

Application Note

AN2122-RUS

DTMF Детектор

By: Victor Kremin

Associated Project: Yes

Associated Part Family: CY8C25xxx, CY8C26xxx, CY8C27xxx

PSoC Designer Version: 4.00

Associated App notes: None

Краткое изложение.

Данная статья описывает реализацию детектора двухканального многочастотного (DTMF) набора.

Вступление.

DTMF сигнализация широко используется в аналоговой телефонии, в устройствах информационного ввода, системах голосовой почты, удаленного управления различной пользовательской аппаратурой (автоответчиками, домашними автоматизированными устройствами, в банковских информационных сервисах и т.п.)

DTMF сигнал состоит из суммы двух синусоидальных колебаний с определенной частотой, которые выбираются согласно рекомендациям ITU Q.23 [1] и Q.24 [2]. Пользователь может взаимодействовать с DTMF номеронабирателем посредством клавиатуры с шестнадцатью символами. Рис.1 демонстрирует расположение клавиш и соответствующие частоты сигналов.

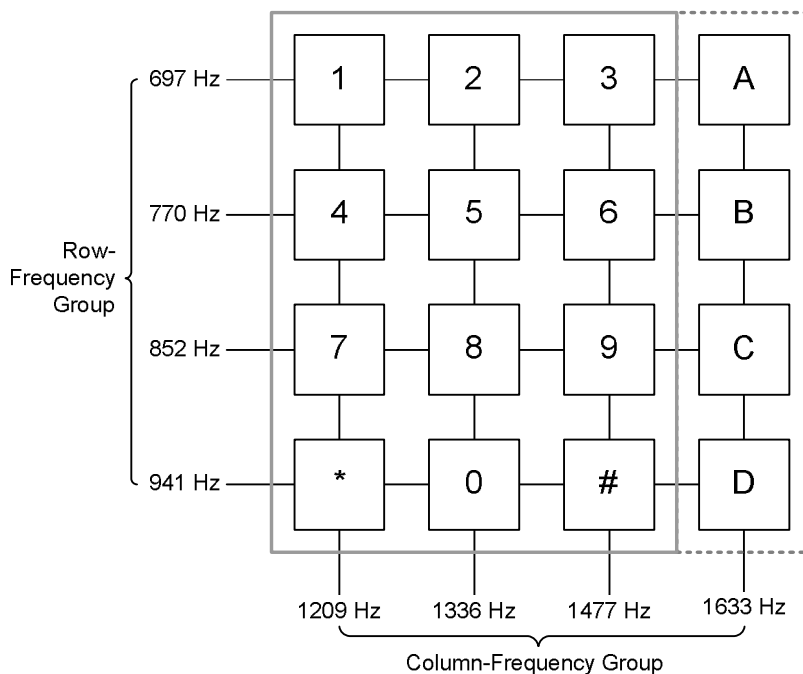


Рис. 1. Клавиатура номеронабирателя

Обычные телефоны имеют клавиши '0' – '9', '*', '#', клавиши 'A' – 'D' встречаются в промышленных контроллерах и используются специально для удаленного управления. Используются восемь различных частот, сгруппированных в ряды и строки (горизонтальные и вертикальные группы). Каждый символ ассоциируется с парой частот

из соответствующего ряда и строки. DTMF декодер должен определить какие частоты есть в пришедшем сигнале и корректно декодировать соответствующий символ. Табл. 1 демонстрирует спецификацию ITU на клавишный декодер. Полная спецификация на DTMF сигнализацию находится в [1].

Табл. 1. Спецификация ITU на DTMF декодер

Частотные отклонения	Допускаются отклонения частоты в $\pm 1.5\%$ для правильного DTMF сигнала. Сигнал с отклонениями в $\pm 3.5\%$ должен быть отвергнут.
Длительность сигнала	Сигнал длительностью 40 ms должен корректно восприниматься. Сигналы длительностью 23 ms и меньше, должны отвергаться.
Интервал между частотными тонами в сигнале	Корректный DTMF сигнал с интервалом 10 ms и меньше может быть не распознан как два отдельных сигнала с различными частотами.
Пауза между сигналами	DTMF сигналы, разделенные интервалом 40 ms или больше, должны распознаваться как два отдельных символа.
Отношение сигнал/шум (SNR)	DTMF детектор должен корректно обрабатывать сигнал с SNR в 15 dB.
Отношение амплитуд между частотами	Детектор должен корректно декодировать DTMF сигнал значение горизонтальной частоты которого на 8 dB больше значения вертикальной. Декодер должен функционировать когда вертикальная частота на 4 dB больше горизонтальной.
Функционирование в условиях присутствия других сигналов	Детектор должен правильно функционировать в условиях присутствия речевого сигнала и музыки без ошибочного восприятия речевого сигнала как DTMF сигналов. Для оценки устойчивости декодера к неправильному восприятию речевого сигнала, можно использовать тестовые пленки фирмы BellCore.

Существует множество подходов к реализации DTMF декодеров. Типичный декодер состоит из входной системы обработки сигналов и конечной логической системы для определения присутствия или отсутствия символа DTMF.

Большинство популярных алгоритмов для предобработки сигналов базируются на различных модификациях дискретного преобразования Фурье (DFT) [7]. Для сокращения количества операций используется модифицированный алгоритм Гертцеля для расчета коэффициентов, который использует $N+2$ умножений и $2N+2$ сложений при обработке данных для каждой выборки N . Модифицированный алгоритм Гертцеля подсчитывает абсолютные значения коэффициентов DFT, возведенные в квадратную степень путем извлечения частот из фильтра второго порядка с бесконечной импульсной характеристикой.

$$s_k[n] = 2 \cos\left(2\pi \frac{f_k}{f_s}\right) \cdot s_k[n-1] - s_k[n-2] + x[n] \quad (1)$$

...где $s_k[n]$ - k^{th} выход фильтра для $x[n]$ входной выборки, f_k и f_s - частота резонанса фильтра и частота выборки соответственно, $s_k[-1] = s_k[-2] = 0$ и $n = 0..N$.

