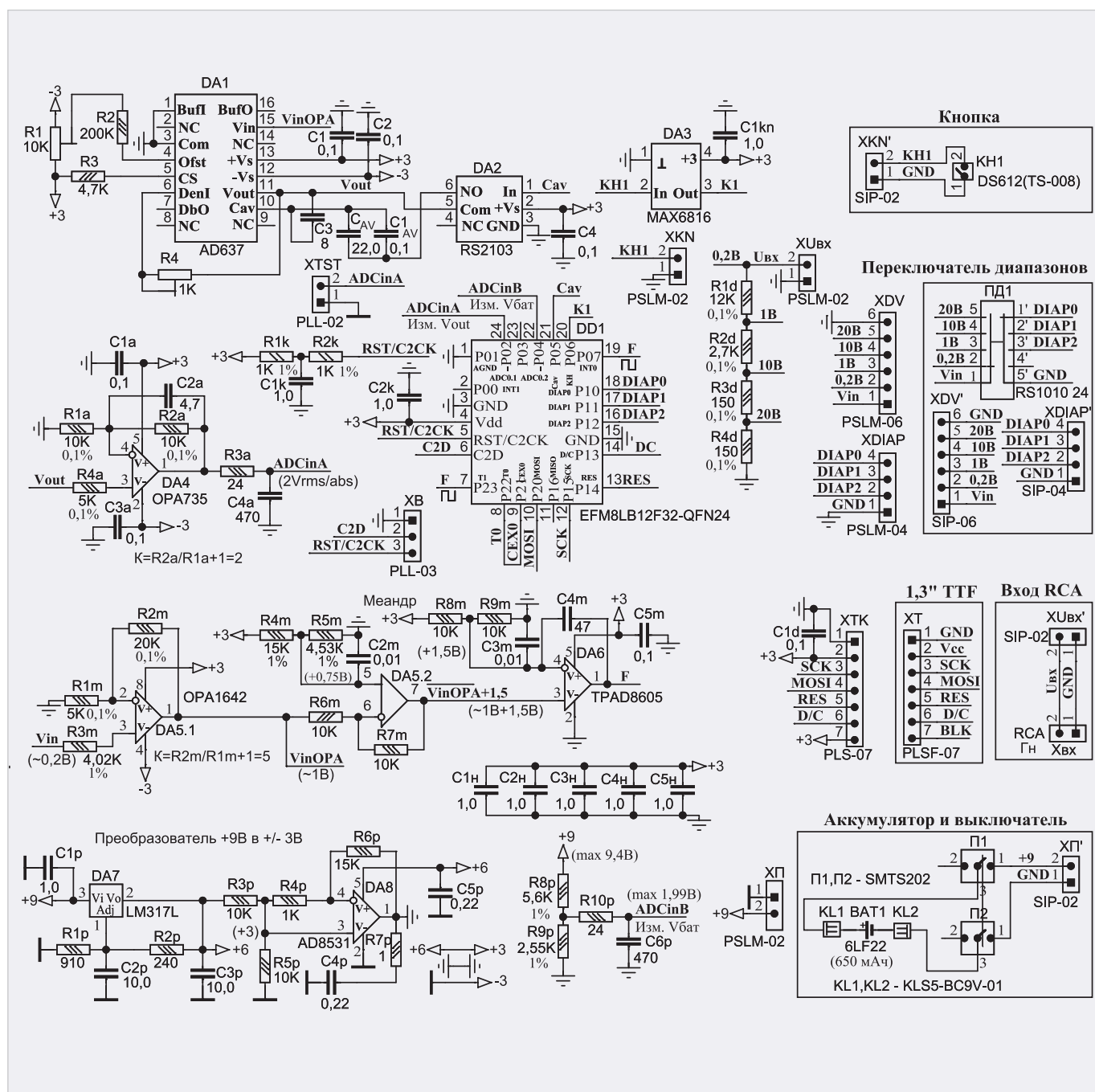


Рис. 1. Принципиальная схема прибора

Максимальное значение напряжения, подаваемого на вход ADCinA, составляет 2,2 В (см. далее), так что АЦП МК будет работать в стандартном режиме и с максимальным разрешением. Конденсаторы C1a и C3a, подключённые к напряжениям питания DA4, – блокировочные.

Для запуска и остановки процесса измерений в приборе предусмотрена кнопка с фиксацией DS612 (KH1 – в верхнем правом пунктирном прямоугольнике схемы), при нажатии (и отпускании) на которую начинается процесс измерений и вывод показаний на экран дисплея, а при следующем нажатии (и отпускании)

кнопки процесс измерений останавливается (например, для переключения диапазонов измерения и в некоторых других случаях). К этой кнопке одним концом припаян кабель, на втором конце которого установлен гнездовой разъём SIP-02 (XKN'), подключаемый к штыревому разъёму PSLM-02 (XKN), расположенному на плате. С этого разъёма сигнал от кнопки (KH1) подключается к микросхеме MAX6816 (DA3), являющейся антидребезговой схемой, которая подавляет дребезг контактов кнопки (Debounce), а сама микросхема называется «Debouncer». С выхода DA3 сигнал K1, очищенный от дребезга, под-

ключается МК (20-й вывод DD1) для анализа. Конденсатор C1kn – блокировочный.

