

Элементная база

НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ радиоизмерительной техники

Разработка высококачественного входного аналогового блока на универсальных ИС затруднительна из-за жестких требований, предъявляемых к элементной базе во входных каскадах радиоизмерительных приборов. В качестве выхода из сложившейся ситуации ряд производителей измерительного оборудования начал производство собственных специализированных микросхем.

Олег Дворников

Oleg_Dvornikov@tut.by

Основной тенденцией развития современной радиоизмерительной техники является уменьшение погрешности измерений в широкой полосе частот входных сигналов и расширение функциональных возможностей радиоизмерительных приборов (РИП): обработка результатов измерений по заданным алгоритмам, регистрация результатов измерений на различных носителях данных (дискеты, CD), автоматизация измерений и др. — за счет применения цифровых технологий.

Преобразование аналогового сигнала в цифровую форму и его дальнейшая цифровая обработка являются апробированными техническими решениями, которые реализуются на серийно выпускаемых универсальных микросхемах или на программируемых на предприятии ИС, таких как ПЛИС фирмы Xilinx или им подобных. Однако прямое преобразование входного аналогового сигнала в цифровой при помощи АЦП не позволяет одновременно получить высокую точность и широкополосность РИП, поэтому между входом и АЦП располагают входной аналоговой блок (ВАБ). ВАБ обеспечивает требуемый входной импеданс, масштабирование (усиление, ослабление) и предварительную обработку входного сигнала и чаще всего определяет основные метрологические характеристики РИП.

Разработка высококачественного ВАБ на универсальных ИС затруднительна из-за жестких требований, предъявляемых к элементной базе во входных каскадах РИП, которые избыточны для других применений универсальных ИС и поэтому не гарантируются изготовителями полупроводниковых приборов. С другой стороны, оригинальные схемотехнические решения на покупной комплектации доступны для несанкционированного повторения.

Выход из создавшейся ситуации, позволяющий выпускать высококачественные РИП с сохранением «ноу-хау», был найден рядом фирм-изготовителей РИП, которые сами разрабатывают и изготавливают специализированные микросхемы. Наиболее яркими представителями специализированных ИС

для РИП являются: термоэлектрические преобразователи фирмы Fluke, на основе которых созданы вольтметры переменного напряжения 8920–8922 и калибраторы 5700, 5720, 792A AC/DC Transfer Standard; микросборки фирмы Tektronix 155-0241-00, 155-0242-00, 155-0274-00 со специализированными полупроводниковыми кристаллами для усиления и синхронизации сигналов в широкополосных осциллографах.

Реализация специализированных ИС в виде заказных микросхем обеспечивает наилучшие электропараметры и минимальную стоимость кристаллов при массовом производстве, но требует больших временных и материальных затрат на разработку [1]. В связи с этим создание заказных микросхем оправдано только для уникальных приборов или значительных объемов производства ИС, ориентировочного более 5–10 тысяч в год, что значительно превосходит потребность рынка в РИП. В этом случае экономически целесообразным является разработка и изготовление специализированных полузаказных микросхем на базовых матричных кристаллах (БМК). Для изготовления малошумящих широкополосных ИС по биполярно-полевой технологии был специально спроектирован базовый матричный кристалл АБМК_1_2 [2] и его модернизированный вариант АБМК_1_3, на которых в ОАО «МНИПИ» [3] разработано большинство специализированных микросхем для РИП, описанных ниже.

**Схемы управления АФ011В [4],
РБ1С8АФ001, РБ1С8АФ002
для электронно-счетных частотомеров**

В различных РИП требуется с большой временной точностью зафиксировать момент поступления сигнала. Чаще всего для этого применяют дискриминаторы с постоянным порогом (ДПП), которые представляют собой компараторы напряжения с постоянным смещением (порогом переключения) одного из входов. При превышении входным сиг-

