

Интерполирующий частотомер FC-510

(черновик)

Частотомер является одним из самых распространенных измерительных приборов. Существует много разных по принципу действия частотомеров, но в последнее время все они практически полностью вытеснены электронно-счетными частотомерами. Современные частотомеры имеют встроенный микропроцессор и кроме измерения частоты сигнала могут осуществлять другие измерения: периода сигнала, длительности импульсов, скважности импульсов, количества импульсов, суммы, разности и отношения частот двух сигналов, разности фаз между ними и многого другого. Иногда сам частотомер может осуществлять статистическую обработку результатов измерений: поиск минимума и максимума, среднего значения, стандартного отклонения и т.д. с выводом значений на дисплей или в порт. Таким образом, современный частотомер представляет собой сложный измерительный прибор с широкими возможностями.

Электронно-счетный частотомер может использовать разные методы измерения частоты. Каждому методу присущи свои достоинства и недостатки. Ниже будут рассмотрены основные из этих методов.

Метод прямого счета

Самым простым способом измерения частоты является метод прямого счета. Метод заключается в подсчете количества периодов входного сигнала за известный промежуток времени. Поскольку частота сигнала – это количество периодов за единицу времени, то если выбрать промежуток времени, равный 1 сек., то полученное количество периодов будет численно равно частоте входного сигнала в герцах. Полученное значение счетчика можно сразу выводить на индикатор, никаких математических операций не требуется. Благодаря этой особенности частотомеры прямого счета без труда могут быть построены на простой логике, и они получили широкое распространение. Блок-схема такого частотомера приведена на рис. 1.

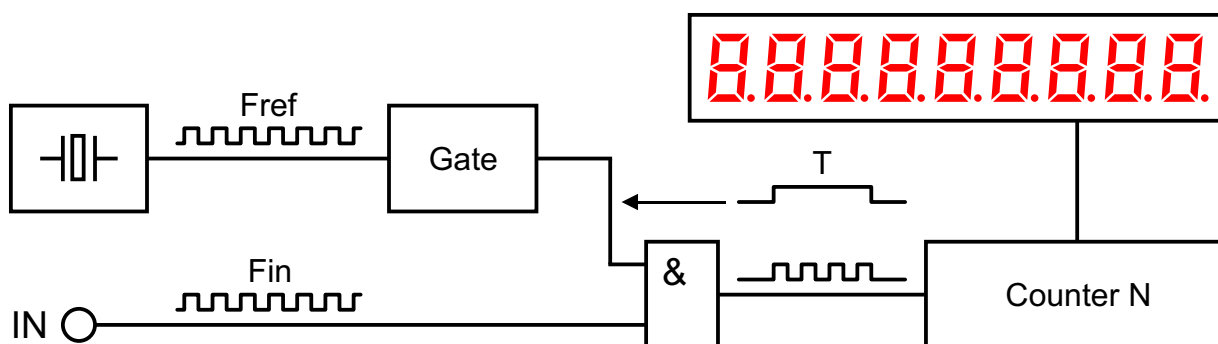


Рис. 1. Блок-схема частотомера, использующего метод прямого счета.

Для получения измерительного интервала T используется сигнал опорной частоты, который подается на вход счетчика Gate. В течение измерительного интервала на второй счетчик Counter N пропускаются импульсы входной частоты F_{in} . Значение N , полученное в счетчике после окончания измерительного интервала, позволяет определить частоту входного сигнала: $F_{in} = N / T$. При $T = 1$ сек. частота $F_{in} = N$, поэтому значение счетчика Counter N можно непосредственно выводить на индикатор.

Поскольку измерительный интервал не синхронизирован с входным сигналом, в начале и в конце измерительного интервала возникает погрешность T_b и T_e соответственно (рис. 2).

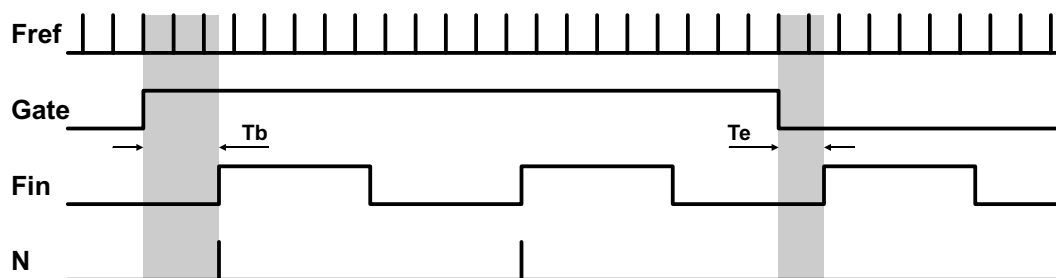


Рис. 2. Возникновение погрешности счета.

Интервалы T_b и T_e являются независимыми случайными величинами, каждая из которых лежит в интервале $0 \dots T_{in}$, где T_{in} – период входного сигнала ($T_{in} = 1 / F_{in}$). Реальная длительность N периодов входной частоты равна $N \cdot T_{in} = T + T_b - T_e$. С учетом возможных диапазонов интервалов получаем $N \cdot T_{in} = T \pm T_{in}$, или $T = T_{in} \cdot (N \pm 1)$. Отсюда $F_{in} = (N \pm 1) / T$. Возникает погрешность, известная как ± 1 единица счета.

На рис. 3 показано, как небольшое изменение частоты входного сигнала (или даже изменение момента переключения входного компаратора, вызванное шумами) может привести к изменению показаний в диапазоне от 3 до 5.

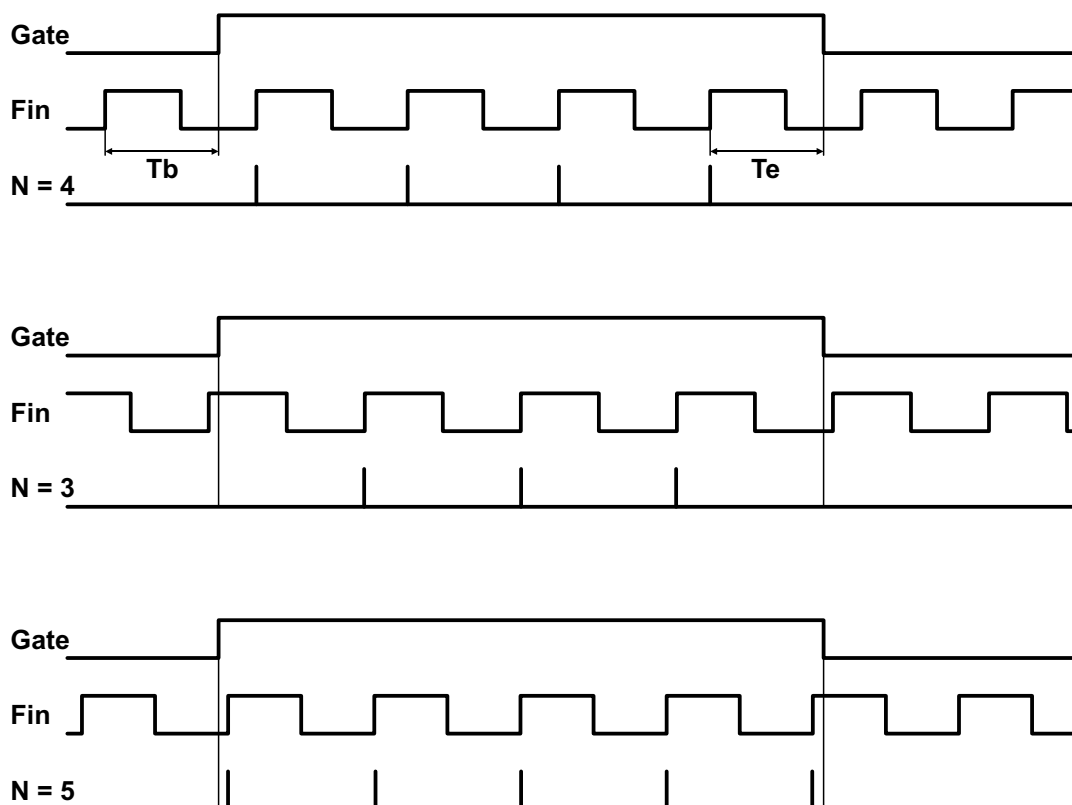


Рис. 3. Погрешность ± 1 единица счета.

Поскольку при уменьшении частоты число N будет уменьшаться, то относительная погрешность измерения, связанная с ошибкой N на ± 1 , будет расти. Или, с другой стороны, количество значащих цифр результата измерения будет уменьшаться с уменьшением частоты. На рис. 4 приведен график зависимости разрешения (количества значащих цифр) для метода прямого счета в зависимости от частоты для интервала счета 1 сек. (для других значений интервала счета график будет пропорционально сдвигаться вверх или вниз).

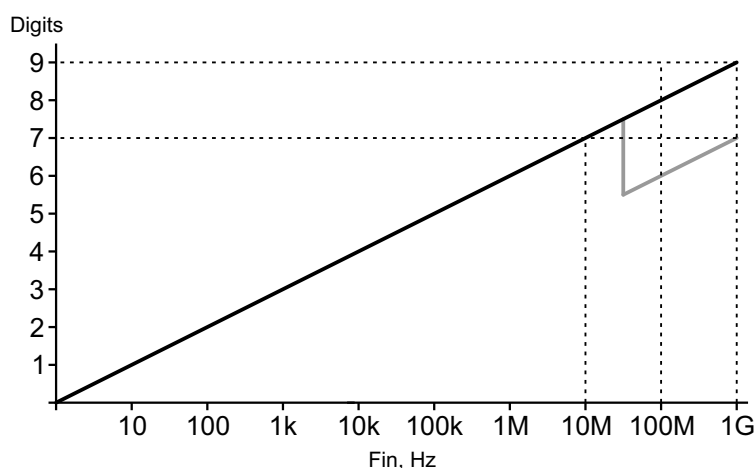


Рис. 4. Зависимость разрешения от частоты для метода прямого счета.