1,3" TFT-дисплей с IPS-матрицей и разрешением 240×240 пикселей сопрягается с МК по интерфейсу SPI на скорости 36 Мбод. Сигналы SPI (SCK и MOSI), управляющие сигналы (RES, D/C и BLK), питание +3 В (Vcc) и «земля» (GND) подключаются к гнездовому разъёму PSLF-07 (XT – в пунктирном прямоугольнике схемы с надписью 1,3" TFT) платы дисплея. Этот разъём подключается к ответному штыревому разъёму платы PLS-07 (XTK на схеме), с которого соответствующие сигналы подключаются к МК. Конденсатор

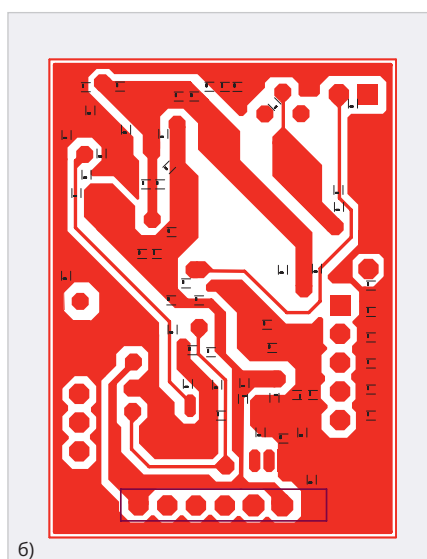
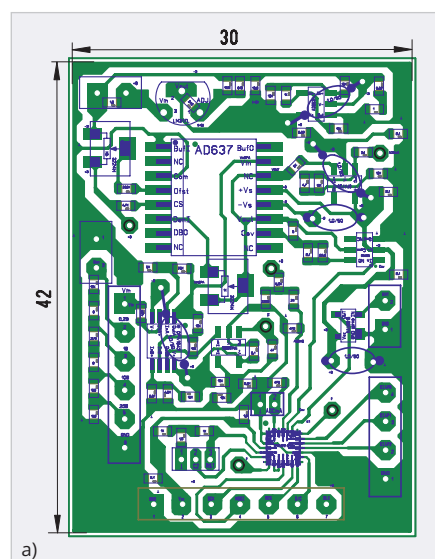


Рис. 2. Разводка платы прибора: а) вид со стороны расположения компонентов; б) вид с обратной стороны

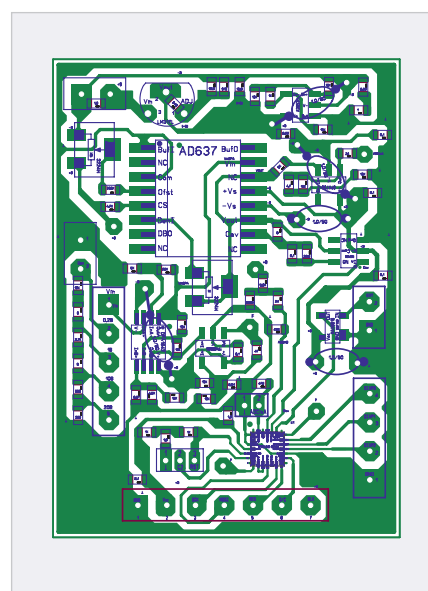


Рис. 3. Укрупнённый вид на МК

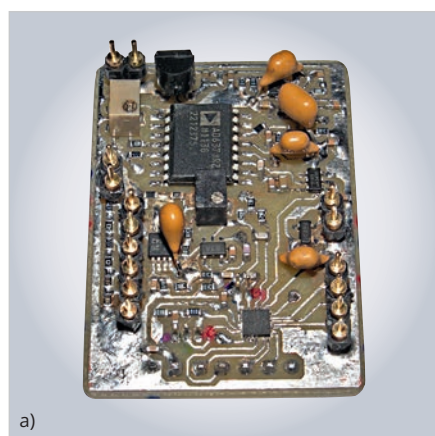


Рис. 4. Общий вид платы прибора: а) вид со стороны расположения компонентов; б) вид с обратной стороны без подключения дисплея; в) вид с обратной стороны с подключённым дисплеем

C1d – блокировочный. Поскольку плата дисплея жёстко закреплена на внутренней поверхности корпуса прибора (см. далее), фактически плата прибора одной своей стороной вставляется с натягом своим разъёмом ХТК в разъём ХТ платы дисплея и достаточно надёжно держится на нём. Противоположная сторона платы прибора приклеена к плате дисплея с помощью двух квадратных пластиковых пластин размером 6×6×3 мм, к которым с двух сторон приклеена пористая лента с двусторонним липким слоем.

Для программирования МК по интерфейсу C2 используется штыревой разъём PLL-03 (XB), к которому ответным разъёмом подключается кабель, соединённый с USBDEBUG-адаптером, который, в свою очередь, подключается к интерфейсу USB компьютера. На разъём XB выведены сигналы интерфейса C2 – RST/C2CK, C2D и «земля», которые подключаются к выводам

МК (5-й, 6-й выводы DD1). RC-цепочка R1k–R2k–C1k одним концом подключается к напряжению питания (+3 В), а вторым – к 5-му выводу МК (сигнал RST/C2CK). Это требуется для стандартного запуска МК при включении питания (PowerOnReset – POR). Конденсатор C2k – блокировочный.