Абсолютные значения коэффициентов DFT, возведенные в квадрат, $|Y(k)|^2$ могут быть рассчитаны из двух последних выходных значений фильтра:

$$|Y(k)|^2 = s_k^2[N] + s_k^2[N-1] - 2 \cos\left(2\pi \frac{f_k}{f_s}\right) s_k^2[N] \cdot s_k^2[N-1] \quad (2)$$

Не смотря на то, что алгоритм повсеместно рекомендуется различными изготовителями DSP, работа [3] показывает, что основанные на DFT (дискретного преобразования Фурье) алгоритмы детектирования не соответствуют полностью рекомендациям ITU потому, что полоса пропускания для горизонтальных частот не удовлетворяет требованиям ITU. Алгоритм может быть усовершенствован использованием неоднородного DFT и специализированной логики [4]. Эта реализация требует значительных вычислений и ориентирована на DSP. Для полного соответствия требованиям ITU, некоторые DTMF детекторы выполняют вычисления коэффициентов DFT также для сдвинутых частот (горизонтальных и вертикальных) и используют усложненную логику принятия решений.

Для улучшения детектирования в условиях присутствия речевого сигнала, DTMF декодеры часто оборудуются схемами оценки вторых гармоник. Речь и музыка характеризуются большим количеством гармоник, а DTMF сигнал характеризуется низким уровнем его вторых гармоник. Схема оценки речевого сигнала анализирует уровень вторых гармоник и сравнивает результаты с уровнями определенных частот для детектирования речи и музыки, чтоб избежать ложного детектирования DTMF сигнала.

Другие принципы эффективного функционирования декодера основаны на резонансной фильтрации с использованием цифровых фильтров, которые характеризуются низкой чувствительностью к округлению коэффициентов фильтра, но, при этом, каждая выборка требует нескольких 16-битных умножений и сложений с выходной

нормализацией для обеспечения надежного функционирования фильтра. Таким образом, для этих декодеров больше подходят 16-битные процессоры и DSP.

В работе [6] предлагается очень заманчивый декодер, ориентированный на дешевые 8-битные процессоры. Этот декодер использует адаптивные фильтры для подавления одних тональных посылок и прямой блок частотной оценки для измерения частоты других тональных посылок. Этот декодер соответствует всем спецификациям ITU (как в временной так и в частотной области) и характеризуется очень низкой устойчивостью к речевым сигналам. Результаты тестов Bellcore находятся на границе допустимых значений и являются гораздо худшими от хороших декодеров основанных на DFT и использующих анализ вторичных гармоник. Декодер требует около 4.5 MIPS на 8-битном процессоре.

По мнению автора, оптимальный путь построения DTF декодера состоит в использовании адаптивного резонансного/полосового фильтра, для подавления нежелательных сигналов шума, вместе с прямой или непрямой оценкой частоты выходного сигнала фильтра. Анализ уровня выходного сигнала фильтра (как для основных DTMF частот так и для вторичных гармоник) позволяет достичь соответствия всем спецификациям ITU на уровень сигнала вместе с надежным детектированием речевого сигнала, а прямое измерение частоты обеспечивает соответствие частотным спецификациям ITU. Декодер, удовлетворяющий этим принципам, будет описан в отдельной статье.

Функционирование DTMF декодера.

В процессе разработки DTMF декодера я хотел создать недорогой DTMF декодер, который бы удовлетворял большинству требований ITU и требовал относительно немного ресурсов CPU для функционирования в фоновом режиме. Декодер должен быть устойчивым к речевому сигналу и должен включать анализ вторичных гармоник для отделения речи и музыки от настоящего DTMF сигнала. Сначала я планировал использовать модифицированный алгоритм Гертцеля. Симуляция на MATLAB показала, что для стабильного функционирования фильтра с бесконечной импульсной характеристикой

вместе с точной установкой частоты резонанса необходимо использовать 16×16 – битовое умножение с нормализацией результата. Каждый фильтр Гертцеля использует около 400 циклов процессора – или 17 μs при тактовой частоте 24 MHz для обработки каждой выборки и использует макросы для многобайтного умножения (PSoC MAC) [9]. Для анализа вторичных гармоник необходимо рассчитывать 16 значений фильтра для каждой выборки и частота дискретизации не должна быть ниже 7.8 KHz для соответствия критерию Найквиста. В исключительных случаях можно использовать прореживание для фильтров основных частот или исключить анализ вторичных гармоник, но я решил, что этот путь не очень хорошо подходит в данной ситуации и поэтому необходимо использовать другой подход.

Предлагаемый декодер использует квадратурный коррелятор для основных DTMF частот и их вторых гармоник. Коррелятор сопоставляет входной сигнал с двумя квадратурными сигналами, которые соответствуют знаковой функции синусоидального и косинусоидального сигнала одной основной частоте DTMF или ее второй гармонике. Преимуществом этого коррелятора является отсутствие операций умножения, коррелятор выполняет сложение когда опорный сигнал положительный и вычитание – когда опорный сигнал отрицательный.

После обработки N выборок, квадратурные компоненты возводятся в квадрат для исключения фазовых зависимостей входного сигнала и подготовки к последующей обработке в выходной логике.

Последующие формулы демонстрируют функционирование коррелятора:

$$vs_k[n] = vs_k[n-1] + \text{sign} \left[\sin \left(2\pi \frac{f_k}{f_s} n \right) \right] \cdot x[n] \quad (3)$$

$$vc_k[n] = vc_k[n-1] + \text{sign} \left[\cos \left(2\pi \frac{f_k}{f_s} n \right) \right] \cdot x[n]$$

$$Z_k^2 = vs_k^2[N] + vc_k^2[N] \quad (4)$$

...где $vs_k[n]$ и $vc_k[n]$ синусная и косинусная компоненты коррелятора для k^{th} частоты, f_k основная или вторая гармоника k^{th} частоты, и f_s – частота дискретизации.
 $vs_k[0] = vc_k[0] = 0$, $n = 1..N$, и $k = 0..15$.

Z_k^2 - возведенный в квадрат выходной результат коррелятора.

Модель для моделирования была построена с использованием пакета MATLAB.

Рис. 2 демонстрирует просимулированную выходную характеристику коррелятора Z_k^2 для DTMF сигнала, а также функцию корреляционной частоты f_k и длину выборки N . модель коррелятора использует 16-битную арифметику с фиксированной точкой и выходное значение делится на $2^{16} \cdot N^2$ для нормализации и масштабирования. DTMF

сигнал состоит из суммы сигналов с частотами 941Hz и 1209 Hz, которые соответствуют символу '*', частота дискретизации составляет 8518 Hz. Частота дискретизации больше, чем та, которая широко используется в телефонии – 8000 Hz. Это сделано для упрощения сглаживающего фильтра.