На рис. 4 видно, что с понижением частоты разрешение у частотомеров прямого счета падает. Для работы с сигналами высокой частоты такие приборы еще подходят, а вот на низких частотах разрешение оказывается совершенно недостаточным. Допустим, требуется измерить частоту около 1 кГц. При интервале измерения 1 сек. получим одно из следующих значений: 999 Гц, 1000 Гц, 1001 Гц. Относительная погрешность измерения составит $\pm 0.1\%$, а это довольно плохо. Еще хуже обстоит дело с измерением более низких частот. На частоте 100 Гц погрешность составит $\pm 1\%$, а на частоте 10 Гц – $\pm 10\%$. Уменьшить погрешность можно увеличением измерительного интервала, но устанавливать его больше 10 сек. не является практичным.

С повышением частоты разрешающая способность метода прямого счета растет, достигая весьма высоких значений. Например, при измерении частоты 10 МГц при длительности измерительного интервала 1 сек. частотомер может показать 9999999 Гц, 10000000 Гц, или 10000001 Гц. Относительная погрешность измерения составит $\pm 0.00001\%$, что весьма неплохо. На более высоких частотах разрешение будет еще выше. Но на практике существует ограничение, связанное с ограниченным быстродействием логических схем, на которых построена схема частотомера. Как правило, верхняя граница частоты, которую можно непосредственно подавать на вход частотомера, лежит в пределах 10...100 МГц. Для более высоких частот применяют предварительные делители частоты (прескалеры). Использование прескалера снижает разрешение частотомера прямого счета пропорционально коэффициенту деления. На рис. 4 серой линией показан ход графика разрешения реального частотомера, у которого на высоких частотах включается прескалер с коэффициентом деления 100.

Измерение периода

Чтобы исправить ситуацию при измерении низких частот, в некоторых частотомерах реализован режим измерения периода. Тогда в качестве интервала измерения используется один период входного сигнала T_{in} . В течение этого интервала производится счет импульсов M опорной частоты F_{ref} . Частоту входного сигнала можно вычислить по формуле $F_{in} = F_{ref} / M$, но для этого требуется операция деления. Для частотомеров на жесткой логике реализовать ее затруднительно, поэтому они обычно индицируют длительность периода в единицах времени. Например, если выбрать $F_{ref} = 1$ МГц, то результат получится в микросекундах. Перевод значения периода в значение частоты предоставляется пользователю. Для метода измерения периода тоже будет присутствовать погрешность счета в виде $M \pm 1$. Но поскольку значение M с уменьшением частоты входного сигнала увеличивается, то относительная погрешность измерения с уменьшением частоты будет падать. Надо отметить, что измерительный интервал для этого метода не является постоянным, он равен длительности периода измеряемого сигнала. На рис. 5 приведен график зависимости разрешения для метода измерения периода в зависимости от частоты входного сигнала (синий график).

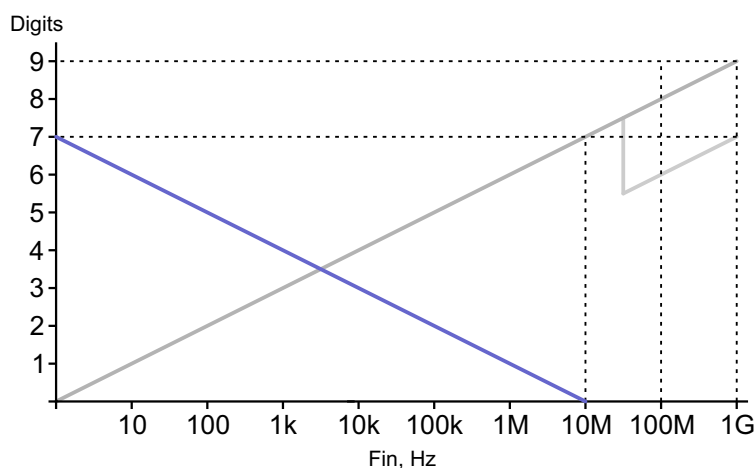


Рис. 5. Зависимость разрешения от частоты при измерении периода.

Для сравнения на рис. 5 показано разрешение для метода прямого счета (серый график). Видно, что для низких частот имеет преимущество метод измерения периода, а для высоких частот – метод прямого счета. Комбинируя эти два метода, можно получить неплохое разрешение для любых частот. Хотя в районе звуковых частот разрешение все равно остается недостаточным.

Метод обратного счета (Reciprocal Counting)

Существует метод измерения частоты, когда относительная погрешность измерения не зависит от значения входной частоты. Блок-схема такого частотомера приведена на рис. 6.

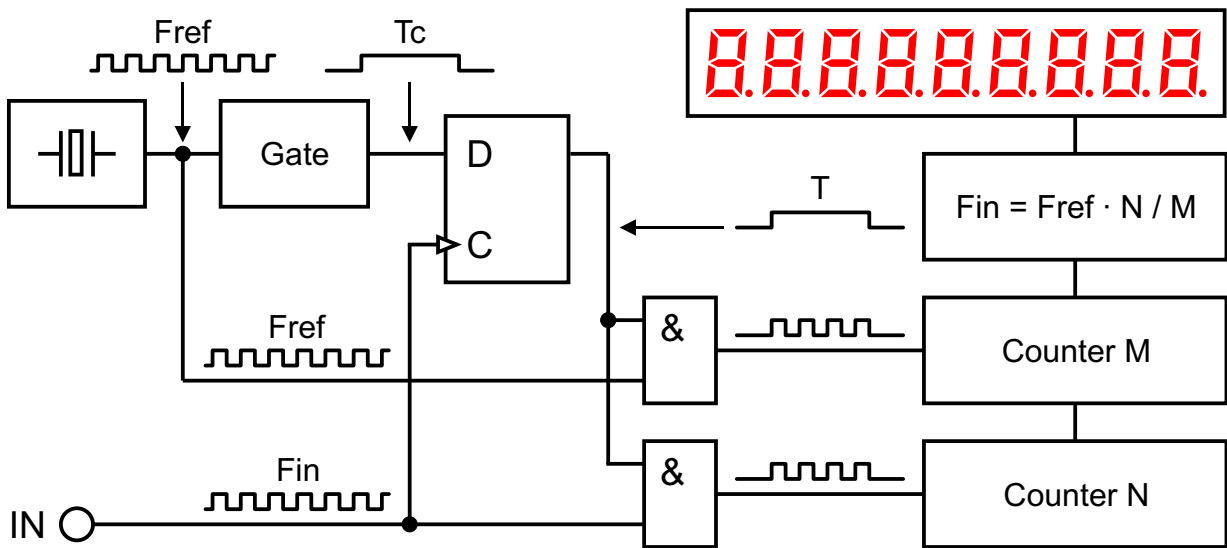


Рис. 6. Блок-схема частотомера обратного счета (Reciprocal Counting).

Сигнал опорной частоты F_{ref} используется для получения желаемого интервала измерения T_c с помощью счетчика Gate. Этот интервал напрямую не используется для подсчета импульсов, а лишь разрешает формирование настоящего измерительного интервала T , который начинается и заканчивается синхронно с началом периодов входного сигнала. В течение этого интервала с помощью двух счетчиков производится счет количества входных импульсов N и количества импульсов опорной частоты M . Значение частоты входного сигнала можно вычислить по следующей формуле: $F_{in} = F_{ref} \cdot N / M$. Для реализации таких вычислений частотомер должен содержать микропроцессор, но для современных приборов это трудностей не представляет. Временная диаграмма работы частотомера обратного счета показана на рис. 7.

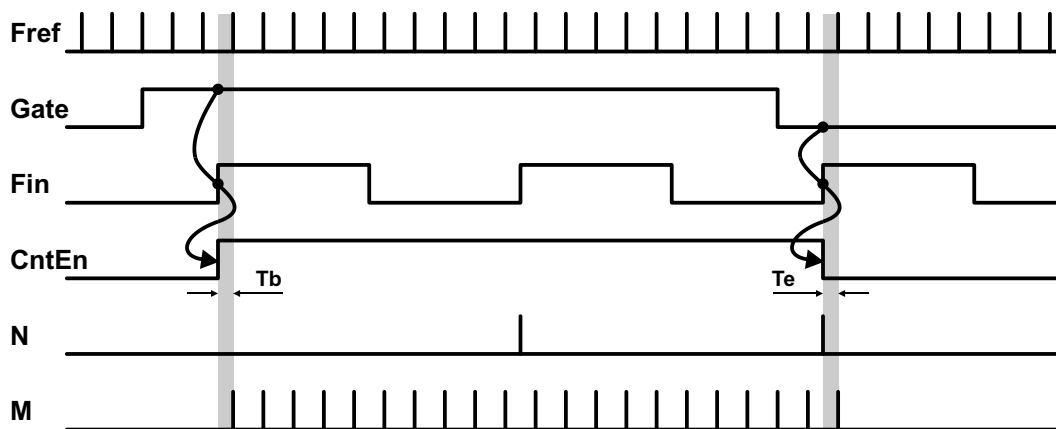


Рис. 7. Временная диаграмма частотомера обратного счета.

Поскольку интервал T синхронизирован с входным сигналом, ошибки счета N не возникает. Но зато по-прежнему присутствует ошибка счета $M \pm 1$. На рис. 6. серым цветом выделены случайные интервалы времени T_b и T_e , которые приводят к этой ошибке. Интервал измерения T всегда остается приблизительно постоянным (это округленный до целого значения периодов входной частоты интервал T_c), поэтому вклад этой ошибки также остается приблизительно постоянным. Разрешающая способность частотомера обратного счета не зависит от значения входной частоты.