Питается прибор от аккумулятора 6LF22 (BAT1) форм-фактора «крона» напряжением 9 В и ёмкостью 650 мА·ч (см. нижний правый пунктирный прямоугольник на схеме). К аккумулятору подключаются клеммы KLS5-BC9V-01 (KL1, KL2), предназначенные для этого аккумулятора. Включение питания осуществляется двухканальным и двухпозиционным выключателем SMTS-202 (П1, П2), к которому одним концом припаян кабель, на втором конце которого установлен гнездовой разъём ХП', который, в свою очередь, подключается к штыревому разъёму PSLM-02 (ХП), расположенному на

плате. Для получения двуполярного питания +3 В...–3 В (оно требуется для работы прибора) используется регулируемый стабилизатор LM317L (DA7) и резистивный делитель напряжения R2p–R1p, номиналы которых подобраны так, чтобы выходное напряжение стабилизатора составляло 6 В. Конденсаторы C1p–C3p – блокировочные. Далее с помощью схемы формирователя искусственной земли (или преобразователя однополярного напряжения в двуполярное), построенного на базе ОУ AD8531 (DA8), резисторов R3p–R6p и RC-цепочки R7p–C4p напряжение 6 В преобразуется в +3 В, искусственную «землю» (перевернутая «ёлочка») и –3 В. Максимальный ток ОУ AD8531 составляет 250 мА, что в 5 раз больше тока, потребляемого прибором (около 50 мА). Таким образом, максимальное время непрерывной работы прибора от аккумулятора составляет: 650 мА·ч / 50 мА = 13 часов.



Рис. 5. Прибор в корпусе:

а) без крышки; б) с защёлкнутой крышкой (дно прибора)



Рис. 6. Общий вид работающего прибора

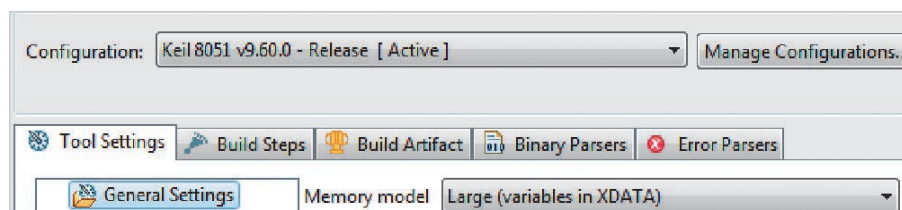


Рис. 7. Конфигурация транслятора C51

Но аккумулятор требуется подзаряжать в зависимости от степени его разрядки. А для определения степени разрядки аккумулятора используется делитель напряжения R8p–R9p и стандартная RC-цепочка R10p–R6p, которая используется для подключения измеряемого напряжения к АЦП МК – сигнал ADCinB, который подключается к ADC0.2 (22-й вывод DD1). Номиналы резисторов подобраны таким образом, чтобы при максимальном напряжении аккумулятора (около 9,4 В) напряжение с делителя не превышало 2,2 В. Это напряжение разбито на три части, и в зависимости от его значения на экран дисплея выводится рисунок аккумулятора с 3 сегментами. Если горят все 3 сегмента, то аккумулятор полностью заряжен, если не горит ни один сегмент, то аккумулятор разряжен и нуждается в подзарядке. Пороги этих трёх напряжений будут описаны далее в программных средствах.

Выводные конденсаторы C1н–C5н – блокировочные, кроме того, их выводы припаяны с двух сторон платы к соответствующим контактным площадкам. То есть они выполняют роль металлизации отверстий, которая в

домашних условиях весьма проблематична и поэтому исключена (рис. 1).

Разводка и внешний вид платы прибора

Разводка платы прибора (рис. 2, рис. 3) сделана автором с помощью программы SprintLayout 6.0. Файл разводки в формате *.lay6 приведён в дополнительных материалах к статье на сайте журнала. На рис. 2а чёрными кружками отмечены контактные площадки, в отверстия которых необходимо вставить медный лужёный провод и пропаять его с двух сторон платы, чтобы не делать металлизацию отверстий (см. выше). Кроме того, выводы всех разъёмов, микросхемы стабилизатора и выводных конденсаторов необходимо пропаять с двух сторон платы. Плата сделана на стеклотекстолитовой пластине толщиной 1,5 мм с двусторонним медным покрытием размером 42×30 мм (рис. 4).

Конструкция прибора

Прибор расположен в пластиковом корпусе AK-S-38 размером 92×58×31 мм (рис. 5, рис. 6). Плата дисплея с укрепленной на ней платой прибора приклеена к внутренней стороне корпу-

са каплями термокля (рис. 5а). Для дисплея в корпусе прорезано прямоугольное окно по размерам видимой части экрана дисплея (рис. 6). Кнопка вставлена с натягом в прямоугольное окно, прорезанное на лицевой стенке прибора. Переключатель диапазонов укреплен на лицевой стенке прибора через отверстие и зажат гайкой. На лицевой поверхности корпуса на штوك переключателя надета и укреплена винтом ручка, с помощью которой осуществляется выбор диапазонов измерений (рис. 6). Хотя на нижней металлической части ручки выгравирована метка, она плохо заметна, если на прибор смотреть несколько сбоку. Поэтому на верхней поверхности ручки маркером дополнительно нарисована точка чёрного цвета (рис. 6). Выключатель питания укреплен на лицевой стенке прибора через отверстие и зажат гайкой. Разъём RCA укреплен на передней боковой стенке прибора через отверстие и зажат гайкой. Аккумулятор укреплен в нижней части прибора рядом со стенкой, для чего к внутренней поверхности лицевой стенки прибора приклеена L-образная пластиковая пластина (рис. 5а). Чтобы корпус не скользил, к его крышке, являющейся дном прибора, приклеены самоклеящиеся резиновые ножки (рис. 5б). Кроме того, в крышке прорезано овальное окно как раз над разъёмом USB Type-C аккумулятора, чтобы его заряжать, не открывая крышку (рис. 5б). Кабели от переключателя диапазонов пропущены через экран из сви-