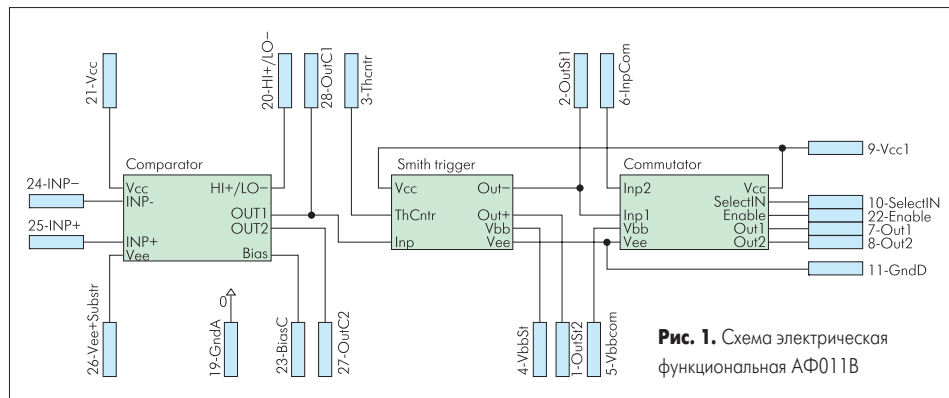


Рис. 1. Схема электрическая функциональная АФ011В

налом порога выход компаратора переключается и сигнализирует о моменте поступления сигнала с амплитудой, превышающей порог. Для обеспечения высокой временной точности применяемые в ДПП компараторы должны иметь минимальную задержку переключения и слабую зависимость задержки от дифференциального входного напряжения. Ряд зарубежных фирм выпускает быстродействующие компараторы, которые можно использовать в этих целях: MAX905/906, MAX915/916, MAX9685/9687, MAX9686/9698, AD96685, AD96687. Однако наложение шума на сигнал может привести к неоднократному срабатыванию быстродействующего компаратора при превышении сигналом порога и к появлению коротких ложных импульсов. Для устранения ложных срабатываний в компараторы вводят гистерезис, который,

к сожалению, ограничивает минимальную амплитуду регистрируемых сигналов.

Главной задачей при разработке микросхемы АФ011В было создание универсального набора блоков, позволяющего при использовании минимального количества внешних элементов регистрировать с высокой точностью момент поступления сигнала в диапазоне частот от 10 Гц до 200 МГц.

Для решения поставленной задачи на АБМК_1_2 была реализована ИС, схема которой приведена на рис. 1. ИС состоит из быстродействующего компаратора, триггера Шмидта и двухканального коммутатора. Для обеспечения универсальности были применены следующие решения:

- Каждый из блоков имеет доступные входы и выходы. Все блоки согласованы по уровню положительного ЭСЛ (ПЭСЛ)

сигнала. Возможны различные схемы включения ИС: непосредственный съём ПЭСЛ сигнала с выхода компаратора (OutC1, OutC2) или триггера Шмидта (OutSt1, OutSt2); подача регистрируемого сигнала через разделительный конденсатор на вход триггера Шмидта при задании его смещения встроенным источником опорного напряжения VbbSt1; прямое соединение компаратора OutC2 с коммутатором InpCom.

- Питание компаратора ($V_{CC}=5\text{ В}$, $V_{EE}=-5\text{ В}$, $GndA=0$) отделено от питания остальной схемы ($V_{CC1}=5\text{ В}$, $GndD=0$).
- В компараторе возможно изменение полярности выходного сигнала при подаче напряжения 0/5 В на вывод HI+/LO-.
- В триггере Шмидта установлен внутренний минимальный гистерезис $\approx 40\text{ мВ}$, который можно увеличить до $\approx 300\text{ мВ}$ при включении внешнего резистора $R_{EXT2}=100\text{ Ом}$ между выводами Thcntr and OutSt1.
- Коммутатор позволяет выбирать нужный вход заданием потенциала 0/5 В на выводе SelectIN, а также включать или выключать коммутатор ПЭСЛ сигналом по выводу Enable.
- Выходной каскад коммутатора (повторитель напряжения с «оборванным» эмиттером) обеспечивает ПЭСЛ сигнал на нагрузке 300 Ом (Out1, Out2), соединенной с шиной нулевого потенциала.