Если описать метод обратного счета пошагово, то получится следующая последовательность:

1. Начинается формирование интервала измерения T_c . Этот интервал будет определять скорость обновления показаний и погрешность измерения (чем больше интервал, тем погрешность меньше). Сам интервал T_c можно формировать приблизительно, можно даже не использовать для его формирования опорную частоту. В случае реализации частотомера на микроконтроллере, для формирования T_c достаточно программно таймера.
2. После начала измерительного интервала T_c по ближайшему фронту входного сигнала начинает формироваться интервал счета T . В течение этого интервала разрешается счет входных импульсов N и импульсов опорной частоты M . Для этого требуются два счетчика.
3. Ожидание окончания интервала измерения T_c .
4. После окончания измерительного интервала T_c по ближайшему фронту входного сигнала завершается интервал счета T . При этом счет входных импульсов N и импульсов опорной частоты M прекращается.
5. По формуле $F_{in} = F_{ref} \cdot N / M$ вычисляется частота входного сигнала.

В реальном частотомере к этой последовательности надо добавить обработку нештатных ситуаций, связанных с исчезновением входного сигнала во время измерения или с его слишком низкой частотой. В пункте 2 ожидание фронта входного сигнала имеет смысл делать только до окончания интервала T_c . Если фронт так и не был обнаружен, значит, входная частота слишком низкая для выбранного интервала измерения. В такой ситуации логично индицировать 0 Гц. Так же и с обнаружением фронта входного сигнала при окончании счета. После окончания интервала T_c имеет смысл ожидать фронт в течение времени не более T_c . Если фронт не приходит, это значит, что входной сигнал исчез во время измерения. В такой ситуации также логично индицировать 0 Гц.

Если фронт входного сигнала был обнаружен с большой задержкой относительно начала интервала T_c , то на фактическое измерение останется слишком мало времени. Это приведет к потере разрешающей способности. Поэтому имеет смысл в момент обнаружения фронта входной частоты продлевать интервал T_c до его номинального значения.

Эти дополнения нужны при реализации универсальных частотомеров. Если диапазон входных частот ограничен, и когда точно известно, что период входного сигнала всегда меньше измерительного интервала, таких проверок можно не делать.

Выше было показано, что при измерении входного сигнала частотой 1 кГц относительная погрешность измерения для частотомера прямого счета с интервалом измерения 1 сек. составляет $\pm 0.1\%$. У частотомера обратного счета при $F_{ref} = 10$ МГц в тех же условиях получится $N = 1000$, $M = 9999999$, 10000000 или 10000001 . При этом результат будет 1000.0001 Гц, 1000.0000 Гц или 999.9999 Гц. Относительная погрешность составляет $\pm 0.00001\%$, что на 4 порядка лучше. Причем такая же погрешность сохранится для любой измеряемой частоты. На рис. 8 приведен график зависимости разрешения для метода обратного счета с интервалом счета 1 сек. в зависимости от частоты (зеленый график). Как и

для метода прямого счета, длительность интервала измерения будет пропорционально влиять на разрешение.

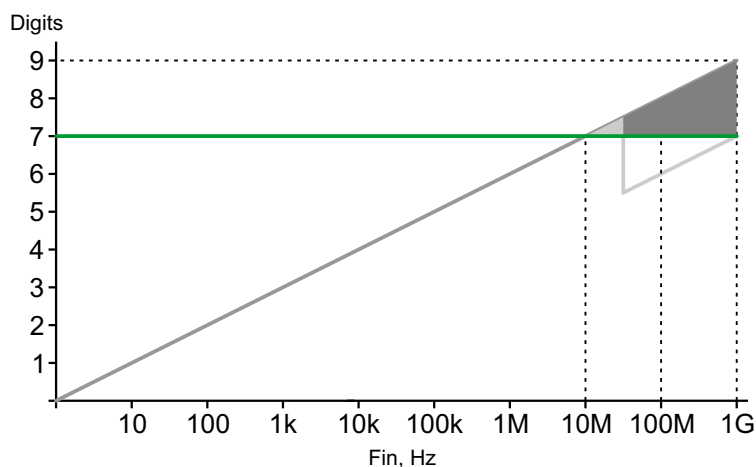


Рис. 8. Зависимость разрешения от частоты для метода обратного счета.

Для сравнения на рис. 8 показано также разрешение частотомера прямого счета (серый график). При входной частоте, равной опорной частоте F_{ref} , разрешение частотомеров становится одинаковым. На более высоких частотах у частотомера прямого счета появляется преимущество (серая область). Однако у реальных частотомеров прямого счета, которые на высоких частотах используют прескалеры, преимущество будет проявляться только в узком диапазоне частот (светло-серая область).

Частотомер обратного счета тоже может использовать прескалер на высоких частотах, но в отличие от частотомера прямого счета это не приведет к падению разрешающей способности. В большинстве случаев у частотомера обратного счета имеется существенное преимущество. Особенно, если речь идет об измерении частот в звуковом диапазоне. Тем не менее, в подавляющем большинстве любительских частотомеров используется метод прямого счета. И это несмотря на то, что почти в каждом из них есть микроконтроллер. Проекты, в которых реализован метод обратного счета, можно пересчитать по пальцам [].

Повышение разрешающей способности частотомеров обратного счета

Для дальнейшего повышения разрешающей способности частотомеров обратного счета можно повышать значение опорной частоты F_{ref} . Так сделано в некоторых промышленных приборах, но сложность этого решения оказывается довольно высокой. Дело в том, что опорная частота должна обладать высокой стабильностью. В качестве источника F_{ref} применяют образцовые генераторы, которые, как правило, работают на относительно невысокой частоте. Типичным является значение частоты 10 МГц. Поэтому дальнейшее повышение частоты предусматривает ее умножение. При этом требуется как можно меньше ухудшить значение фазового шума, иначе появится дополнительная погрешность измерения. Для умножения иногда используют высококачественные схемы PLL, но чаще используется выделение высших гармоник из опорного сигнала с последующим их усилением и фильтрацией. Конструктивно такое решение оказывается довольно громоздким. Например, в частотомере SR-620 фирмы Stanford Research выделяется 9-я гармоника опорной частоты 10 МГц, которая затем усиливается и фильтруется кварцевым фильтром.

Еще один способ повышения разрешающей способности состоит в уменьшении погрешности счета импульсов опорной частоты M . Как было показано на рис. 7, погрешность возникает из-за наличия двух случайных интервалов времени в начале и в конце счета. Если эти интервалы измерить и учесть при вычислении частоты, то погрешность можно значительно уменьшить. Каждый из интервалов имеет длительность в диапазоне от нуля до одного периода опорной частоты. При значении $F_{ref} = 10$ МГц, длительность интервалов лежит в диапазоне $0 \dots 100$ нс. Для измерения малых интервалов времени может применяться ряд методов, таких как верньерный метод, метод совпадений, основанный на использовании малых задержек, метод преобразования времени в напряжение, метод растяжки длительности импульса. Существуют интегральные решения для таких измерений, называемые TDC (Time to Digital Converter). Но они недостаточно распространены и имеют высокую стоимость.

Аналоговый интерполятор

Устройства, которые позволяют измерять интервалы времени внутри одного периода опорной частоты, часто называют интерполяторами. Наиболее распространенный способ построения такого устройства заключается в преобразовании длительности импульса в напряжение. В течение времени измеряемого импульса включается генератор тока I_1 (рис. 9), который по линейному закону заряжает емкость интерполятора C_{int} . Когда импульс заканчивается, генератор тока выключается, а емкость продолжает хранить свой заряд. Уровень напряжения, до которого окажется заряженной емкость, пропорционален измеряемой длительности. Это напряжение можно измерить с помощью АЦП, выходной цифровой код которого будет пропорционален длительности импульса. После измерения конденсатор нужно разрядить с помощью ключа K , и интерполятор снова готов к работе.

Если значение зарядного тока и емкости конденсатора выбрать так, чтобы при максимальной длительности измеряемого импульса (а это один период опорной частоты) напряжение на конденсаторе было равным полной шкале АЦП, то, например, при 10-разрядном АЦП можно получить разрешение по времени примерно $1/1000$ периода опорной частоты. Для $F_{ref} = 10$ МГц это разрешение составит 100 пс. Если с таким разрешением измерить интервалы T_b и T_e , а затем вычислить полный интервал T и подставить его в формулу для расчета частоты, то получим разрешение, эквивалентное разрешению частотмера с опорной частотой 10 ГГц. Но на практике улучшение разрешающей способности будет несколько ниже, так как на работу интерполятора оказывают влияние шумы и помехи, как и на любую другую аналоговую схему. К тому же, процесс зарядки емкости интерполятора обладает некоторой нелинейностью. Но получить практическое улучшение примерно в 100 раз относительно несложно.

Рис. 9. Аналоговый интерполятор с использованием АЦП.

Применение АЦП не является единственным способом реализации аналогового интерполятора. С помощью конденсатора и двух источников тока можно осуществить растяжку длительности импульса, после чего можно выполнить ее измерение методом заполнения опорной частотой.

Рис. 10. Аналоговый интерполятор с растяжкой импульса.

В схеме интерполятора с растяжкой длительности импульса имеются два генератора тока. Генератор разрядного тока I_2 включен постоянно (рис. 10). Генератор зарядного тока I_1 включается течение времени измеряемого импульса. При этом емкость интерполятора C_{int} заряжается по линейному закону током, равным $I_1 - I_2$. Как только импульс заканчивается, генератор зарядного тока I_1 выключается, и начинается разряд емкости током I_2 . Одновременно запускается счетчик, который измеряет длительность разрядки путем заполнения импульсами опорной частоты. По окончании разрядки срабатывает компаратор, который останавливает счет. В счетчике будет содержаться число, которое представляет собой длительность растянутого импульса, выраженную в периодах опорной частоты. Коэффициент растяжки определяется отношением зарядного и разрядного токов. Обычно ток I_1 выбирается в 100 и более раз больше тока I_2 . В результате разрешающая способность измерения длительности импульса повышается в 100 и более раз.