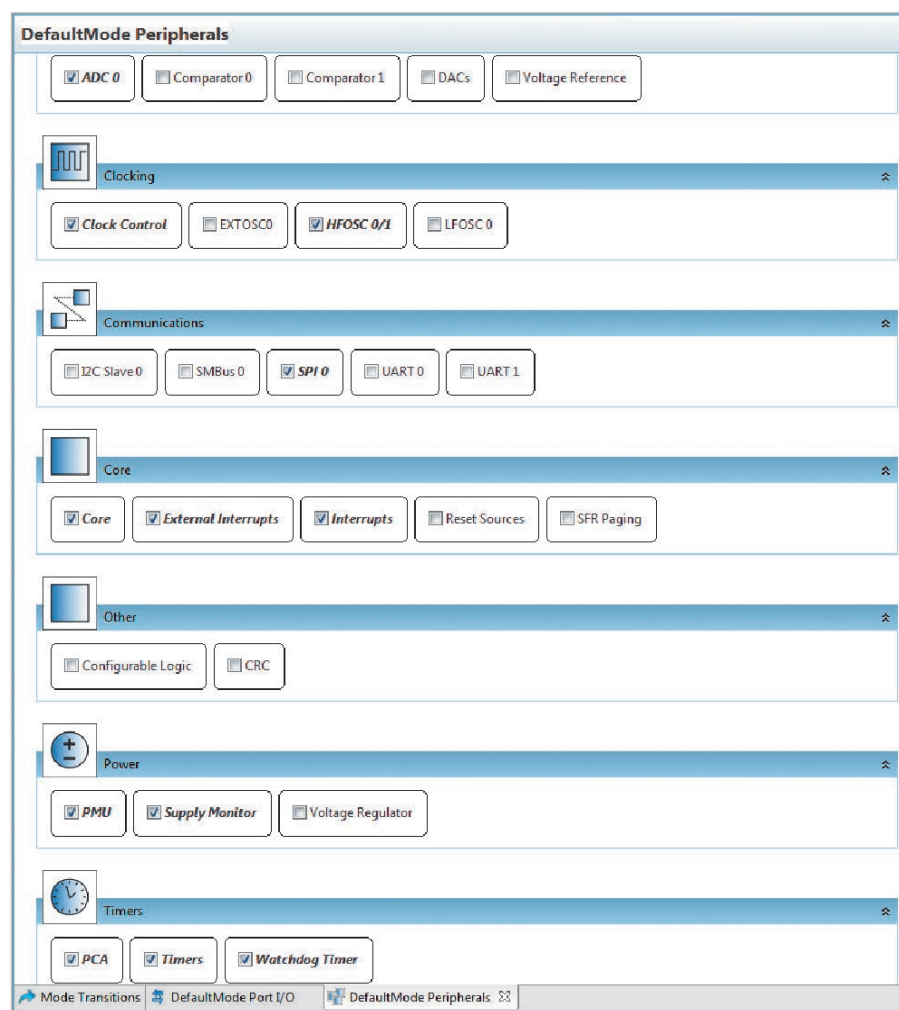


Рис. 8. Общее меню настроек периферийных устройств МК

тых между собой медных лужёных жил. Экран соединён с «землёй». Он сверху обмотан фторопластовой лентой, использующейся для герметизации стыков труб (ФУМ-лента). Кабель от разъёма RCA до прибора также является коаксиальным с внешним слоем изоляции из ПВХ. Экран кабеля также соединён с «землёй». Цифровые значения напряжений 4 диапазонов (0,2 В, 1 В, 10 В и 20 В) напечатаны на прозрачной пленке (зеркально), которая выдержана в атмосфере дихлорметана в течение часа (так же как и фотошаблон для изготовления печатной платы). Далее эта пленка напечатанной стороной приклеена к лицевой поверхности корпуса тонкой лентой белого цвета с двусторонним липким слоем (рис. 6). Таким образом, стереть надпись на пленке при всём желании невозможно, так как эта надпись расположена на обратной стороне прозрачной плёнки.

Программные средства

Программа в уже загрузочном формате приведена в дополнительных

материалах на сайте журнала, однако для тех, кто хочет самостоятельно написать свою программу, ниже приведены некоторые её ключевые моменты.

Программирование МК проводилось в среде Simplicity Studio v.4 от компании Silicon Labs на языке Keil 8051 v9.60. Использовалась Large Memory Model, когда переменные располагаются во «внешней» памяти XDATA (рис. 7).

Вначале необходимо настроить все периферийные устройства МК, которые используются в программе. В общем меню настроек (рис. 8) галочками отмечены те периферийные устройства, которые используются.

В самом начале необходимо выбрать внутренний высокоскоростной генератор (HFOSC1) частотой 72 МГц, делитель частоты генератора, равный 1, чтобы системная тактовая частота (SYSCLK) была равна 72 МГц и скорость чтения флеш-памяти менее 75 МГц (рис. 9), иначе все дальнейшие настройки будут давать ошибки.