Основой ИС является компаратор, который построен по классической схеме быстродействующих усилителей (рис. 2): преобра-

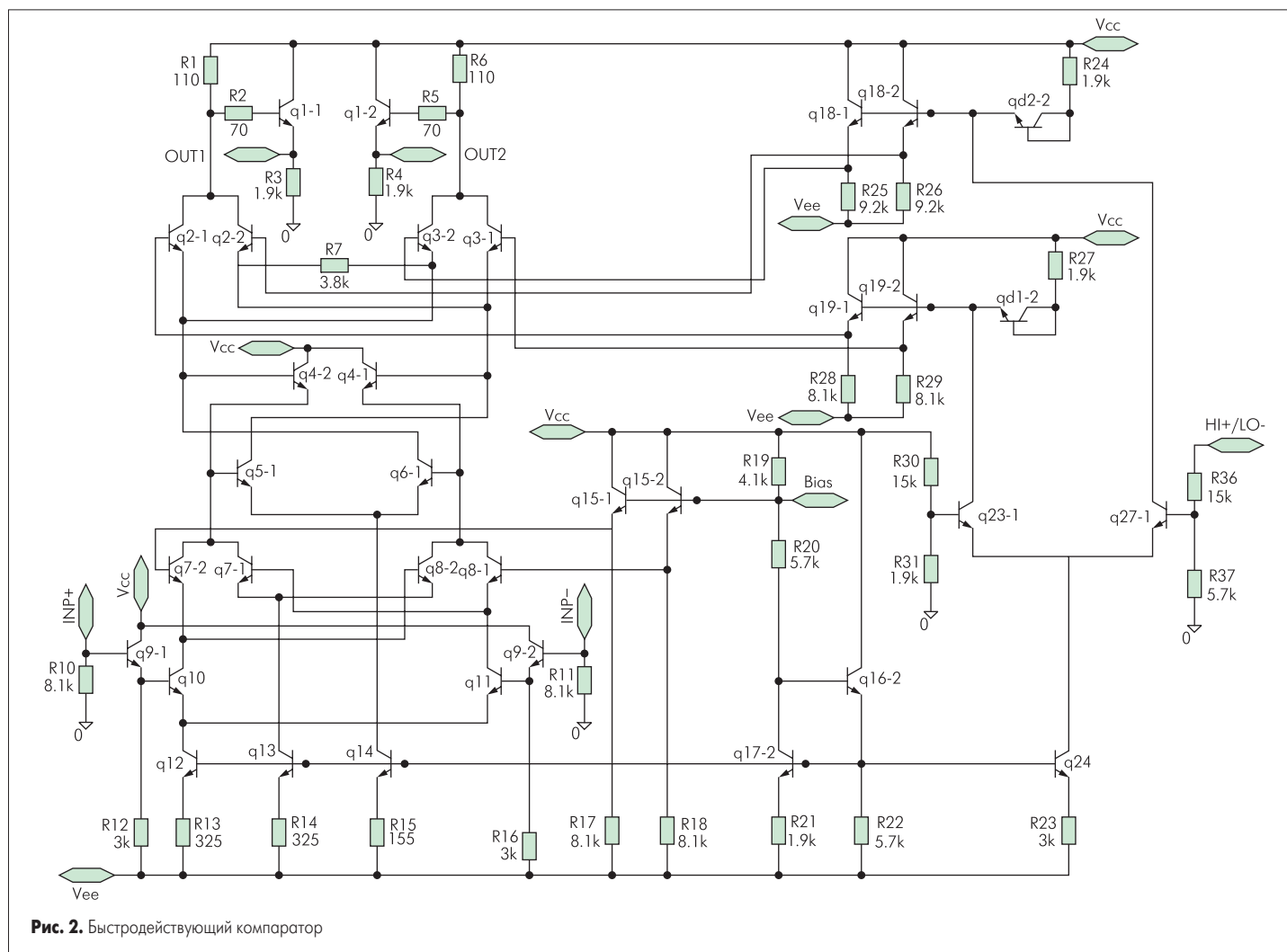


Рис. 2. Быстродействующий компаратор

Таблица 1. Основные электропараметры АФ011В

Величина входных сигналов выбора входа коммутатора и инвертирования сигнала компаратора – логический «0» – логическая «1»	не более 0,2 В не менее 4,8 В
Величина входных сигналов включения-выключения коммутатора – логический «0» – логическая «1»	не более 3,3 В не менее 4,1 В
Величина выходных сигналов коммутатора при напряжении питания ±5 В и нагрузке 300 Ом, соединенной с нулевым потенциалом – логический «0» – логическая «1»	от 3,1 В до 3,4 В от 4,0 В до 4,3 В
Минимальное входное напряжение синусоидальной формы в диапазоне частот от 10 Гц до 200 МГц	не более 30 мВ
Максимальное входное напряжение синусоидальной формы в диапазоне частот от 10 Гц до 200 МГц	не менее 1 В
Величина напряжения питания: – положительное – отрицательное	5±0,2 В –5±0,2 В
Ток потребления – от положительного источника питания – от отрицательного источника питания	не более 110 мА не более 35 мА