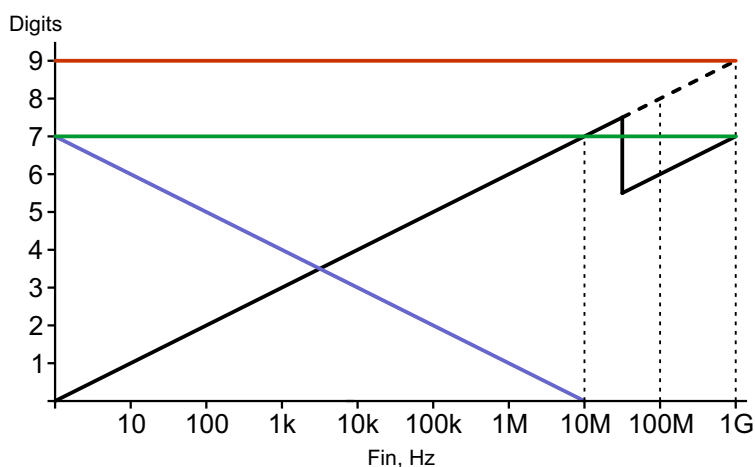


Рис. 10а. Зависимость разрешения от частоты.

На рис. 10а показана зависимость разрешения от частоты для всех методов: прямого счета (черный график), измерения периода (синий график), обратного счета (зеленый график) и обратного счета с интерполятором (красный график). Как видно, частотомер обратного счета с интерполятором превосходит по разрешающей способности все другие варианты реализации.

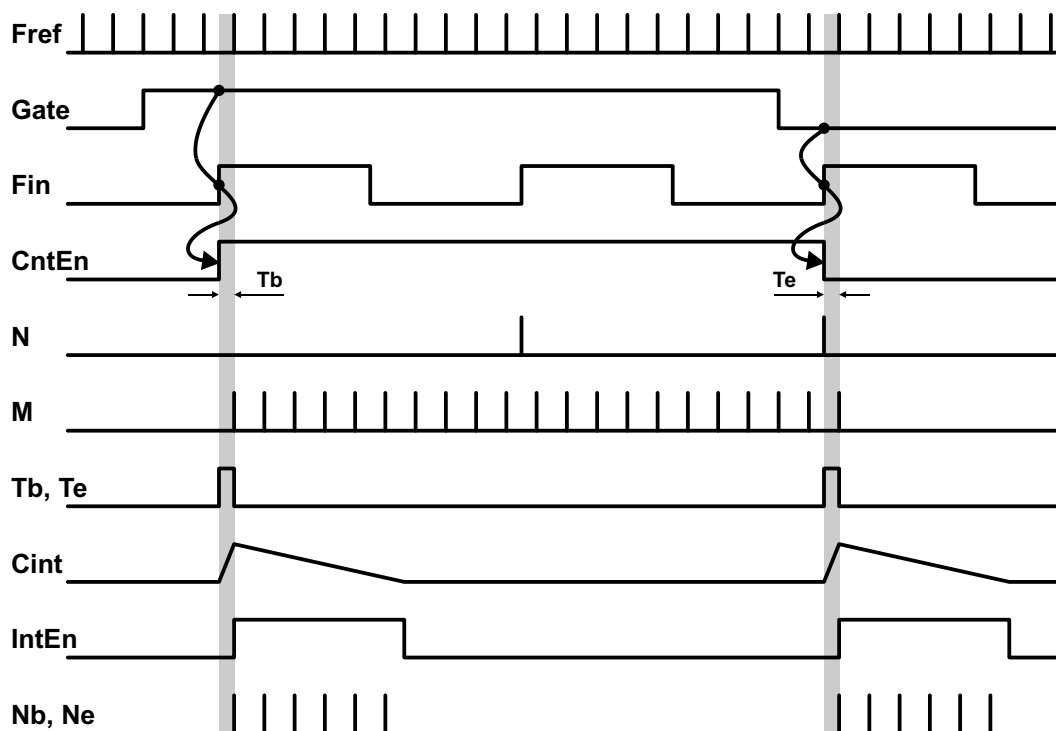


Рис. 11. Временная диаграмма частотомера обратного счета с интерполятором.

Временная диаграмма работы частотомера обратного счета с интерполятором приведена на рис. 11. С помощью логических схем формируются импульсы T_b и T_e , которые подлежат растяжке. Эти импульсы включают генератор зарядного тока, в результате емкость интерполятора C_{int} заряжается до некоторого напряжения. После окончания импульса зарядного тока емкость начинает линейно разряжаться. В это время формируется сигнал $IntEn$, разрешающий работу счетчика интерполятора, который измеряет длительность процесса разрядки. По окончании разрядки срабатывает компаратор, который снимает сигнал $IntEn$ и запрещает дальнейшую работу счетчика. В результате после измерения микроконтроллер считывает значения N , M , N_b , N_e и вычисляет частоту входного сигнала по формуле $F_{in} = F_{ref} \cdot N / M + (N_b - N_e) / k$, где k – коэффициент растяжки интерполятора. Разрешающая способность такого измерения повышается в k раз по сравнению с вариантом без интерполятора.

На практике измерение длительности импульса от 0 до T_{ref} представляет сложности, так как может потребоваться сформировать очень короткий импульс T_b или T_e . Быстродействие ключа тока зарядки является ограниченным, поэтому в случае очень короткого импульса схема будет обладать высокой нелинейностью или станет вовсе неработоспособной. Вместо

измерения длительности в интервале $0 \dots T_{ref}$ на практике используют измерение в интервале $T_{ref} \dots 2T_{ref}$ (рис. 12). Логика частотомера построена таким образом, что автоматически формирует импульсы, увеличенные по длительности на T_{ref} . Поскольку при вычислении частоты требуется разность длительностей импульсов T_b и T_e , удлинение их на одинаковую величину на результате не сказывается.

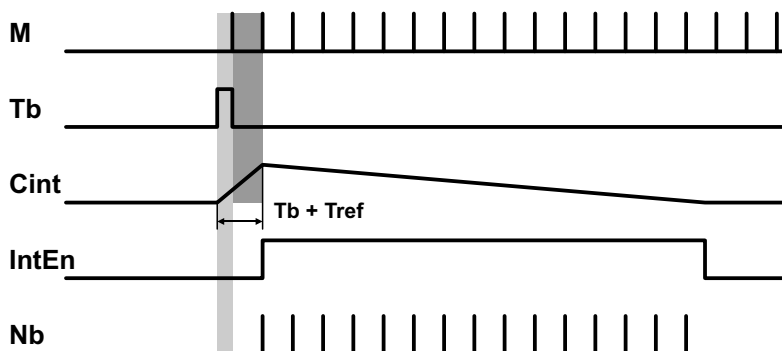


Рис. 12. Временная диаграмма работы реального интерполятора.

Поскольку интерполятор является аналоговым устройством, ему свойственны различного рода нестабильности, например, временная и температурная. Если изменится какой-то из параметров схема, например, значение тока I_1 или I_2 , значение емкости C_{int} , величина напряжения смещения компаратора и т.д., изменится и коэффициент растяжки k . А это приведет к погрешности измерения. Для устранения такой погрешности используется процедура калибровки интерполятора. В процессе калибровки логика частотомера вместо импульсов случайной длительности T_b и T_e подает на вход интерполятора импульсы фиксированной длительности T_{ref} и $2T_{ref}$. Эти значения как раз являются границами рабочего диапазона интерполятора. Сделав измерения для двух таких импульсов, можно вычислить значение k . Калибровка интерполятора проводится полностью автоматически и не требует много времени, поэтому ее можно проводить довольно часто, что позволит устранить влияние дрейфа аналоговых компонентов. На практике ограничивающими факторами повышения точности остаются лишь нелинейность и шум интерполятора.

Continuous time stamping

Нелинейность интерполятора может быть уменьшена с помощью определенных схемотехнических приемов []. Для уменьшения шума интерполятора можно использовать усреднение его показаний, что фактически является низкочастотной фильтрацией. Но в обычном понимании усреднение использовать нельзя, так как при каждом измерении на интерполятор поступает интервал случайной длительности, выходной код интерполятора тоже меняется по случайному закону.

Чтобы полностью использовать потенциал аппаратной части частотомера с интерполятором, лучше задействовать интерполятор не только в начале и в конце измерительного интервала, а как можно чаще. Фактически, в конце измерения мы получаем пару значений: это значение количества входных импульсов N и момент времени, в который это значение получено. Момент времени выражается в количестве периодов опорной

частоты M и уточняется с помощью интерполятора. Такие пары значений можно получать не только в конце измерения, но и в его процессе. Если входная частота в процессе измерения остается неизменной, все полученные значения N должны лежать на некоторой прямой, имеющей определенный наклон. Этот наклон определяется значением входной частоты. В реальности из-за шума интерполятора значения будут иметь некоторое хаотическое отклонение от этой прямой. Применяя метод линейной регрессии (linear regression), можно определить наклон этой прямой по совокупности всех полученных точек. При этом эффективное значение шума будет уменьшено. Такой метод измерения получил название «Continuous time stamping» и применяется в некоторых современных частотомерах []. Для измерительных интервалов от 0.1 до 10 сек. этот метод дает улучшение разрешающей способности около 10 раз. Реализация метода требует возможности защелкивания счетчиков «на лету» в специальные регистры, которые микропроцессор может прочитать, не прерывая измерения. Это несколько усложняет логику частотомера.