HFOSC 0/1 a)	
Property	Value
High Frequency Oscillator Control	
24.5 MHz Oscillator (HFOSC0)	On When Needed
72 MHz Oscillator (HFOSC1)	Always On

Clock Control 6)	
Property	Value
Clock Select	
SYSCLK	72.000 MHz
Select Clock Source	Internal High Frequenc...
Clock Source Divider	SYSCLK / 1

Core B)	
Property	Value
Prefetch Engine Control	
Flash Read Timing	SYSCLK is below 75 MHz

Рис. 9. Выбор генератора (а), системной тактовой частоты (б) и скорости чтения флеш-памяти (в)

Properties of ADC 0	
ADC 0	Autoscan
Property	Value
View	Advanced
Enable	
Enable ADC	Enabled
Control	
Start of Conversion	Write to 1 of ADBUSY
Resolution	14-Bit mode
Result Shift and Justify	Right justified
Input Selection	
Positive Input Selection	ADC0.1 (P0.2)
Analog Ground Reference	P0.1 / AGND pin
Enable Temperature Sensor	Disabled
Voltage Reference	
Select Voltage Reference	Internal VREF
Reference Voltage	1.65
Gain Control	0.75x gain
Full Scale Voltage	2.200
Clock Configuration	
Select ADC Clock	SYSCLK
ADC Clock Divider	4 (0x4)
SARCLK Frequency	18.000 MHz
Power Control	
Enable Low Power Mode	Disabled
Enable Idle Powered-off	Always on
Throughput	
Conversion Time	833.333 ns
Conversion Tracking Time Settling	4 (0x4)
Conversion Tracking Time (Actual)	222.222 ns
Minimum Tracking Time	0 s
Total Conversion Time	1.167 us
Maximum Throughput	857.143 ksps
Accumulator Configuration	
Repeat Count	1 conversion
Enable Preserve Accumulator	Disabled
Window Compare	
Greater-Than Value	65535 (0xFFFF)
Less-Than Value	0 (0x0)

Рис. 10. Настройка АЦП ADC0

Самым первым устройством в меню настроек (рис. 8) является АЦП (ADC0), который необходимо настроить в соответствии с рис. 10. Здесь необходимо обратить внимание, что АЦП разрешён (Enabled), применён 14-разрядный режим работы (14-Bit Mode), для измерения напряжения используется канал ADC0.1 (порт P0.2), аналоговая «земля» (AGND pin) подключается к порту P0.1, используется внутренний источник опорного напряжения (Internal VREF) с напряжением 1,65 В,

Properties of SPI0 a)

SPI0	FIFO
Property	Value
View	Advanced
Control	
SPI Enable	Enabled
Bus Mode (Master)	Master 3-wire mode
Configuration	
SPI Mode	Master
Clock Phase	Data sample on first edge
Clock Polarity	High in idle state
Clock Rate	
SYSCLK	72.000 MHz
SPI Clock Frequency (Actual)	36.000 MHz
SYSCLK Divider Coefficient (SPID)	0 (0x0)
SPI0 Pin Configuration	
Select Master Data Input	Crossbar
Select Slave Clock Input	Crossbar
Select Slave Data Input	Crossbar

6)

SPI0	☒ Clock / Data	SPI0_SCK	P1.5
		SPI0_MISO	P1.6
		SPI0_MOSI	P2.0
		SPI0_NSS	

Рис. 11. Настройка интерфейса SPI:

а) настройка режима работы;

б) порты работы (выводы) SPI

PCA0 Setup Channel 0 Channel 1 Channel 2 Channel 3 a)

Property	Value
PCA Counter/Timer Run Control	
PCA Run	Start
PCA Counter/Timer Configuration	
PCA Clock Frequency	6.000 MHz
PCA Clock Period	166.667 ns
PCA Counter/Timer	0 (0x0)
PCA Counter/Timer Idle Control	Normal
Enable PCA Counter/Timer Overflow Interrupt	Disabled
Select PCA Counter/Timer Pulse	SYSCLK / 12
PCA PWM Configuration	
Select Cycle Length	11 bits
Enable Cycle Overflow Interrupt	Disabled
PCA Comparator Clear Control	
Clear Comparator Polarity	Low
Clear Select Comparator	Comparator 0

PCA0 Setup Channel 0 Channel 1 Channel 2 Channel 3 b)

Property	Value
PCA Control	
Channel Capture/Compare Mode	Frequency Output
PCA Channel	
Output Frequency	1.000 MHz
Capture/Compare Flag Interrupt	Disabled
Capture/Compare Register	768 (0x300)
CEX0 Output Polarity	Default
Clock Divider	3 (0x3)

Рис. 13. Настройка опций программируемого массива счётчиков (PCA):

а) настройка таймера PCA;

б) настройка канала 0 PCA для вывода частоты (Frequency Output) 1 МГц;

в) установка галочки для вывода сигнала PCA0_CEX0 в порт МК (P2.1)

коэффициент усиления внутреннего ОУ (Gain Control) установлен на значение 0,75, что даёт полную шкалу входных напряжений (Full Scale Voltage) 2,2 В. Делитель системной тактовой частоты установлен на 4, что даёт максимальную тактовую частоту АЦП (SARCLK Frequency) 18 МГц. Остальные

External Interrupts a)

Property	Value
INT0/INT1 Configuration	
INT0 Polarity	Active high
INT0 Port Pin Selection	P0.7
INT1 Polarity	Active high
INT1 Port Pin Selection	P0.0

External Interrupts 6)

Property	Value
INT0/INT1 Configuration	
INT0 Polarity	Active low
INT0 Port Pin Selection	P0.7
INT1 Polarity	Active high
INT1 Port Pin Selection	P0.0

Рис. 12. Настройка полярности INTO:

а) высокий уровень; б) низкий

TIMER Setup TIMER 0/1 TIMER 2 TIMER 3 TIMER 4 a)