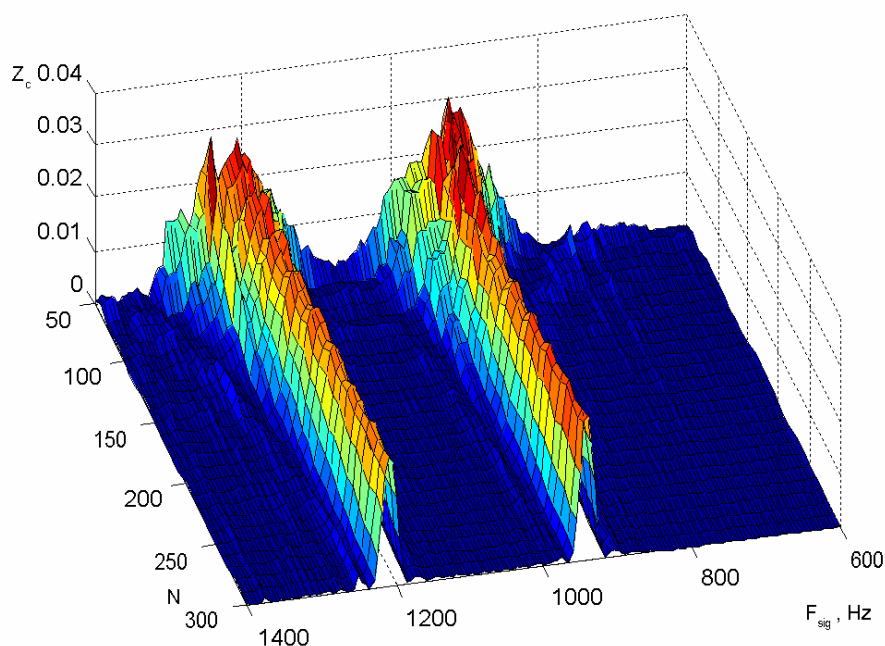


Рис 2. Симуляция работы коррелятора

Результаты моделирования показывают, что коррелятор удовлетворяет большинству частотных спецификаций ITU для группы вертикальных частот при $N=127$, что соответствует времени накопления 15 ms и будет удовлетворять требованиям детектирования DTMF сигнала с минимальным уровнем.

Для горизонтальных частот допустимый диапазон большой. Поэтому коррелятор использует деление выходного результата на 2^{16} для нормализации, при этом необходимо оценить нижний предел входного сигнала. Рис. 3 показывает просимулированные нормализованные передаточные характеристики как функцию амплитуды сигнала и N .

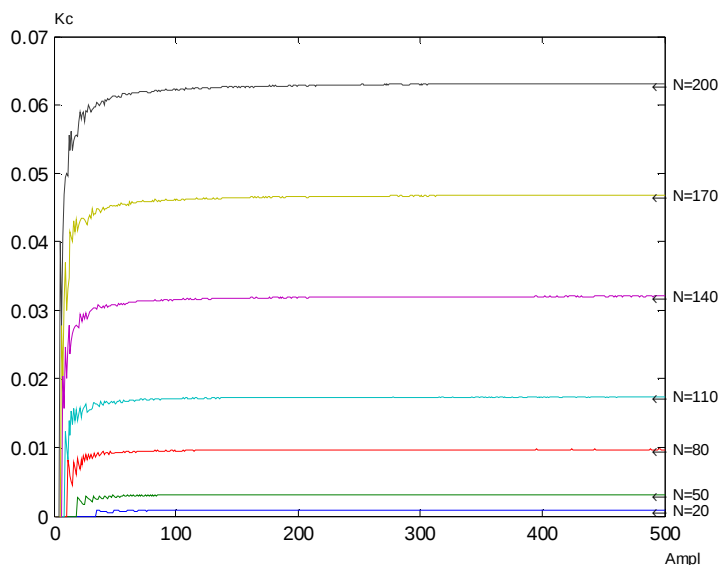


Рис 3. Передаточные характеристики коррелятора

Рис 3. показывает, что передаточные характеристики практически линейные, когда амплитуда DTMF сигнала больше 15. Если используется 8-битный АЦП, входной сигнал необходимо усилить в 4 раза для увеличения его динамического диапазона. При выполнении этого условия, ожидаемый динамический диапазон коррелятора для входного сигнала, будет больше 25 dB, что удовлетворяет спецификациям ITU.

Реализация декодера

Входная программа обработки сигнала

Основная часть декодера реализована программно с использованием техник прерываний и главной программы. Входная подсистема обработки сигнала состоит из обработчика прерываний внутреннего 8-битного сигма-дельта АЦП и выходной логики принятия решения, размещенной в цикле главной программы.

Обработчик прерываний блока АЦП выполняет следующие задачи:

- Корреляционная суммирующая коррекция для основных частот DTMF и их вторых гармоник;
- Расчет энергии входного сигнала с использованием PSoC MAC;
- Возведение в квадрат корреляционных сумм с использованием PSoC MAC;
- Регулировка усиления входного усилителя;
- синхронизация с выходной логикой принятия решений;