Другие методы повышения разрешающей способности

Для частотомеров прямого счета тоже существуют методы повышения разрешающей способности. Счетчик такого частотомера подсчитывает количество импульсов входной частоты, которое укладывается внутри измерительного интервала. Округление количества импульсов до целого значения приводит к появлению ошибки квантования. Фактически, в процессе измерения производится определение среднего значения последовательности импульсов с помощью П-образной весовой функции (усредняющего окна Дирихле). Но это окно не является оптимальным []. Может быть найдено оптимальное окно с точки зрения минимизации среднеквадратической ошибки квантования. Для применения в цифровом частотомере подходят ступенчатые окна. Коэффициенты оптимального окна с числом ступеней N будут вычисляться по формуле $a_n = (n + 1)(N - n)$. Эффективность применения окна будет увеличиваться с ростом числа N участков весовой функции. Процесс измерения частоты разбивается на N этапов. Результат, полученный на каждом этапе, умножается на свой весовой коэффициент. Затем все результаты складываются. В конце производится деление результата на площадь окна. При переходе к оптимальной весовой функции при $N \gg 1$ среднеквадратическая относительная погрешность квантования будет составлять $(6 / N)^{1/2}$ от ошибки с П-образным окном. Вместо оптимального окна можно использовать треугольное окно (окно Бартлетта) или трапециевидальное окно. Такие окна совсем незначительно проигрывают оптимальному, зато они довольно просто реализуются на основе кода счетчика, формирующего измерительный интервал. Как вариант, формирование измерительного интервала можно реализовать с помощью реверсивного счетчика, который до половины интервала увеличивает свое значение, а затем уменьшает. Вместо подсчета входных импульсов по приходу каждого из них нужно прибавлять к значению накапливающего сумматора текущий код счетчика. Это будет эквивалентно применению треугольного окна. Применение весовых окон уменьшает погрешность квантования, но при этом усложняет реализацию частотомера, особенно в случае жестких требований по быстродействию.

Поколения частотомеров

Современные универсальные частотомеры представляют собой multifunctional измерительные устройства, но все же основной функцией является измерение частоты. Фирма «Pendulum» делит частотомеры по используемому принципу измерения частоты на 4 поколения (таблица 1).

Таблица 1. Поколения частотомеров.

Поколение	Год	Метод измерения	Разрешение (для интервала 1 сек.)
1	1970	Прямой счет	2-8 разрядов
2	1980	Обратный счет	7-9 разрядов
3	1990	Обратный счет с интерполятором	9-11 разрядов
4	2000	Continuous time stamping	12 разрядов

Согласно этой классификации частотомер FC-510 относится к приборам 3-го поколения. В то же время подавляющее большинство любительских частотомеров являются приборами 1-го поколения.

Реализация частотомера обратного счета

Как было показано выше, для реализации частотомера обратного счета требуются два счетчика. Один из них должен вести счет входных импульсов, а другой – импульсов опорной частоты. При реализации частотомера на основе микроконтроллера в качестве счетчиков обычно используют встроенные таймеры. Как правило, все внешние сигналы микроконтроллера при переходе в домен внутренней тактовой частоты проходят через синхронизаторы. Поэтому максимальная частота счета внешних событий обычно ограничена величиной $1/2F_{clk}$, где F_{clk} – тактовая частота микроконтроллера. Если в качестве тактовой частоты используется опорная частота $F_{ref} = 10$ МГц, то такой частотомер сможет измерять частоты до 5 МГц. Для измерения более высоких частот потребуется дополнительный делитель.

Счет импульсов опорной частоты в режиме счета внешних событий невозможен, но без этого можно обойтись. Второй счетчик фактически осуществляет измерение временного интервала, что можно реализовать с использованием схемы захвата. При этом автоматически решается вопрос запуска и остановки счетчика синхронно с фронтами входного сигнала. Если на вход захвата таймера подать входной сигнал, то разница соседних захваченных значений будет соответствовать одному периоду входной частоты. Подобным образом можно измерить длительность любого количества периодов входной частоты, нужно только их подсчитать. Сделать это можно программно в обработчике прерывания по захвату. Но при этом максимальная частота входного сигнала ограничена возможностями программного счета импульсов и не превышает нескольких сотен кГц. Хотя в некоторых случаях этого может оказаться достаточно.

Таким способом можно реализовать частотомер обратного счета на микроконтроллере семейства AVR. Пример такого частотомера показан на рис. 13. Входной сигнал подается на вход ICPI, никаких внешних схем или соединений не требуется. Результат выводится в порт в виде строки символов на скорости 9600 бод и может быть принят любой терминальной программой. Максимальная измеряемая частота составляет 500 кГц. Измерительный интервал задан равным 1 сек., что при опорной частоте 10 МГц обеспечивает относительную погрешность измерения для любой частоты не более 0.1 ppm, что превосходит стабильность большинства ТСХО генераторов.

Рис. 13. Пример частотомера обратного счета без внешней логики.

Для повышения максимальной входной частоты до $1/2F_{clk}$ заманчиво использовать для подсчета входных импульсов еще один таймер в режиме счета внешних событий. Однако при практической реализации этой идеи возникает проблема синхронизации двух таймеров. Дело в том, что в микроконтроллере отсутствует возможность разрешения или запрещения работы двух таймеров строго одновременно. В результате может появиться ошибка счета входных импульсов $N \pm 1$, что приведет к значительной ошибке результата. Надо сказать, что даже такая развитая периферия, какой обладают микроконтроллеры семейства STM32, не позволяет простыми способами реализовать на внутренних таймерах частотомер обратного счета. В полной мере проблема решается лишь применением внешней логики, с помощью которой возможно корректное формирование измерительного интервала.

Если появляется внешняя логика, тогда нет смысла ограничиваться максимальной входной частотой $1/2F_{clk}$. Добавив внешний триггер или счетчик, можно повысить максимальную входную частоту до значения, определяемого лишь возможностями примененной логики. Таким же способом можно реализовать логику интерполятора и дополнительные режимы работы частотомера. Но сложность внешней логики при этом может превысить разумные пределы. В таких случаях оптимальным решением будет применение микросхемы CPLD.

Фактически, можно реализовать всю цифровую часть частотомера внутри CPLD, но стоимость одного триггера в виде ячейки ОЗУ внутри микроконтроллера намного ниже, чем стоимость триггера внутри CPLD. В то же время, жесткие требования по быстродействию предъявляются лишь к незначительной части схемы частотомера. Это позволяет сочетать ресурсы CPLD и микроконтроллера таким образом, чтобы обойтись CPLD минимального размера (и стоимости). Поскольку измеряемая частота F_{in} и опорная частота F_{ref} могут быть высокими, первые каскады счетчиков должны быть размещены в CPLD. Необходимая разрядность этих счетчиков должна выбираться исходя из максимальных значений частот F_{in} и F_{ref} и максимальной входной частоты таймеров микроконтроллера. Вслед за первыми каскадами счетчиков можно включить таймеры микроконтроллера. Общая разрядность счетчиков частотомера должна быть высокой, чтобы обеспечить работу в широком диапазоне входных частот и измерительных интервалов. Поэтому разрядности аппаратных счетчиков обычно недостаточно. Но эту разрядность можно неограниченно наращивать за счет программных счетчиков, которые подсчитывают переполнения таймеров и хранят свои значения в ОЗУ. Переполнения являются редкими событиями, поэтому их обработка почти не загружает микроконтроллер. Получаются такие многоступенчатые счетчики: CPLD – таймер микроконтроллера – ОЗУ микроконтроллера. Суммарная разрядность счетчиков определяется максимальными значениями частот F_{in} и F_{ref} и максимальной длительностью измерительного интервала.

Рис. 14. Принципиальная схема цифровой части частотомера FC-510.

Схема цифровой части частотомера FC-510 показана на рис. 14. Микроконтроллер с помощью программного таймера формирует измерительный интервал и в виде сигнала Gate подает его на CPLD. После появления сигнала Gate ближайший фронт входного сигнала запускает счетный интервал. После снятия сигнала Gate ближайший фронт входного сигнала завершает счетный интервал. С началом счетного интервала разрешается работа счетчиков входных импульсов и импульсов опорной частоты. С выхода последнего разряда счетчиков сигнал поступает на входы таймеров микроконтроллера, которые осуществляют счет переполнений. По окончании счета микроконтроллер считывает значения счетчиков из CPLD по трехпроводному последовательному интерфейсу, который использует сигналы SDATA, SCLOCK и FSYNC.

При использовании метода обратного счета реальный интервал счета не совпадает с измерительным интервалом, формируемым микроконтроллером. Когда измеряемая частота относительно высокая, эти интервалы почти совпадают. Но когда период измеряемой частоты становится соизмеримым с длительностью измерительного интервала, ситуация меняется. Например, после того, как микроконтроллер сформировал сигнал Gate, фронт входного сигнала может появиться только в середине или даже в конце измерительного интервала, что вызовет сильный сдвиг начала интервала счета. Фронт входного сигнала в течение измерительного интервала T может не прийти вовсе, это должно расцениваться как попытка измерить частоту ниже $1/T$ и приводить к индикации нуля. Если реальный измерительный интервал задержан на какое-то время, для сохранения точности измерений микроконтроллер должен продлить сигнал Gate на такое же время. Аналогичная ситуация возникает и с окончанием интервала – для этого требуется фронт входного сигнала, который может и не прийти. Поэтому микроконтроллер не просто формирует сигнал Gate заданной длительности, а работает по более сложному алгоритму.