Property	Value
Clock Control 0	
Timer 0/1 Prescale	EXTOSC / 8
Timer 0	
Mode	Mode 1, 16-bit Counter...
Timer or Counter	Counter mode (Count si...
Timer Running State	Stopped
Timer Switch 1: Run Control	Stop
Timer Switch 2: Gate Control	Enabled
Timer 0 Firmware Control	
Timer Start or Stop	TR0(TCON.4)
Timer Interrupt Cleared by	By Hardware
Timer Interrupt Enable Flag	ET0(IE.1)
Timer Interrupt Pending Flag	TF0(TCON.5)
Timer Overflow Flag	TF0(TCON.5)
Timer 1	
Mode	Mode 1, 16-bit Counter...
Timer or Counter	Counter mode
Timer Running State	Stopped
Timer Switch 1: Run Control	Stop
Timer Switch 2: Gate Control	Disabled
External Interrupt Settings	
INT0 Trigger Sensitivity	Level-triggered
INT1 Trigger Sensitivity	Level-triggered

TIMER Setup TIMER 0/1 TIMER 2 TIMER 3 TIMER 4 b)

Property	Value
Timer 0 Mode 1: 16-Bit Counter/T	
Timer Init Value	0 (0x0)
Timer or Counter	Counter mode (Count si...
Timer 1 Mode 1: 16-Bit Counter/T	
Timer Init Value	0 (0x0)
Timer or Counter	Counter mode (Count si...

Timers

☒ Timer0 Input	TIMER0_T0	P2.2
☒ Timer1 Input	TIMER1_T1	P2.3

Рис. 14. Настройка опций таймеров/счётчиков T0/T1: а) основные

настройки T0/T1; б) нулевые значения

при инициализации T0/T1; в) установка галочки для вывода входов T0/T1 в

порты P2.2 и P2.3 МК соответственно

параметры АЦП должны быть установлены, как на рис. 10.

Далее в меню (рис. 8) из отмеченных галочками следует настройка интерфейса SPI (рис. 11). Здесь необходимо обратить внимание (рис. 11а), что SPI разрешён (Enabled), используется 3-проводный режим Master, данные тактируются по первому фронту – фаза SPI (Clock Phase – Data Sample on First Edge), а полярность SPI (Clock Polarity – High in Idle State). Необходимо отме-

TIMER Setup TIMER 0/1 TIMER 2 TIMER 3 TIMER 4 a)

Property	Value
Control	
Clock Source	SYSCLK / 12
Clock Source Frequency	6.000 MHz
Clock Source Period	166.667 ns
Enable Low Byte Interrupt	Disabled
Mode	One timer, 16-bit auto-r...
Run Control	Start
Timer Running State	Timer is Running
Init and Reload Value	
Target Overflow Frequency	100000
Timer Init Overflow After	10.000 ms
Timer Init Value	5536 (0x15A0)
Timer Reload Overflow Frequency	100.000 kHz
Timer Reload Overflow Period	100.000 kHz
Timer Reload Overflow Period (L...	10.000 us
Timer Reload Value	65476 (0xFFC4)
Timer 3 Control 1	
Select Force Reload	None
Suspend Timer Synchronization	0 (0x0)
Timer Overflow for Peripherals C...	
ADC0 Conversion Start Signal	100.000 kHz
SMBus0 SCL Low Timeout	10.000 us

TIMER Setup TIMER 0/1 TIMER 2 TIMER 3 TIMER 4 b)

Property	Value
Control	
Clock Source	Timer 3 Overflows
Clock Source Frequency	100.000 kHz
Clock Source Period	10.000 us
Enable Low Byte Interrupt	Disabled
Mode	One timer, 16-bit auto-r...
Run Control	Stop
Timer Running State	Stopped
Init and Reload Value	
Target Overflow Frequency	2
Timer Init Overflow After	500.000 ms
Timer Init Value	15536 (0x3CB0)
Timer Reload Overflow Frequency	2.000 kHz
Timer Reload Overflow Period	1.250 kHz
Timer Reload Overflow Period (L...	500.000 ms
Timer Reload Value	800.000 us
Timer Reload Value	15536 (0x3CB0)
Timer 4 Control 1	
Select Force Reload	None
Suspend Timer Synchronization	0 (0x0)

Рис. 15. Настройка опций таймеров

T3/T4: а) таймера T3; б) таймера T4

тить, что если выбрать противоположную полярность (Clock Polarity – Low in Idle State), которая указана в справочном листке (Datasheet) на дисплей, то он работать не будет (автор не сразу это понял). Частота тактирования (скорость обмена) выбрана максимальной и составляет 36 МГц (SPI Clock Frequency (Actual) 36.000 MHz). Далее необходимо поставить галочку в поле Clock/Data, чтобы данные (SPI0_MOSI) и тактовая частота (SPI0_SCK) SPI выводились в соответствующие порты МК (рис. 11б).

Далее необходимо настроить опцию внешних прерываний (рис. 12). Хотя в программе сами прерывания не используются (они запрещены), сигнал INTO применяется для определённого режима работы таймера T0, что требуется для измерения частоты НЧ-сигналов (см. далее). Высокий уровень сигнала INTO (Active High, рис. 12а) установлен изначально. Вариант, когда используется низ-

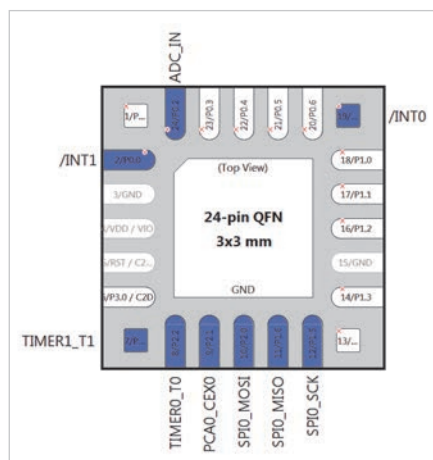


Рис. 16. Настройка портов МК

Properties of P0.2		a)
P0		
Property	Value	
Settings		
IOMode	Analog I/O	
Latch	High	
Mask Value	Ignored	
Match Value	High	
Skip	Skipped	
Label		