зование входного напряжения в ток дифференциальным каскадом Q10, Q11; усиление тока каскадами Джильберта; обратное преобразование «ток — напряжение» на низкоомных резисторах R1, R6; передача усиленного напряжения на нагрузку Out1, Out2 через эмиттерные повторители Q1-1, Q1-2. Входные эмиттерные повторители Q9-1, Q9-2 уменьшают входной ток смещения и сдвигают потенциалы на базах Q10, Q11 для обеспечения симметричного диапазона допустимого входного сигнала ±1,1 В. Изменение разности потенциалов на базах Q2-Q3 приводит к изменению усиления и даже инверсии полярности. Для управления усилением используются эмиттерные повторители на транзисторах Q18, Q19, базовый потенциал которых определяется сопротивлением R24, R27 и величиной тока, переключаемой дифференциальным каскадом Q23-1, Q27-1.

Триггер Шмидта и выходной коммутатор используют традиционные схемотехнические решения ЭСЛ.

Основное назначение АФ011В — работа во входных каскадах электронно-счетных частотомеров, поэтому для ИС нормируются электропараметры, приведенные в таблице 1.

Таблица 2. Результаты измерений быстродействия отдельных блоков ИС АФ011В при превышении порога на 100 мВ

Параметр	Выход компаратора	Выход триггера Шмидта	Выход коммутатора
Задержка, нс	1,20±0,05	3,55±0,05	4,0±0,05
Время нарастания выходного ПЭСЛ сигнала, нс	0,95±0,02	1,23±0,02	0,86±0,02

Быстродействие ИС было изучено с помощью двухканального широкополосного осциллографа 54830В Infiniium фирмы Hewlett-Packard. Только выходной каскад коммутатора может работать с 50-омной нагрузкой при применении дополнительного источника опорного напряжения, поэтому выходные сигналы всех основных блоков ИС регистрировались с помощью делителя 1:10 с входной емкостью 10 пФ и сопротивлением 10 МОм. При этом точность определения быстродействия была ограничена временем нарастания сигнала осциллографа, которое составляет ≈0,45 нс для 50-омного входа осциллографа и ≈0,55 нс при использовании делителя.

Типичные результаты измерений показаны в таблице 2 и на рис. 3–5. Зависимость задержки распространения τ_D от величины превышения порога ($V_{in}-V_{th}$) незначительна, так как при $V_{in}-V_{th} = 100$ мВ — $\tau_D = 4,015$ нс, а при $V_{in}-V_{th} = 1000$ мВ — $\tau_D = 3,706$ нс. Гистерезис триггера Шмидта изменяется внешним резистором от 39,1 мВ до 307,2 мВ.

Модифицированная микросхема РБ1С8АФ001 сохранила все функции и электропараметры АФ011В и отличается только возможностью плавной регулировки коэффициента усиления компаратора, в том числе с инверсией полярности выходного сигнала, изменением в пределах от 30 кОм до 80 кОм сопротивления внешнего резистора, соединенного между выводом HI+/LO– и положительным напряжением питания V_{CC} .

Микросхема РБ1С8АФ002 представляет собой двухканальный вариант, собранный в четырехсторонний планарный 42-выводной корпус Н14.42-1В УФО.481005 ТУ с расположением выводов, показанным на рис. 6.