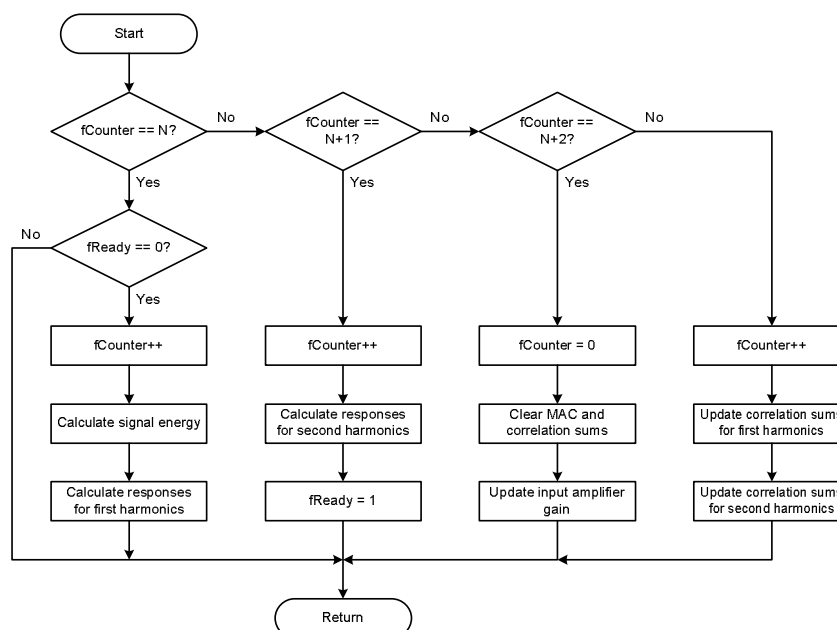


Рис 4. Структура обработчика прерываний от АЦП

Рис 4 изображает структуру обработчика прерываний от АЦП, в котором реализована простая машина состояний для выполнения этих задач. Сразу после вызова этой подпрограммы проверяется значение переменной *fCounter*. Когда коррелятор выполнил обработку *N* (*N* – длина выборки) входных выборок, *fCounter* равен *N*. Затем проверяется флаг *fReady*, который используется для отmarkания результатов предыдущих расчетов и читается выходной логикой и может быть переписан сейчас.

Если этот флаг сброшен, *fCounter* увеличивается и корреляционные суммы для основных DTMF частот возводятся в квадрат и нормализуются. Следует отметить, что код возведения в квадрат и нормализации корреляционных сумм был помещен в обработчик прерываний с целью экономии 32-х байтов памяти RAM для пользовательских нужд. Более того, потому, что обработчик прерываний использует PSoC MAC для расчета входного сигнала, имеет смысл использовать этот блок MAC здесь для избежания проблем с разделением ресурсов. Кроме того, выходные расчеты коррелятора были распределены между несколькими последовательными прерываниями для балансировки задержки обработки прерывания.

Следующее прерывание выполняет расчет корреляционных результатов для вторых гармоник и устанавливает флаг *fReady*.

Теперь корреляционные данные полностью готовы и могут быть прочитаны подсистемой выходной логики. Эта подсистема должна читать корреляционные результаты и очищать флаг *fReady* быстрее периода аккумуляции коррелятора – 15 ms в нашем случае, для предотвращения останова коррелятора. Следующее прерывание от АЦП инициализирует корреляционное суммирование, MAC, очищает переменную *fCounter* и обновляет коэффициент усиления входного PGA если используется автоматический цикл контроля усиления. После этого коррелятор готов обрабатывать следующие *N* выборок от блока АЦП.

Выходная логика принятия решений

Выходная логика принятия решений более сложна и реализуется в виде отдельной подпрограммы, которая периодически вызывается главной программой. Программа выходной логики выполняет такие задачи:

- выполняет различные проверки истинности;
- разделение входного потока данных на отдельные DTMF символы;
- вызов, в случае необходимости, подпрограммы автоматического усиления входного сигнала.