Properties of P1.5		b)
P1		
Property	Value	
Settings		
IOMode	Digital Push-Pull Output	
Latch	High	
Mask Value	Ignored	
Match Value	High	
Skip	Not skipped	
Label		

Properties of P0.7		в)
P0		
Property	Value	
Settings		
IOMode	Digital OpenDrain I/O	
Latch	High	
Mask Value	Ignored	
Match Value	High	
Skip	Skipped	
Label		

Рис. 17. Примеры настройки портов МК: а) аналоговые входы (Analog I/O); б) цифровые выходы (Digital Push-Pull Output); в) цифровые входы (Digital OpenDrain I/O)

Port Config	
Property	Value
Settings	
Disable Port I/O Weak Pullup	Pull-ups enabled
Enable Crossbar	Enabled
Port 0 Drive Strength	High drive
Port 1 Drive Strength	High drive
Port 2 Drive Strength	High drive
Port 3 Drive Strength	High drive

Рис. 18. Разрешение матрицы соединений (Enable Crossbar)

кий уровень INT0 (Active Low, рис. 12), требуется, чтобы определить значение регистра IT01CF, которое прописано в подпрограмме инициализации устройств (см. далее).

Далее необходимо настроить опции программируемого массива счётчиков (Program Counter Array – PCA) – рис. 13. Здесь необходимо обратить внимание на настройку основного счётчика/таймера PCA Counter/Timer (рис. 13а). Этот счётчик/таймер постоянно работает в режиме автоперезагрузки. При выборе выходной частоты, соответствующей SYSCLK/12, она равна 6 МГц. Прерывания по перезагрузке не требуются, поэтому они запрещены (Disable). Эта частота передаётся на все каналы PCA, в том числе на канал 0 (Channel0 – рис. 13б), который работает в режиме вывода частоты (Frequency Output). При выборе делителя (Clock Divider), равного 3, выходная частота, выводимая с его выхода PCA_CEX0, равна 1 МГц (1.000 MHz). Для того чтобы она выводилась с порта P2.1, необходимо установить галочку в поле PCA0_CEX0 (рис. 13в). Частота 1 МГц требуется для измерения низкой частоты входного сигнала (см. далее). Эта частота подаётся на вход таймера/счётчика T0.

Далее необходимо настроить опции работы таймеров/счётчиков T0/T1 (рис. 14). Здесь следует обратить внимание, что T0/T1 работают в режиме 16-разрядных счётчиков (Counter Mode). Разница заключается в том, что у T0 разрешён Gate Control (Enabled), т.е. счётчик будет считать, если на входе INT0 высокий или низкий уровень (Level-Triggered) в зависимости от полярности INT0 (рис. 12). А у T1 Gate Control запрещён (Disable), т.е. этот счётчик будет считать входные импульсы независимо от состояния INT1 (рис. 14а). Как будет описано далее, оба счётчика применяются для измерения частоты входного сигнала прибора. Инициализированные значения счётчиков – нулевые (рис. 14б). Чтобы сигнал поступал в счётчики T0 и T1 с портов P2.2 и P2.3 соответственно, необходимо установить галочки (рис. 14в).

Далее необходимо настроить опции работы таймеров T3 и T4 (рис. 15). Эти два таймера используются для получения точного времени задержки в полсекунды. Таймер T3 постоянно работает как 16-разрядный таймер в режиме автоперезагрузки (Auto-Reload). Источником входной частоты для него служит SYSCLK/12, т.е. 6 МГц (6.000 MHz). Его выходная частота равна 100 000 Гц, т.е. 100 кГц, которая получается при его инициализированном значении 5536 (рис. 15а). Источником входной

частоты для таймера T4 (рис. 15б) служит выходная частота T3 (Timer3 Overflows). При инициализированном значении T4, равном 15536, его выходная частота (Target Overflow Frequency) будет равна 2 Гц, т.е. время перезагрузки составит полсекунды. В начальном состоянии T4 не запущен (Stop). После запуска по прошествии полсекунды T4 перезагружается, и его необходимо остановить (см. далее), в результате чего получается точная временная задержка в полсекунды.

Далее необходимо настроить порты МК (рис. 16). Для этого с помощью опции Skip все сигналы необходимо передвинуть так, как это установлено на рис. 16. «Сдвинутые» сигналы на корпусе МК обозначены красными крестиками. Порты P0.1, P0.2 и P0.3 необходимо настроить как аналоговые входы (Analog I/O), как, например, на рис. 17а. Порты P0.5, P1.4, P1.5, P1.6, P2.0 и P2.1 необходимо настроить как цифровые выходы (Digital Push-Pull Output), как, например, на рис. 17б. Остальные порты P0.0, P0.3, P0.6, P0.7, P1.0, P1.1, P1.2, P1.3, P2.2 и P2.3 необходимо настроить как цифровые входы (Digital OpenDrain I/O), как, например, на рис. 17в. Такая настройка портов соответствует схеме МК на рис. 1 и укрупнённому виду МК на разводке (рис. 3). Точнее, исходной точкой настройки портов является рис. 16, на основании которого получена схема МК на рис. 1 и укрупнённый вид МК на разводке рис. 3.

И последнее, что следует сделать, – разрешить матрицу соединений (рис. 18), иначе работать ничего не будет. О настройке программного обеспечения более подробно будет рассказано во второй части статьи.