Микроконтроллер получает информацию о реальном измерительном интервале. Для опроса текущего состояния, которое требуется только во время счета, для экономии портов используется линия последовательного порта SDATA. Установив сигнал Gate, микроконтроллер ждет начала интервала счета. Если в течение измерительного интервала подтверждения начала счета нет, это означает, что входная частота слишком низкая или входной сигнал отсутствует. В таком случае индицируется ноль. Если подтверждение получено, микроконтроллер заново начинает отсчет измерительного интервала. По окончании этого интервала микроконтроллер снимает сигнал Gate и ждет подтверждения окончания счетного интервала. Если подтверждение не появляется в течение еще одного счетного интервала, индицируется ноль. Если подтверждение есть, микроконтроллер считывает содержимое счетчиков CPLD, а также содержимое своих внутренних таймеров и переменных, в которых производился счет их переполнений. Из этих значений формируется число входных импульсов N и число импульсов опорной частоты M , на основе которых потом вычисляется частота входного сигнала.

Реализация аналогового интерполятора

Аналоговый интерполятор, примененный в частотомере FC-510, работает по принципу растяжки длительности импульса. Его схема приведена на рис. 15. Длительность растянутого импульса измеряется с помощью счетчика, который реализован в CPLD. В качестве компаратора используется входной логический элемент CPLD, порог которого составляет примерно 1.3 В. Генераторы зарядного и разрядного тока емкости интерполятора выполнены на транзисторах VT4 и VT5. Чтобы избежать переходных процессов, генераторы тока работают постоянно. Для выключения зарядного тока служит ключ на транзисторе VT3, который переключает зарядный ток на землю. Генератор разрядного тока при напряжении на емкости ниже некоторого значения выходит из линейного режима и перестает работать, но эта точка лежит ниже порога компаратора и на работоспособность схемы не влияет. В результате, внешняя схема, реализованная всего на трех транзисторах, дает увеличение разрешающей способности частотомера на два порядка. Если не считать, конечно,

задействованных для интерполятора ресурсов CPLD и фрагмента программы микроконтроллера.

Рис. 15. Принципиальная схема интерполятора FC-510.

Генератор разрядного тока, выполненный на транзисторе VT5, включен постоянно и обеспечивает ток разрядки около 400 мкА. В исходном состоянии конденсатор интерполятора C3 разряжен до значения, соответствующего напряжению насыщения VT5. Генератор зарядного тока выполнен на транзисторе VT4 и также включен постоянно. Вместе с транзистором VT3 он образует переключатель тока. На базу транзистора VT3 через делитель R7R8 поступает импульс, подлежащий растяжке. Когда на выходе CPLD PulseOut присутствует логический ноль, транзистор VT3 открыт, а VT4 – закрыт. Тока зарядки конденсатора при этом отсутствует. Когда на выходе PulseOut появляется единица, транзистор VT3 закрывается. При этом включается ток зарядки конденсатора интерполятора C3, в результате напряжение на нем начинает линейно нарастать. Когда импульс на выходе PulseOut заканчивается, ток зарядки прекращается. Поскольку генератор разрядного тока на VT5 работает всегда, тут же начинается процесс линейной разрядки конденсатора C3. Одновременно внутри CPLD запускается счетчик интерполятора. Как только напряжение на входе CPLD PulseIn становится ниже логического порога, счет прекращается. Конденсатор продолжает разряжаться дальше, причем по мере приближения к насыщению VT5 этот процесс становится нелинейным. Но это никак не влияет на работу интерполятора, к этому времени счетчик уже содержит значение измеренного интервала.

При работе частотомера появляются два интервала случайной длительности, которые необходимо измерить. Один из этих интервалов (T_b) появляется в начале интервала счета, другой (T_e) – в конце. Поскольку длительность интервала счета достаточно большая (для FC-510 она лежит в пределах 1 мс – 10 с), для измерения интервалов T_b и T_e можно использовать одну схему аналогового интерполятора. За время интервала счета растянутый импульс T_b заведомо успеет закончиться, и интерполятор будет готов к измерению интервала T_e .

Как было сказано выше, интервалы времени T_b и T_e , подлежащие измерению, лежат в диапазоне от 0 до T_{ref} , т.е. они могут быть очень короткими. Короткие импульсы не в состоянии включить генератор зарядного тока, быстроедействие которого ограничено.

Поэтому возле нуля будет наблюдаться заметная нелинейность. Чтобы избежать этой проблемы, управляющая логика, реализованная в CPLD, удлиняет управляющие импульсы для генераторов тока ровно на один период опорной частоты T_{ref} . Это осуществить очень просто, так как окончание интервалов T_b и T_e как раз приходится на фронт сигнала F_{ref} . В результате, длительность импульсов, подлежащих растяжке, лежит в диапазоне от T_{ref} до $2T_{ref}$.

Как и любая аналоговая схема, аналоговый интерполятор подвержен действию различных дестабилизирующих факторов, таких как колебания температуры, нестабильность напряжения питания, дрейф параметров компонентов. Кроме того, компоненты аналогового интерполятора имеют некоторые начальные отклонения номиналов. Все это делает обязательным процесс калибровки. В результате калибровки необходимо определить точное значение коэффициента растяжки импульса. Калибровка не требует каких-либо дополнительных аппаратных затрат и может быть полностью автоматизирована. При калибровке логика интерполятора, реализованная в CPLD, формирует импульсы $PulseOut$ длительностью T_{ref} и $2T_{ref}$. Полученные результаты считываются из счетчика интерполятора и в дальнейшем используются при расчетах длительности интервалов.

Калибровка интерполятора несколько усложняется тем, что заряд конденсатора начинается не от нуля, а от неизвестного значения (напряжения насыщения V_{T5}). К тому же, точный порог срабатывания компаратора тоже неизвестен. Тем не менее, замерив две калибровочные точки, можно узнать все необходимые характеристики интерполятора.

Рис. 16. Калибровка интерполятора.

Пусть длительность импульса, подлежащего растяжке, равна T_x . За время S напряжение на конденсаторе $C3$ увеличится от своего начального значения до порога компаратора. Преодолев этот порог, напряжение продолжит рост и к моменту окончания импульса достигнет некоторого значения. После окончания импульса напряжение на конденсаторе начнет линейно уменьшаться и через время N достигнет порога компаратора. Время N мы измеряем с помощью счетчика, реализованного в CPLD. Время N связано с временем T_x соотношением: $N = k \cdot (T_x - S)$, где k – отношение зарядного тока к разрядному. На этапе калибровки на интерполятор по очереди подаются импульсы длительностью T_{ref} и $2T_{ref}$. В результате имеем систему из двух уравнений, решив которую, можно найти значения двух неизвестных – k и S . На практике это делать не нужно. Дело в том, что при измерении частоты не стоит задача измерения отдельно взятых интервалов времени, а требуется измерить лишь разницу интервалов $T_b - T_e$. В этом случае неизвестную S можно исключить.

Пусть при калибровке на интервале $2T_{ref}$ получилось значение длительности $N1$, а на интервале T_{ref} – значение $N2$. Учитывая, что $N1 = k \cdot (2T_{ref} - S)$, а $N2 = k \cdot (T_{ref} - S)$, разность результатов $N1 - N2 = k \cdot ((2T_{ref} - S) - (T_{ref} - S)) = k \cdot T_{ref}$. Откуда $k = (N1 - N2) / T_{ref}$.

Для запуска процедуры калибровки микроконтроллер формирует специальный сигнал, который поступает на вход CPLD CalibIn. Этот сигнал во многом аналогичен сигналу GateIn, но только не запускает измерение входной частоты. В начале сигнала CalibIn логика интерполятора производит измерение интервала $2T_{ref}$, а после окончания сигнала – интервала T_{ref} . После чего микроконтроллер может прочесть значение $N1 - N2$. Длительность процесса калибровки не превышает двух циклов работы интерполятора, каждый из которых при $F_{ref} = 10$ МГц длится не более 30 мкс. Поэтому калибровку можно проводить довольно часто. В FC-510 она проводится в начале и в конце каждого цикла измерения частоты. Полученные два значения коэффициента k усредняются.

При измерении частоты с помощью полученной разности кодов счетчика интерполятора $N_b - N_e$ и полученного при калибровке коэффициента k можно определить разность интервалов $T_b - T_e = (N_b - N_e) / k$. Теперь достаточно добавить полученную разность к значению измеренного интервала счета M , чтобы получить в k раз более точное значение этого интервала и во столько же раз повысить разрешающую способность частотомера.

Поскольку и при калибровке, и при измерении используется только разница длительностей растянутых импульсов, нет необходимости передавать в микроконтроллер отдельно величины N_b и N_e . Счетчик, реализованный в CPLD и служащий для измерения длительности растянутого импульса, сделан реверсивным. При измерении T_b он работает на сложение, а при измерении T_e – на вычитание. Так можно обойтись всего одним счетчиком и в конце измерения передать в микроконтроллер готовую разность $N_b - N_e$. Надо отметить, что это возможно только при измерении частоты, а также длительности больших временных интервалов, когда измерения коротких импульсов T_b и T_e разнесены по времени. Если требуется точно измерить длительность короткого одиночного импульса, то понадобятся два отдельных аналоговых интерполятора, для каждого из которых в процессе калибровки нужно будет определить коэффициенты k и S .

Выбор опорного генератора

Метод обратного счета совместно с аналоговым интерполятором позволяют добиться очень высокого разрешения частотомера. При этом на первое место выходит погрешность, связанная с источником опорной частоты. Начальная погрешность частоты опорного генератора может быть учтена при калибровке частотомера. Но его временная и температурная нестабильность будут в полной мере сказываться на результате измерения частоты. Существуют различные варианты реализации опорного генератора, начиная с обычного кварцевого генератора, заканчивая квантовыми эталонами частоты. Они существенно отличаются по стоимости, габаритам, энергопотреблению. Сравнительные характеристики опорных генераторов разных типов приведены в таблице 2.

Таблица 2. Характеристики опорных генераторов.