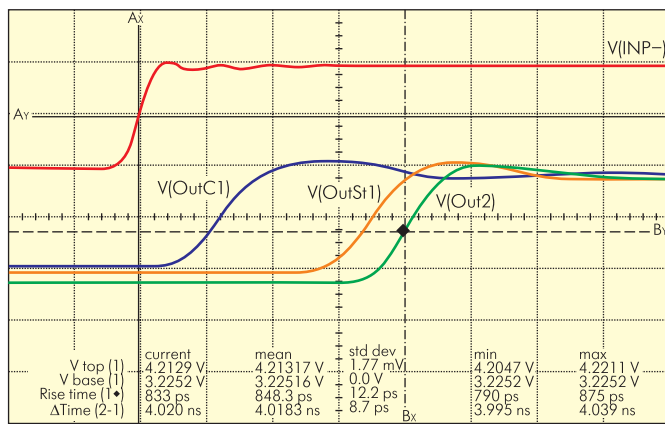


Рис. 3. Сигналы в основных узлах при превышении порога на 100 мВ. V(INP–) — входной сигнал, V(OutC1), V(OutS1), V(Out2) — выходной сигнал компаратора, триггера Шмидта и коммутатора соответственно. Масштаб: по горизонтали — 1 нс/дел., по вертикали для канала № 1 — 500 мВ/дел. V(OutC1), V(OutS1), V(Out2), для канала № 2 — 50 мВ/дел. V(INP–)

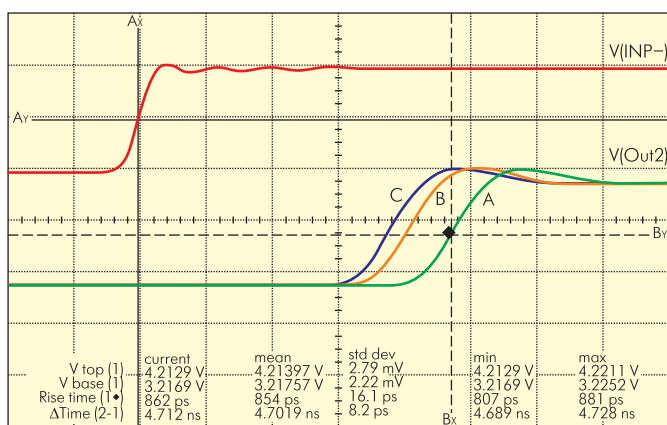


Рис. 4. Выходной сигнал коммутатора V(Out2) при превышении порога на: А — 10 мВ, В — 100 мВ, С — 1 В. V(INP–) — входной сигнал. Масштаб: по горизонтали — 1 нс/дел., по вертикали для канала № 1 — 500 мВ/дел. V(Out2), для канала № 2 — 50 мВ/дел. V(INP–)

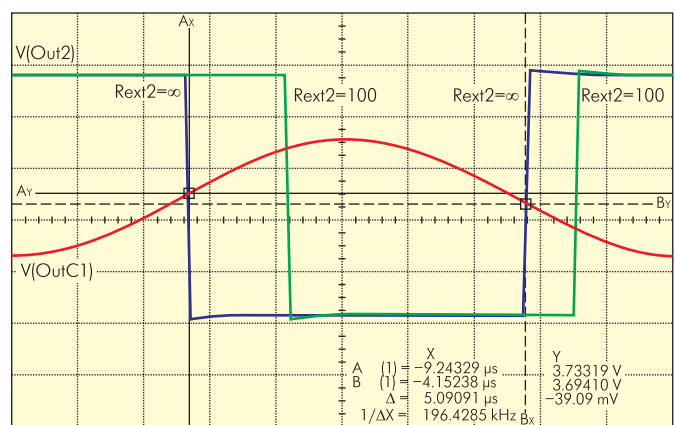


Рис. 5. Выходной сигнал коммутатора V(Out2) при минимальном $R_{EXT2} = 100$ Ом и максимальном $R_{EXT2} = \infty$ сопротивлении, устанавливающем порог триггера Шмидта. V(OutC1) — выходной сигнал компаратора. Маркеры А, В расположены на кривой, соответствующей $R_{EXT2} = \infty$. Масштаб: по горизонтали — 1 мкс/дел., по вертикали — 500 мВ/дел.