Литература

- Кузьминов А. Генератор гармонических колебаний звукового диапазона на базе синтезатора частоты AD9837B, микроконтроллера EFM8SB10 и LCD Nokia-5110 с батарейным питанием // Современная электроника. 2023. № 6.
- Кузьминов А. Расширение возможностей генератора на DDS AD9837 по амплитуде выходного сигнала // Современная электроника. 2026. № 2.
- Кузьминов А. Новые усовершенствования аудиоусилителя на базе ОУ LM3886, включённого в мостовом режиме работы // Современная электроника. 2025. № 9.



НОВОСТИ МИРА. ЧИТАЙТЕ НА ПОРТАЛЕ WWW.CTA.RU

ИИ впервые создал вакцину, испытанную на людях: технология нацелилась на будущие пандемии

Исследователи из Кембриджского университета впервые провели клинические испытания вакцины, ключевой компонент которой был полностью разработан с помощью искусственного интеллекта. Эксперимент подтвердил безопасность препарата и показал, что он способен вызывать иммунный ответ против широкого спектра коронавирусов, открывая путь к созданию универсальных вакцин, защищающих не только от известных, но и от потенциальных будущих вирусов.

Главная идея разработки заключается в отказе от традиционного подхода, при котором вакцина нацелена на конкретный вариант вируса. Вместо этого искусственный интеллект проанализировал генетические последовательности тысяч представителей семейства сарбековирусов – группы, включающей возбудителей SARS, COVID-19 и многочисленные коронавирусы летучих мышей. Алгоритмы выявили наиболее консервативные участки вирусных белков, практически не изменяющиеся в ходе эволюции,

и именно они стали основой новой вакцины. Такой подход потенциально позволяет обеспечить защиту сразу от целого семейства вирусов, включая те, которые пока не передавались человеку, но могут стать причиной будущих пандемий.

В отличие от широко известных мРНК-вакцин, новая разработка относится к классу ДНК-вакцин. Они обладают рядом практических преимуществ: лучше переносят хранение при обычных температурах, не требуют столь строгой холодовой цепи и могут применяться в странах с ограниченной медицинской инфраструктурой. Кроме того, препарат вводится без использования иглы – специальный инжектор доставляет ДНК через кожу мощной струей жидкости под высоким давлением, что упрощает массовую вакцинацию и делает процедуру менее болезненной.

Первое клиническое исследование показало, что вакцина хорошо переносится добровольцами и стимулирует выработку антител, способных распознавать различные представители семейства сарбековирусов. Однако исследователи подчеркивают, что иммунный ответ пока оказался умеренным. На данном этапе также неизвестно,

насколько продолжительной будет защита и потребуется ли регулярная ревакцинация.

Разработчики рассматривают новую платформу значительно шире борьбы с коронавирусами. Аналогичный подход может использоваться для создания универсальных вакцин против быстро эволюционирующих инфекций, включая сезонный грипп, где ежегодно приходится прогнозировать наиболее вероятные варианты вируса. Перспективной областью применения называют и вирус Эбола: недавние вспышки в Африке показали, что новые штаммы способны обходить существующие вакцины, тогда как универсальный препарат мог бы обеспечить защиту сразу от всей группы родственных вирусов.

Впервые искусственный интеллект не просто помог проанализировать данные, а сыграл ключевую роль в проектировании вакцины, успешно прошедшей испытания на людях. Если дальнейшие исследования подтвердят эффективность такого подхода, ИИ может стать одним из главных инструментов создания универсальных вакцин нового поколения, способных существенно сократить время подготовки к будущим эпидемиям и пандемиям.



АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО

ЭЛЕКОНД

РАЗРАБОТКА И ПРОИЗВОДСТВО КОНДЕНСАТОРОВ

Оксидно-электролитические алюминиевые конденсаторы K50-...

Номинальное напряжение, $U_{ном}$, В, 3,2 ... 485

Номинальная емкость, $C_{ном}$, мкФ, 1,0 ... 470 000

Диапазон температур среды при эксплуатации, $T_{ср}$, °C -60 ... 125

Объемно-пористые танталовые конденсаторы K52-...

Номинальное напряжение, $U_{ном}$, В, 3,2 ... 200

Номинальная емкость, $C_{ном}$, мкФ, 1,5 ... 60 000

Диапазон температур среды при эксплуатации, $T_{ср}$, °C -60 ... 175

Оксидно-полупроводниковые танталовые конденсаторы K53-...

Номинальное напряжение, $U_{ном}$, В, 2,5 ... 63

Номинальная емкость, $C_{ном}$, мкФ, 0,033 ... 2 200

Диапазон температур среды при эксплуатации, $T_{ср}$, °C -60 ... 175

Суперконденсаторы K58-...

Номинальное напряжение, $U_{ном}$, В, 2,5 ... 2,7

Номинальная емкость, $C_{ном}$, Ф, 1,0 ... 4 700

Диапазон температур среды и эксплуатации, $T_{ср}$, °C -60 ... 65

Накопители электрической энергии на основе модульной сборки суперконденсаторов НЭЭ, МИК, МИЧ, ИТИ

Номинальное напряжение, $U_{ном}$, В, 5,0 ... 48

Номинальная емкость, $C_{ном}$, Ф, 0,08 ... 783

Диапазон температур среды при эксплуатации, $T_{ср}$, °C -60 ... 65

Россия, 427968, Удмуртская Республика, г. Сарапул, ул. Калинина, 3
Тел.: (34147) 2-99-53, 2-99-89, 2-99-77, факс: (34147) 4-32-48, 4-27-53
e-mail: elecond-market@elcudm.ru, www.elecond.ru

Реклама