Тип опорного генератора	Начальное отклонение частоты, ppm	Температурная стабильность, ppm/°C
Обычный кварцевый генератор (ХО)		
Термокомпенсированный кварцевый генератор (ТСХО)		
Термостабилизированный кварцевый генератор (ОСХО)		
Генератор с синхронизацией от GPS		
Рубидиевый генератор		

Для любительского частотомера достаточной будет стабильность, которую обеспечивает термокомпенсированный кварцевый генератор (ТСХО). При эксплуатации прибора в лабораторных условиях у хороших ТСХО отклонение частоты не превышает 0.1 ppm. При желании можно применить и термостатированный генератор (ОСХО), но его габариты и энергопотребление значительно выше. Применение более точных генераторов внутри частотомера вряд ли оправдано. Как вариант, можно предусмотреть возможность подключения внешней опорной частоты.

Некоторый интерес представляет идея, используемая в генераторах с микропроцессорной стабилизацией (МСХО). В них в тепловом контакте с кварцевым резонатором находится датчик температуры. Для каждого значения температуры микроконтроллер по таблице компенсирует частоту генератора. Для таких генераторов типичный температурный коэффициент частоты обычно не превышает 0.001 ppm/°C. В вычислительном частотомере ситуация еще проще – не обязательно иметь точную и стабильную опорную частоту. Достаточно в каждый момент времени эту частоту знать. Поэтому для частотомера существует возможность пассивной термостабилизации, когда для каждого значения температуры микроконтроллер использует свое значение опорной частоты, взятой из таблицы. Достоинством метода перед активной термостабилизацией является нулевое время готовности к работе и отсутствие затрат энергии на нагрев элементов опорного генератора. Недостатком пассивной термостабилизации является необходимость построения таблицы температурной зависимости частоты для конкретного генератора.

Базовый вариант частотомера FC-510 использует термокомпенсированный опорный генератор (ТСХО). Частота этого генератора может лежать в широких пределах, конкретное значение частоты задается в меню. Наиболее распространенной является опорная частота 10 МГц. Именно такую выходную частоту имеют многие рубидиевые генераторы и генераторы, синхронизированные от GPS. В случае необходимости их можно использовать в качестве внешнего источника опорной частоты. Среди распространенных ТСХО можно еще назвать генераторы на частоту 12.8 МГц и 13 МГц. Их тоже можно использовать в качестве опорного генератора частотомера.

Чаще всего ТСХО имеют синусоидальную форму выходного сигнала, поэтому частотомер FC-510 содержит формирователь опорного сигнала, собранный на транзисторах VT1 и VT2. С выхода формирователя сигнал поступает на CPLD, для этого задействован вход глобального блока GCLK2.

Тактирование микроконтроллера может осуществляться этим же сигналом, который с CPLD подается на вход XTAL1. Но при этом в программе все константы должны соответствовать выбранной опорной частоте. Намного универсальнее вариант тактирования микроконтроллера от встроенного RC-генератора частотой 8 МГц. Тогда опорную частоту можно менять без перепрошивки микроконтроллера.

Входной тракт частотомера

В зависимости от назначения частотомера требования к его входной части различаются. Универсальные частотомеры, способные работать в очень широком диапазоне частот, часто имеют два, а иногда и три отдельных входных разъема. Входной формирователь частотомера должен обеспечивать заданную чувствительность и заданное входное сопротивление.

Первый вход обычно является низкочастотным. Он используется в полосе частот от DC до 50...100 МГц. На таких частотах согласование входного импеданса частотомера и волнового сопротивления кабеля еще не требуется, так как кабель для таких длин волн представляет собой короткую линию. Поэтому обычно такой вход делают высокоомным. Предпочтительным является выбор таких же параметров входного импеданса, как у входов осциллографов (типично 1 МОм параллельно с 20 – 30 пФ). Тогда совместно с частотомером можно использовать стандартные осциллографические щупы с делителями.

Второй вход обычно используется для измерения высоких частот, от десятков мегагерц до единиц или десятков гигагерц. Такой вход обычно имеет входное сопротивление 50 Ом.

Низкочастотный вход

В наиболее простых частотомерах низкочастотный вход обычно имеет связь по переменному току и нулевой порог, а его чувствительность задается гистерезисом компаратора. Такой вход подходит для многих случаев, но в более универсальных частотомерах есть возможность связи по постоянному току и регулировки порога. Особенно это актуально для частотомеров, предназначенных для работы в низкочастотном диапазоне.

Рис. 17. Принципиальная схема входной части частотомера FC-510.

Входной формирователь FC-510 собран на отдельной плате, которая закреплена параллельно передней панели. Входной разъем низкочастотного входа частотомера имеет импеданс $1 \text{ МОм} \parallel 30 \text{ пФ}$, что типично для входов осциллографов. Сигнал с входного разъема поступает на переключатель S1 «AC/DC», который позволяет выбрать закрытый (ac-coupled) и открытый (dc-coupled) вход. Закрытый вход необходим для измерения частоты сигналов, которые имеют значительную постоянную составляющую. В то же время, он может не подойти для сигналов с изменяющейся скважностью, так как при этом будет меняться уровень нулевой линии.

Входной динамический диапазон частотомера определяется как область линейной работы входного усилителя. Для частотомера высокая линейность входного усилителя не является настолько важной, как, например, для осциллографа. Однако из-за эффектов насыщения усилителя его скоростные характеристики могут ухудшиться, что может привести к искажениям счета. Кроме того, любой усилитель имеет ограниченный диапазон допустимых входных напряжений, поэтому всегда должна применяться защита от перенапряжений. Нужно иметь в виду, что при срабатывании защиты может упасть входное сопротивление.

Для возможности измерения сигналов большой амплитуды и чтобы избежать перегрузок входного усилителя, входной блок частотомера имеет аттенюатор 1:10, отключаемый кнопкой S2 «1:10/1:1». Кроме устранения перегрузок усилителя, аттенюатор уменьшает влияние шумов.

На самом деле, аттенюатор переключается между значениями 1:2 и 1:20. Это вызвано тем, что при напряжении питания аналоговой части $\pm 5 \text{ В}$ диапазон входных напряжений довольно мал. А с аттенюатором 1:2 он достигает $\pm 5 \text{ В}$, что является наиболее практичным. С аттенюатором 1:20 входной диапазон составляет $\pm 50 \text{ В}$, что тоже достаточно для большинства случаев. При измерении частоты более высоковольтных сигналов можно использовать стандартный осциллографический щуп с делителем 1:10.

Другой положительной стороной использования аттенюаторов 1:2 и 1:20 является повышение надежности защиты от перенапряжений. В случае аттенюатора 1:1 входной разъем связан с входом усилителя через низкоомную цепь. При перегрузке по напряжению по ней будет протекать значительный ток. А для аттенюатора 1:2 с входным сопротивлением 1 МОм последовательно с входом усилителя оказывается включенным сопротивление 500 кОм . Это существенно упрощает реализацию защиты, достаточно диодной сборки VD1. В качестве VD1 применена сборка BAV199, имеющая малый ток утечки.

Недостатком применения аттенюаторов 1:2 и 1:20 является необходимость их частотной компенсации (аттенюатор 1:1 ее не требует). Это удваивает количество подстроечных элементов во входной цепи. Надо признаться, схемотехника входного аттенюатора в частотомере FC-510 не очень удачная. Причина кроется в том, что на первоначальном этапе проектирования ставилась задача переключать аттенюатор одной контактной группой. Для таких условий задача решена хорошо. Но использованные кнопочные переключатели имеют две контактные группы. Вполне можно было сделать два полностью независимых аттенюатора и коммутировать их по входу и выходу. Это сделало бы полностью независимой регулировку частотной компенсации. С другой стороны, в частотомере не требуется получения идеально плоской АЧХ, как, например, в осциллографе.

С выхода аттенюатора сигнал поступает на вход буферного усилителя, который часто называют каскадом преобразования импедансов. Фактически он представляет собой истоковый повторитель на полевом транзисторе VT1, за которым следует эмиттерный повторитель на транзисторе VT3. Поскольку частотомер имеет режим открытого входа (dc-coupled), то становится важным неискаженная передача постоянной составляющей. Сами по себе транзисторные каскады справляются с этим довольно плохо, поэтому введена сервопетля на ОУ U1, которая выравнивает постоянную составляющую на входе и выходе

буфера, воздействуя на генератор тока, который является нагрузкой первого каскада. ОУ U1 должен обладать низким напряжением смещения, но при этом иметь достаточно широкий диапазон допустимого синфазного входного напряжения. Это не очень распространенная комбинация параметров для прецизионных ОУ, в результате был выбран ОУ типа OP777.

Надо сказать, что буферный усилитель следовало бы схемотехнически приблизить к входным усилителям осциллографов, где каскад на полевом транзисторе играет роль параллельного ВЧ-канала, а НЧ-составляющая передается через ОУ. Это упростило бы подбор полевого транзистора, так как его режим по постоянному току мог бы меняться в более широких пределах. Но и такая схема буфера вполне работоспособна, у нее есть даже определенные преимущества (нет свойственной параллельным трактам неравномерности АЧХ).

С выхода буферного усилителя сигнал поступает на отключаемый ФНЧ с частотой среза около 100 кГц. Фильтр может быть полезен при измерении низкочастотных сигналов. При низкой скорости нарастания входного сигнала частотомер становится очень чувствительным к шумам и помехам. Включением фильтра высокочастотные помехи можно значительно ослабить.

Далее сигнал поступает на компаратор U2 типа AD8561. На второй вход компаратора подается постоянное напряжение, которое можно регулировать с помощью переменного резистора R20 «TRIG. LEVEL». Это напряжение регулируется в пределах ± 2.5 В, что с учетом аттенюатора 1:2 дает регулировку порога ± 5 В (или ± 50 В с аттенюатором 1:20). С помощью кнопки S4 «x1/x0.1» можно уменьшить пределы регулировки в 10 раз для более точной установки малых значений порога. Регулируемый порог позволяет измерять частоту сигналов сложной формы.