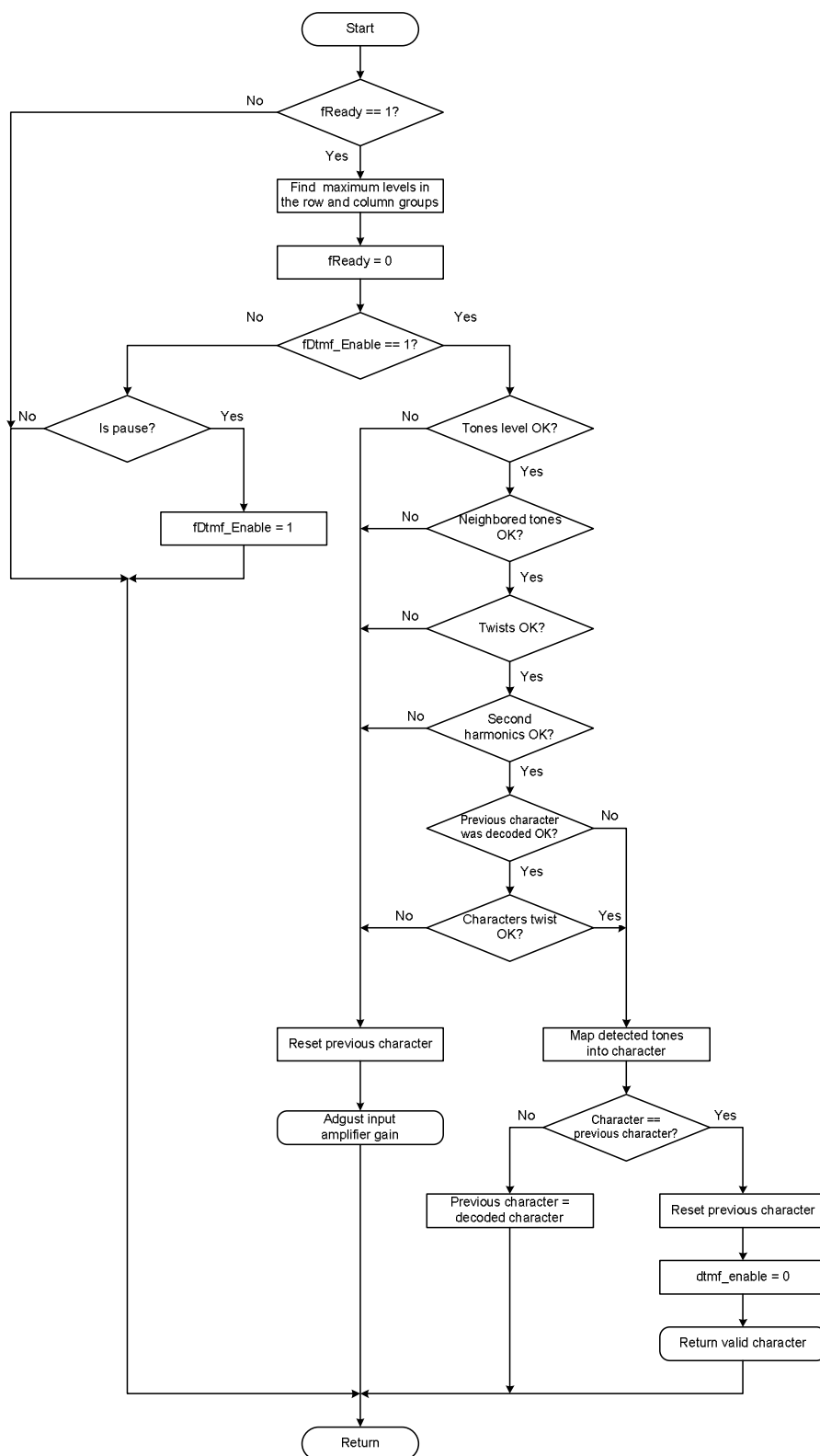


Рис. 5. Алгоритм работы логики принятия решений

Рис. 5. иллюстрирует функционирование логики принятия решений. Сначала проверяется флаг *fReady*. Когда данные коррелятора готовы, находятся тональные сигналы с максимальным уровнем из горизонтальной и вертикальной частотных групп. Флаг *fReady* очищается, чтоб обеспечить возможность последующих расчетов и избежать возможного останова коррелятора. Выходная логическая подсистема может быть установлена в 2 режима: ожидание правильного тонального DTMF сигнала и паузы. Для переключения между этими режимами используется флаг *fDtmf_Enable*, который устанавливается для включения режима ожидания DTMF тонального сигнала.

Для обнаружения правильного DTMF тонального сигнала выполняется серия проверок. При первой проверке анализируется мощность сигнала. Сумма, возведенных в квадрат амплитуд тональных сигналов из горизонтальной и вертикальной частотных групп, должна быть больше определенного порога. В связи с тем, что существуют возможные искажения (разница в уровнях между высокими и низкими тонами) между горизонтальными и вертикальными пиковыми тонами, оценка суммы работает лучше, чем сравнение горизонтальных и вертикальных уровней отдельно.

Вторая проверка осуществляет анализ мощности соседних тональных сигналов. Самый мощный горизонтальный/вертикальный тон, должен выделяться от своих соседних тонов в рамках его группы на определенное пороговое значение. Для избежания переполнения, пиковые тональные уровни масштабируются и сравниваются со своими соседними тонами.

Третья проверка состоит в оценке тональных искажений. Существует два возможных типа искажений в входящем DTMF сигнале. Потому, что телефонный канал – это низкочастотный фильтр, высокочастотный тон принимается обычно с более низкой амплитудой, чем низкочастотный сигнал, и это называется «нормальным искажением». Для подавления этого искажения, DTMF генераторы обычно усиливают уровни высокочастотных тональных сигналов. Если частотная характеристика телефонного канала близка к линейной, уровень высокочастотного вертикального тона может быть выше уровня низкочастотного горизонтального тона. Этот эффект

называется «обратным искажением». Декодер должен принимать DTMF сигналы с 8-ми dB отношением амплитуд горизонтальных/вертикальных тональных сигналов для «нормального искажения» и 4-х dB отношением для «обратного искажения». Декодер проверяет отношения между пиковыми горизонтальными/вертикальными тонами для детектирования и «нормального» и «обратного» искажений.

Четвертая проверка заключается в анализе мощности вторых гармоник. Предполагается, что DTMF сигнал включает только основные тоны его нечетных гармоник (если усилители телефонных каналов были насыщены при сигналах с неправильным уровнем). Речь и музыка имеют значительный уровень четных гармоник, добавленных к основным частотам. Эта проверка позволяет удостовериться, что отношения между пиковыми горизонтальными и вертикальными тонами и их вторыми гармониками больше определенного порогового значения.

Для обеспечения надежного функционирования DTMF декодера, каждый символ должен быть дважды успешно декодирован. Если предыдущий символ был успешно декодирован, итоговые пиковые уровни сигналов двух, последовательно декодируемых символов, не должны существенно отличаться. Эта проверка также предотвращает ложное детектирование коротких DTMF сигналов.

Когда все проверки сигнала завершились корректно, пиковые сигналы отображаются в соответствующий символ. Если предыдущий сдетектированный символ такой же как и текущий символ, предыдущий символ очищается, декодер переключается в режим ожидания паузы очищая *fDtmf_Enable* флаг и возвращается правильный символ. Режим ожидания паузы необходим для предотвращения детектирования одного длительного DTMF сигнала как нескольких отдельных одинаковых символов.

Когда какая-нибудь из проверок не проходит, предыдущий сдетектированный символ очищается и вызывается подпрограмма расчета коэффициента усиления входного усилителя. Во время детектирования последовательности DTMF сигналов система увеличения коэффициента усиления полностью блокируется. Следует отметить, что уровень усиления обновляется в обработчике прерываний от АЦП для

синхронизации изменения усиления с новым циклом измерений для избежания нежелательных флуктуаций данных коррелятора.

В режиме паузы (*fDtmf_Enable* равен 0) проверяется мощность пиковых горизонтальных/вертикальных тонов. Сумма квадратов горизонтальных и вертикальных пиковых тонов используется для детектирования паузы. Если эта сумма меньше определенного граничного значения,

то декодер выходит из режима паузы и устанавливает флаг *fDtmf_Enable*.

Система автоматического контроля усиления

Подсистема автоматического контроля усиления (AGC) предназначена для расширения динамического диапазона входного сигнала. AGC увеличивает усиление входного PGA в соответствии с оценочной энергией сигнала. Рис 6 иллюстрирует функционирование подсистемы AGC:

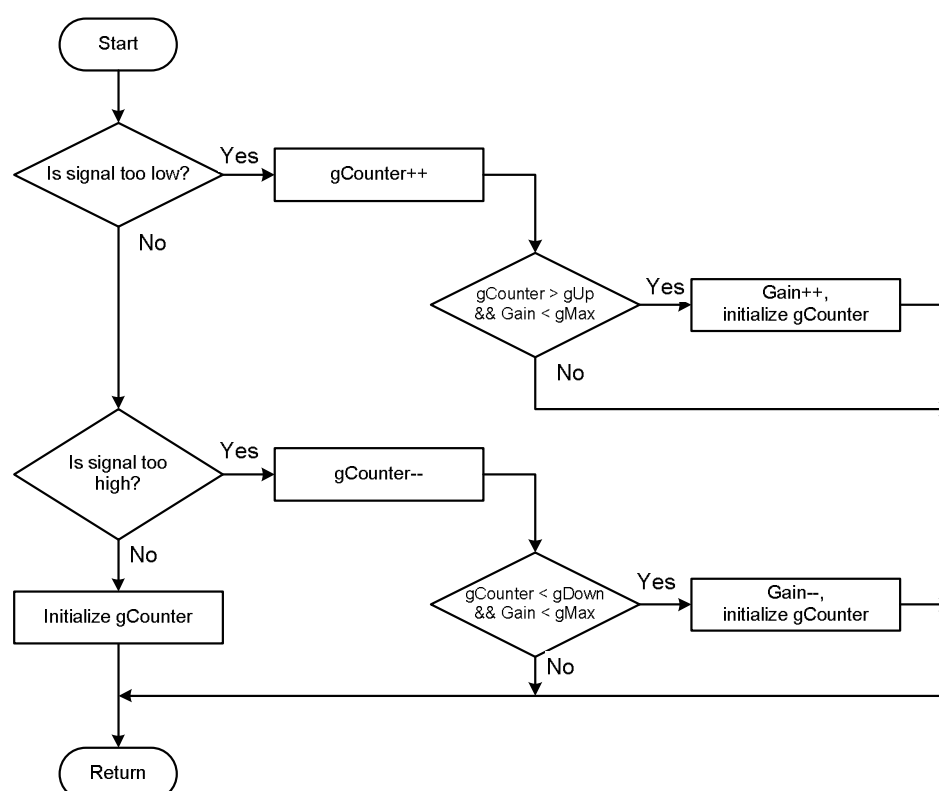


Рис 6. Алгоритм функционирования подсистемы автоматической регулировки усиления

AGC функционирует следующим образом. Когда энергия сигнала слишком мала, увеличивается переменная *gCounter*. Если эта переменная достигает своего верхнего предела, коэффициент усиления увеличивается и *gCounter* инициализируется. Если энергия приходящего сигнала слишком высока, *gCounter* уменьшается. Когда эта переменная достигает своего нижнего предела, уменьшается коэффициент усиления блока PGA. Если энергия приходящего сигнала попадает в допустимый диапазон, переменная *gCounter* инициализируется непосредственным значением. Также реализована проверка верхнего и нижнего

уровней усиления. Следует отметить, что автоматическая подсистема усиления имеет асимметричную переходную характеристику – временной интервал, необходимый на увеличение усиления, намного короче, чем временной интервал необходимый для уменьшения усиления. Это позволяет быстро восстановиться в ситуациях выхода из диапазона, но сохраняет существующий уровень усиления во время пауз в речевом и приходящем сигнале. Переходные характеристики блока AGC, были получены правильным выбором верхней и нижней границ счетчика *gCounter*, а также его инициализационного значения. Блок AGC

может быть выключен во время компиляции установкой переменной *AGCUSE* в 0 в файлах *dtmfcals.asm* и *globdefs.h* если нет необходимости в его использовании.

Аппаратная часть декодера

Рис 7. демонстрирует внутренние соединения PSoC и несколько внешних компонентов, необходимых для функционирования DTMF декодера.

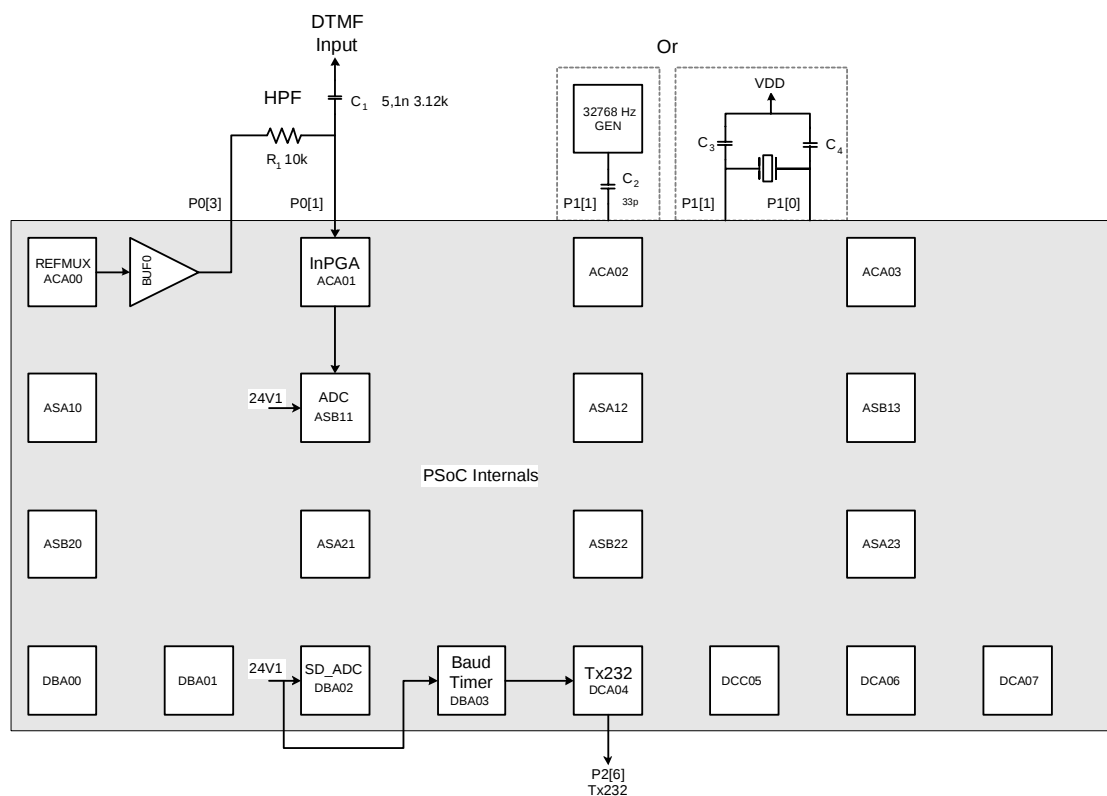


Рис 7. Внутренние соединения PSoC

Высокочастотный фильтр R_1C_1 вырезает низкочастотные сигналы из сети переменного питания. После усиления сигнала входным усилителем, он попадает на 8-битный сигма-дельта АЦП. Таймер контроля скорости передачи формирует тактовые сигналы для последовательного передатчика, который может быть подключен к компьютеру через преобразователь уровней (например MAX3221E) для анализа декодируемых символов. По умолчанию выставлена скорость передачи в 19200 бод.