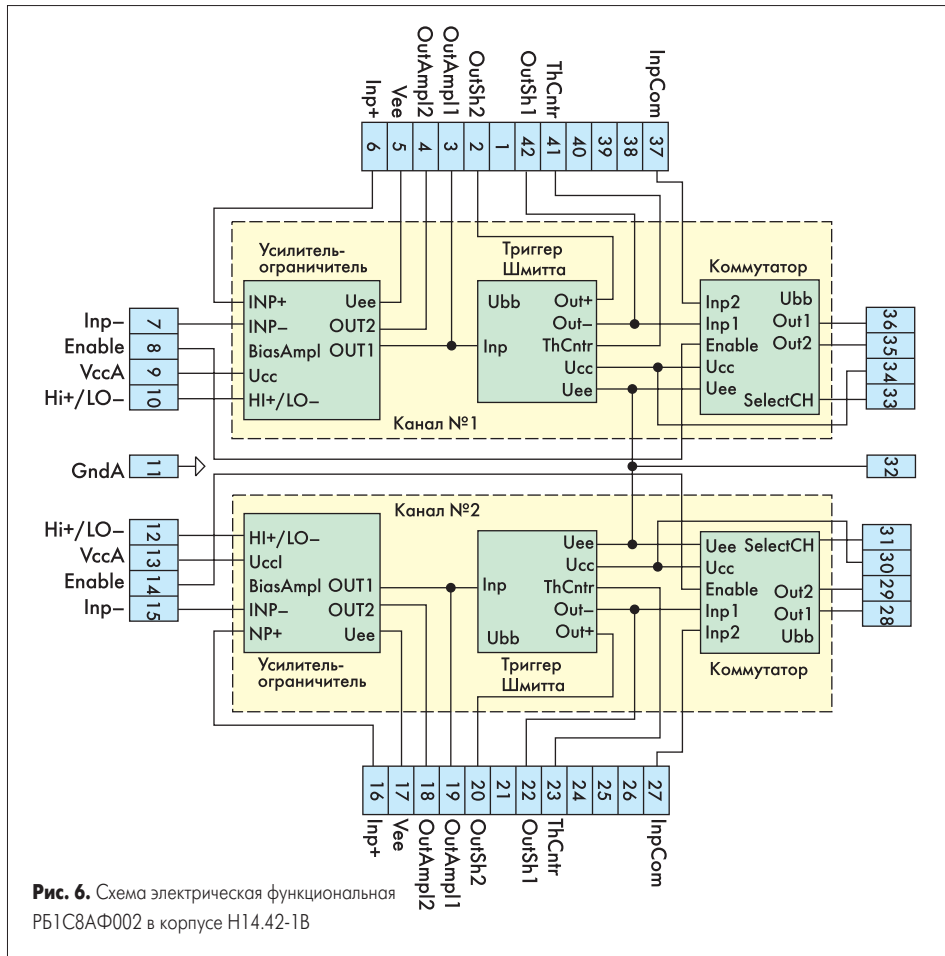


Рис. 6. Схема электрическая функциональная РБ1С8АФ002 в корпусе N14.42-1В

Схема управления АФ011Б для синхронизации сигналов в широкополосных осциллографах

В любом осциллографе необходим блок синхронизации, который при поступлении

входного сигнала на канал вертикального отклонения производит запуск развертки по каналу горизонтального отклонения. От схем синхронизации современных осциллографов требуют выполнения ряда функций: переключение полярности запус-

кающего сигнала, выбор автоматического, ждущего и однократного режима работы развертки, основной или задержанной развертки, которые можно получить при использовании компараторов и логических ИС малой степени интеграции. Однако в широкополосных блоках даже применение быстродействующих компараторов и ЭСЛ ИС не позволяет уверенно синхронизировать сигналы малой амплитуды из-за влияния паразитных индуктивностей и емкостей, возникающих при монтаже элементов на печатной плате, поэтому частота синхронизируемых сигналов не превышает 100 МГц.

Для осциллографов с полосой пропускания до 250 МГц на АБМК_1_2 изготовлена схема синхронизации АФ011Б, показанная на рис. 7. АФ011Б включает быстродействующий компаратор (модифицированный вариант схемы, приведенной на рис. 2), D-триггеры и логические вентили, выполненные в схемотехническом базисе ПЭСЛ. Микросхема АФ011Б выполняет все вышеуказанные функции. Ее основные электрические параметры приведены в таблице 3.