Резистор R25 совместно с R24 образует цепочку задания гистерезиса компаратора. Резистор R32 центрирует гистерезис относительно напряжения порога. Величина гистерезиса определяет чувствительность. Для исключения влияния шумов чувствительность выбрана около 50 мВ.

Вместо второго высокочастотного входа частотомер имеет разъем XS1 для подключения внешних пробников. Пробники могут быть активными, на контакте 4 разъема присутствует напряжение питания +3.3 В. Примером такого пробника может служить высокочастотный прескалер. Каскад на транзисторе VT4 следит за потребляемым током, и когда пробник подключен (ток потребления выше 3 мА), формирует логический сигнал DIV. По этому сигналу микроконтроллер начинает учитывать коэффициент деления прескалера, заданный в меню. Выходной сигнал пробника подключается параллельно входному разъему XS2, поэтому при использовании пробника к этому разъему ничего не должно быть подключено.

Рис. 18. Принципиальная схема прескалера.

Прескалер частотомера FC-510 сделан на базе микросхемы PLL-синтезатора LMX2324. Принципиальная схема прескалера показана на рис. 18. Для загрузки коэффициента деления используется микроконтроллер U2 типа ATtiny12. Загрузка выполняется после подачи питания, затем микроконтроллер переходит в режим Power Down.

Механическая конструкция

Частотомер FC-510 собран в пластмассовом корпусе Z-4 размером 150 x 130 x 50 мм. На нижней половинке корпуса закреплена плата блока питания и основная плата. На передней панели закреплена плата входного формирователя и плата дисплея. На задней панели расположен сетевой шнур, выключатель питания и клемма заземления.

Рис. 19. Компоновка частотомера FC-510.

Блок питания может быть выполнен по любой схеме. Он должен обеспечивать выходное напряжение +5 В с током нагрузки 120 мА (плюс ток питания подсветки, который зависит от типа индикатора) и –5 В с током 20 мА. Предпочтительней использовать линейный источник питания, так как входная часть частотомера довольно чувствительна к пульсациям напряжения питания.

На основной плате собрана цифровая часть прибора.

На передней панели закреплена плата дисплея, на которой установлен сам модуль дисплея, кнопки управления и сдвиговый регистр. Кнопки применены стандартные ... с колпачками А08 длиной 12 мм и диаметром 6 мм.

Рядом с платой дисплея на передней панели закреплена плата входного формирователя. Переменный резистор впаян в плату. Резистор группы В (группа А по ГОСТ) с линейной зависимостью сопротивления от поворота ручки. Имеет фиксацию в среднем положении, что

весьма удобно, но не обязательно. На светодиод одета специальная деталь из черного пластика, которая предназначена для затенения бокового излучения светодиода. Входной разъем типа BNC – угловой, который немного доработан. Прямые разъемы труднее купить и они немного не подходят по высоте. Доработка разъема заключается в том, что пластмассовый корпус укорачивается сзади примерно на 2 мм для получения высоты 12 мм. Конструкция разъема обычно позволяет это сделать, внутренности утоплены примерно на эти же 2 мм. Угловые разъемы часто имеют отверстия для фиксирующих штырей на заднем торце для вертикального монтажа. Штыри, на которых крепится разъем, вынимаются и запрессовываются в отверстия для вертикальной установки. Штыри не влиты в пластмассу, а запрессованы, они имеют накатку.

Разъем для подключения пробника – типа mini-DIN, 4-х контактный (такие разъемы применяются для S-Video). Взят готовый разъем для вертикального монтажа в плату.

Сзади на переднюю панель в районе платы управления приклеен второй слой полистирола толщиной 2 мм.

В передней панели проделываются необходимые отверстия для органов индикации и управления. Разметку удобно выполнять по распечатанному рисунку (pan.pdf). После этого внешнюю поверхность передней панели нужно выровнять, обработав на листе наждачной бумаги, закрепленной на ровной твердой поверхности. Готовая панель с отверстиями показана на рис. ???.

Сборку следует начинать с изготовления этикетки. Этикетка печатается на самоклеющейся бумаге на лазерном принтере (front.pdf). Затем бумага покрывается ламинатом для холодного ламинирования с шагреновой поверхностью. Этикетка вырезается по контуру. Затем снимается слой защитной бумаги и этикетка наклеивается на панель. Это очень ответственная операция. Довольно трудно наклеить ровно. Ориентироваться можно по краям этикетки, а также по разметке отверстий. Нужно следить, чтобы пыль, мусор и опилки не прилипли к клеящему слою. Работу нужно производить в чистом месте с минимумом пыли в воздухе. После того, как этикетка приклеена, ее точно обрезают по контуру панели с помощью плоского напильника, которым нужно работать только в одном направлении, прижимая наклейку к панели. Далее проделываются отверстия в наклейке. При этом сама передняя панель используется в роли кондуктора. Внутри больших отверстий этикетка вырезается с помощью скальпеля, затем внутренность отверстия обрабатывается круглым надфилем или напильником. Снимать нужно только излишки этикетки, при касании пластмассы панели обработку нужно прекращать. Особо нужно отметить, что качественно обработать внутренние стенки отверстия можно только напильником, радиус кривизны которого близок к радиусу отверстия, но немного меньше его. Для отверстий разного диаметра понадобится несколько разных напильников. Можно использовать как круглые напильники, так и круглые и полукруглые надфили. Отверстия малого диаметра сначала прокалывают шилом, затем обрабатывают круглым надфилем. Когда в панели с этикеткой все отверстия будут обработаны, можно начинать сборку.

Платы крепятся саморезами к пластиковым стойкам, которые приклеены к передней панели.

Настройка частотомера

Настройку частотомера начинают с источника питания. Он должен выдавать напряжения ± 5 В. Если они в норме, можно подключить основную плату и прошить CPLD и процессор.

Прошивку CPLD можно сделать с помощью программатора Altera ByteblasterMV из среды Max+Plus II. Более современные способы прошивки можно найти здесь [марсоход]. После программирования CPLD при наличии опорной частоты на входе Fref на выходе

CpuClk0 должна появиться эта же частота, а на тестовых выходах TP1, TP2, TP3 опорная частота, деленная на 2, 4, 8.

После прошивки CPLD нужно прошить контроллер. Если имеется программатор, совместимый с STK-500, то сделать это можно с помощью файла Prog.bat. Будет прошит файл FC-510.hex, а также установлены флузы 0xD924 (тактирование от внутреннего RC-генератора 8 МГц). После программирования контроллера на дисплей должны выводиться сообщения согласно руководству пользователя.

После оживления основной платы необходимо проверить работу интерполятора. Для этого надо зайти в меню Int и посмотреть значение калибровочной константы. Эта константа равна количеству импульсов интерполятора, полученному при измерении интервала Tref. Значение должно быть 100 ± 10 . При большем отклонении нужно подобрать резистор R13. Надо сказать, что приведенные на схеме номиналы интерполятора приведены для $F_{ref} = 12.8$ МГц. При другом значении F_{ref} может потребоваться корректировка номинала емкости C3, или корректировка тока генераторов тока, которая может быть сделана одновременным изменением номиналов резисторов R9R13, или R10R12. В качестве емкости C3 не обязательно применять пленочный конденсатор. С таким же успехом может быть использован керамический конденсатор с группой ТКЕ NPO.

Для окончательной проверки основной платы на контакт OUT разъема XP1 можно подать какой-либо сигнал TTL-уровня (например, сигнал опорной частоты с выхода формирователя VT1VT2), его частота должна отобразиться на дисплее.

Затем можно приступить к настройке входной платы. Прежде всего, надо проверить режим по постоянному току транзистора VT1. Напряжение на выходе ОУ U1 должно быть в пределах $-0.5 \dots -2$ В. Иначе надо подобрать другой экземпляр транзистора VT1 с напряжением отсечки $2 \dots 4$ В и начальным током стока $5 \dots 10$ мА.

Для настройки компенсации входного делителя надо подать на вход частотомера прямоугольные импульсы частотой 1 кГц. Сигнал контролировать осциллографом на эмиттере VT3. Сначала включить делитель 1:1. Подстроечным конденсатором C2 добиться отсутствия выброса на фронте импульса. Если интересует точная входная емкость (это важно при использовании внешних щупов), то сигнал на вход подают через щуп со встроенным делителем 1:10 и подстройкой C6 добиваются отсутствия выброса. После регулировки C6 обычно требуется пропорциональная подстройка C2, поэтому нужно будет сделать несколько приближений. Затем на вход частотомера нужно подать сигнал непосредственно, включить в частотомере делитель 1:10 и емкостью C4 добиться отсутствия выброса.

В некоторых случаях при неудачной разводке входной печатной платы может наблюдаться счет посторонних сигналов помех. В этом случае может понадобиться увеличить гистерезис компаратора U2. Сделать это можно одновременным уменьшением номиналов резисторов R25 и R32.

Измеритель уровня сигнала

Первоначально частотомер имел 10-разрядный 7-сегментный индикатор MT10T7-7. Позже появились версии прошивки для индикаторов 1601 и 1602. Для двухстрочного индикатора появилась возможность во второй строке индицировать уровень входного сигнала. На печатной плате измеритель уровня не был предусмотрен, для его реализации требуется доработка.

Для измерения уровня используются входы ADC6 (основной вход) и ADC7 (вход пробника). Используется внутренний источник опорного напряжения, на вывод AREF требуется добавить блокировочный конденсатор 100 нФ.

В качестве детектора можно применить простой диодный детектор или специализированную микросхему ВЧ-детектора, например, AD8307 или подобную.

Литература

1. Kasper Pedersen Low cost, high performance frequency/interval counters
<http://n1.taur.dk/permanent/frequencymeasurement.pdf>
2. Pendulum
3. https://www.iae.nsk.su/images/stories/5_Autometria/5_Archives/1979/4/135-137.pdf