Для тактирования процессора используется кварцевый генератор. Внешний генератор (например, DS32KHz фирмы Maxim, SG-3030JF фирмы Epson и т.п.), подсоединяется к порту P1[1] через небольшой разделительный конденсатор, хотя можно использовать

кристалл на 32.768 kHz, подключенный согласно [10].

При использовании часового кристалла, необходимо анализировать выход высокочастотного генератора PSoC, чтоб удостовериться в правильности работы PLL и в том, что нет видимого фазового дрожания, когда активизирован последовательный передатчик. Чтoб сделать это, можно вывести выход таймера контроля скорости передачи на внешний вывод и наблюдать за сигналом с помощью осциллографа. Возможное дрожание фазы может ухудшить уровень

отношения сигнал/шум блока АЦП и ухудшить эксплуатационные характеристики декодера в целом. Для отладочных целей рекомендуется использовать внешний тактовый генератор. Это связано с тем, что плата эмулятора имеет плотную разводку и другие цифровые сигналы могут нарушить или ухудшить стабильность генерации и работы блока PLL. Для конечного продукта часового кристалла вполне достаточно.

Результаты тестирования

декодера

Ошибка! Источник ссылок не найден. иллюстрирует параметры предложенного декодера.

Декодер был протестирован с использованием сгенерированных сигналов с помощью редактора звуков Cool Edit Pro 2.0; полнофункциональную оценочную версию которого, Вы можете скачать с [11]. Текст, отмеченный красным цветом, иллюстрирует свойства, которые не входят в спецификацию ITU.

Табл. 2 – Результаты тестирования декодера

Тестируемая позиция		Параметр	Комментарий
Частотные тесты			
Частота		Допустимые отклонения	Большие допустимые частотные отклонения для частот 697 Hz, 941 Hz , 1209 Hz вызваны отсутствием проверки уровней соседних частот. Если Вам нужен декодер строго соответствующий спецификации ITU, Вы можете добавить два промежуточных частот. Например, возьмите частоту 660 Hz и1075 Hz и добавьте дополнительную проверку в программу выходной логики.
697 Hz		-5.5%... +3.1%	
770 Hz		-2.8%...+3.4%	
852 Hz		-3.4%...+3.5%	
941 Hz		-3.7%...+4.5%	
1209 Hz		-4.2%...+2.8%	
1336 Hz		-3.2%...+2.7%	
1447 Hz		-2.8%...+2.6%	
1633 Hz		-2.6%...+2.5%	
Тесты на искажения			
Нормальные Ограничения	искажения,	9.1 Db	Тесты были выполнены для цифр 1, 5, 9, D.
Обратные Ограничения	искажения,	4.7 Db	
Временные тесты			
Минимальная длительность тонального сигнала		45 ms	Тесты были выполнены для цифр 1, 2, 3, 4.
Минимальная длительность паузы		13 ms	
Тесты на динамический диапазон			
Динамический диапазон (AGC выключен)		17 dB	Динамический диапазон в 25 dB может быть получен снижением порогов проверки устойчивости

Динамический диапазон (AGC включен)	38 dB	DTMF сигнала. AGC нужно время на стабилизацию. Поэтому, если мы используем AGC, перед подачей информационных тональных сигналов, необходимо подать длительный тональный сигнал для настройки.
Тесты на сопротивляемость речевым помехам		
Интенсивность детектирования ложных символов	3-7 откликов на час в условиях присутствия речи/музыки.	Тесты на сопротивляемость речевым помехам могут быть завершены с использованием тестовых пленок фирмы Bellcore.

Возможные модификации декодера.

В этой статье представлен базовый DTMF декодер, который удовлетворяет большинство приложений. Но можно представить также много вариаций. Декодер может быть оборудован сглаживающим низкочастотным фильтром для некоторых приложений. Низкочастотный фильтр может быть построен с использованием PSoC фильтров на переключаемых конденсаторах или на регулируемых низкочастотных фильтрах Sallen и Key, [AN2031](#).

Если пользователь не может динамически разместить АЦП для детектирования, это может быть сделано с использованием динамической реконфигурации PSoC. Вместо АЦП можно использовать 6-битный SAR ADC или однобитовый компаратор. Основанный на компараторе DTMF декодер, имеет некоторые несоответствия, но тем не менее подходит для многих приложений удаленного контроля.

Для корреляции необходима флэш-память размером $4 \cdot N$ байт. Это неприемлемо для некоторых приложений. В этом случае можно использовать модифицированный алгоритм Герцеля вместо квадратурной корреляции без анализа вторых гармоник. Во вторых, пользователь может настраивать длину выборки и частоту дискретизации в соответствии с требованиями приложения. Утилита командной строки *dtmf.exe* (которую можно скачать), автоматически генерирует ассемблерный включаемый файл *corrtables.inc*, для заданного N и частоты дискретизации.

Время, необходимое для выполнения обработчика прерываний от АЦП во время корреляции входного сигнала составляет около 70 us с периодом выборки 117 us и тактовой частотой PSoC 24 MHz. Если нет необходимости в анализе вторых гармоник, обработчик прерываний может быть упрощен пропуском расчета 16-битной квадратурной суммы (экономия 32 байта ОЗУ), и при этом тактовая частота CPU может быть уменьшена до 12 или 6 MHz. В этом

случае также можно уменьшить частоту дискретизации, но при этом необходимо использовать сглаживающий фильтр для подавления возможных речевых/музыкальных сигналов.

Если необходим анализ DTMF сигнала с высокой точностью, можно увеличить длину выборки, игнорируя правило, согласно которому каждый символ должен детектироваться два раза подряд.

Добавочные частоты с промежуточными частотами могут оцениваться и сравниваться. Для улучшения временных параметров, гарантирования строгого соответствия ITU, детектор может быть оборудован синхронизатором входного сигнала для синхронизации циклов корреляции с стартовым сигналом DTMF.

Для отладочных и тестовых целей, реализован специальный режим отладки в котором детектор посылает отладочную информацию, включающую энергию входного сигнала, данные коррелятора, две основные

DTMF частоты и их вторые гармоники через последовательный порт. Вы можете использовать любую терминальную программу для наблюдения этого потока. Число в самой левой позиции – это масштабированная энергия сигнала, а остальные 16 чисел – это выходные данные коррелятора. Число в самой левой позиции соответствует частоте 697 Hz. Число в самой правой позиции соответствует частоте 3266 Hz. Рис. 8 демонстрирует терминальное окно и передачу отладочной информации во время

телефонного звонка. Отладочный режим можно установить во время компиляции, присваивая переменной *DEBUG* значение 1 в файле *globdefs.h*. В нормальном режиме (*DEBUG* установлен в 0) декодер посылает только правильно декодированные символы, за которыми следует символ новой строки. Следует отметить, что во время отладки лучше отключить ICE для уменьшения возможного влияния шума вносимого схемой ICE на работу аналоговой части.

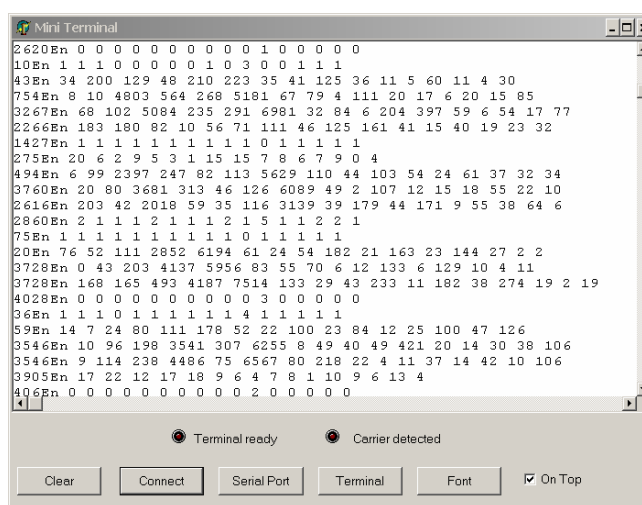


Рис 8. Терминальное окно в режиме отладки

Ссылки

1. ITU Blue Book, Recommendation Q.24, Multi-Frequency Push-Button Signal Reception, Geneva, 1989.
2. ITU Blue Book, Recommendation Q.23. Technical Features of Push-Button Telephone Sets, Geneva, 1989.
3. G. Arslan, B. Evans, F.A Sakarya and J. Pino, "Performance evaluation and real-time implementation of subspace, adaptive and DFT algorithms for multi-tone detection", in Proc. IEEE Int. Conf. Telecommunications, (Istanbul, Turkey), pp.884-887, Apr. 1996. The paper can be downloaded in the electronic form at http://ptolemy.eecs.berkeley.edu/papers/96/dtmf_ict/ict96.pdf.
4. M. Felder, J. Mason, B. Evals, "Efficient dual-tone multi-frequency detection using the non-uniform discrete Fourier transform", IEEE Signal Processing Letters, vol. 5, pp.160-163, July 1998.
5. Kaiser Ulrich, Digital Processor Architecture with Reduced Instruction Set for Wave Digital Filters, Dissertation, Bochum, 1991.
6. Amey A. Deosthali, Shawn R. McCaslin, Brian L. Evans, A Low-Complexity ITU-Compliant Dual Tone Multiple Frequency Detector, IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 48, no. 3, pp. 911-916, Mar. 2000, the article can be download in the electronic form at <http://www.ece.utexas.edu/~bevans/papers/2000/dtmf/dtmf.pdf>.
7. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, Discrete-Time Signal Processing. Prentice-Hall, 1990.
8. J. Proakis, D.G. Manolakis, Digital Signal Processing Principles, Algorithms, and Applications. NJ, Prentice Halls, 1995.
9. Dave Van Ess, Signed Multi-Byte Multiplication, Application Note [AN2038](#), Cypress MicroSystems.
10. Jeff Dahlin, Using the PSoC Microcontroller External Crystal Oscillator, Application Note [AN2027](#), Cypress MicroSystems.
11. The sound editor Cool Edit Pro 2.0 can be downloaded freely at <http://www.syntrillium.com/download/>.

Про автора

Имя: Виктор Креминь
 Должность: доцент
 Background: Виктор получил диплом по радиофизике в 1996 году в Национальном университете им. И. Франка, в 2000 году он получил степень кандидата технических наук по специальности «Системы автоматизированного проектирования» и сейчас работает на должности доцента в Национальном университете «Львовская политехника» (Украина). Область его интересов включает полный цикл проектирования встроенных систем, включая различные процессоры, операционные системы и целевые приложения. Вы можете связаться с ним по адресу vkremen@polynet.lviv.ua
 Контакты: Ул. Керченская . 9-44,
 Львов,
 79035,
 Украина.
vkremen@polynet.lviv.ua

Cypress Microsystems, Inc.
 2700 162nd St. SW, Building D
 Lynnwood, WA 98037
 Phone: 800.669.0557
 Fax: 425.787.4641

<http://www.cypressmicro.com/> / http://www.cypress.com/aboutus/sales_locations.cfm / support@cypressmicro.com

Copyright © 2003 Cypress Microsystems, Inc. All rights reserved.

PSoC™ (Programmable System-on-Chip) and PSoC Designer are trademarks of Cypress Microsystems, Inc.

All other trademarks or registered trademarks referenced herein are property of the respective corporations.

The information contained herein is subject to change without notice.



ТОВ "ХАЛУС - Електронікс"

Офис: ул.Соломенская 5, оф.606,

Киев, 03110, Украина

Почт. адр.: а/я 260, Киев, 03141

"KHALUS-Electronics Ltd"

Office: of. 606, 5 Solomenskaya st.,

Kiev, 03110, Ukraine

Bill to: P.O.Box 260, Kiev 03141, Ukraine

www.khalus.com.ua

sales@khalus.com.ua

tel: +38-044-4909259

fax: +38-044-4909258

Copyright © 2004 KHALUS-Electronics Ltd. Все права защищены.

PSoC (программируемая система на чипе) является торговой маркой Cypress Microsystems, Inc.

Все остальные торговые марки или зарегистрированные торговые марки упомянутые в этом документе являются собственностью соответствующих корпораций.

Авторские переводы материалов посвященные продукции Cypress Microsystems на Русский/Украинские языки выполнены при содействии и заказе KHALUS – Electronics.

Публикация материалов данного документа в печатных изданиях, CD и Интернет разрешается только при сохранении целостности документа или наличии ссылок на авторов и "KHALUS - Electronics".