Таблица 3. Основные электропараметры АФ011Б

Минимальный размах входного сигнала на частоте 10 МГц	20 мВ
Минимальный размах входного сигнала на частоте 400 МГц	80 мВ
Напряжение питания	$\pm 5 \text{ В} \pm 10\%$
Потребляемая мощность	менее 0,7 Вт

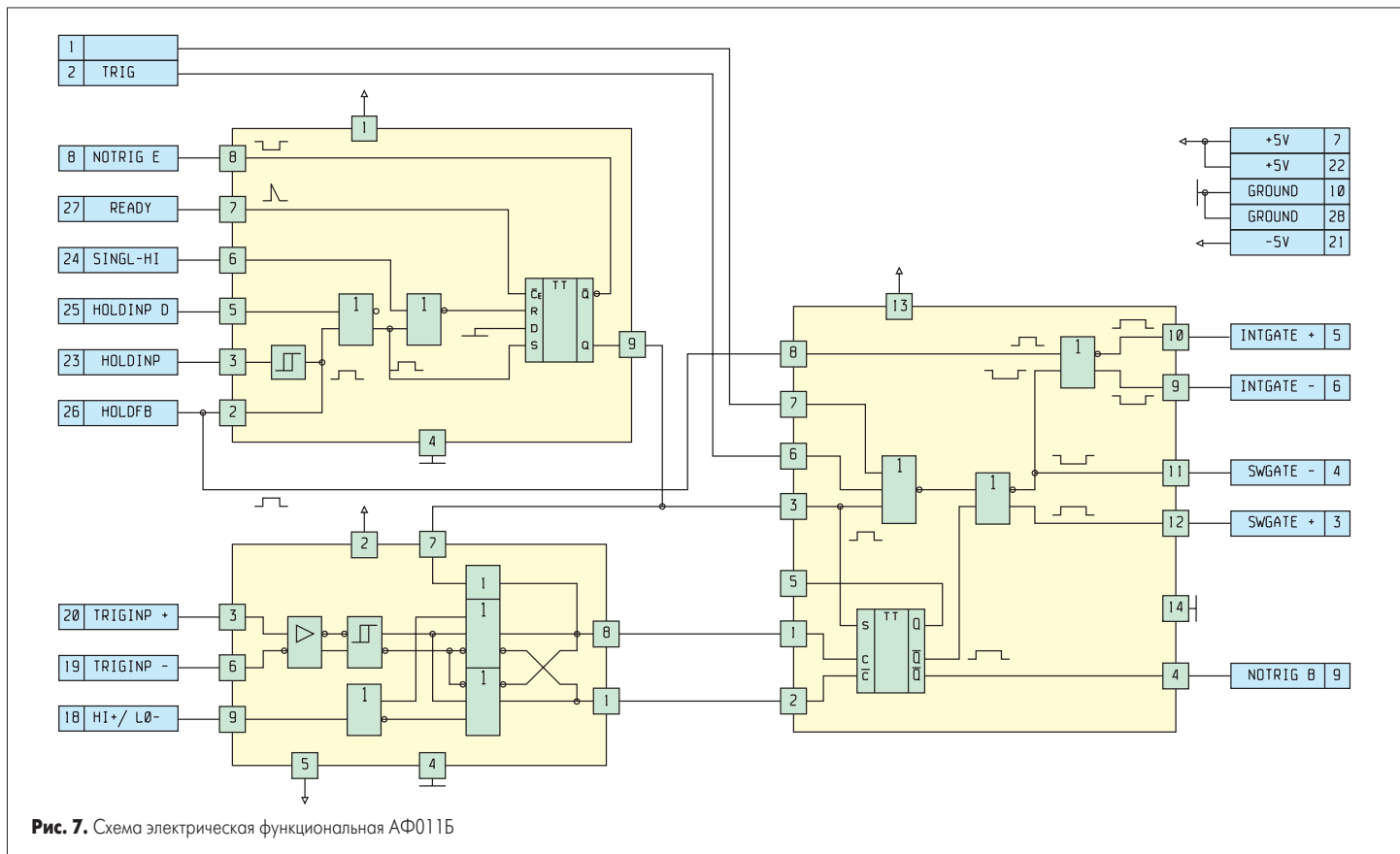


Рис. 7. Схема электрическая функциональная АФ011Б

Полупроводниковый дифференциальный термоэлектрический преобразователь РБ1С8ПН001 для широкополосных вольтметров

Преобразователи переменного напряжения в постоянное по уровню среднеквадратического значения (ПСКЗ) являются «сердцем» большого класса РИП — цифровых универсальных вольтметров, вольтметров переменного напряжения, калибраторов. В связи с этим улучшению параметров ПСКЗ постоянно уделяется внимание разработчиков [5]. В РИП применяются ПСКЗ на основе аналоговых умножителей напряжения [6, 7]; экспоненциально-логарифмического преобразования, выполняемого биполярными транзисторами в цепи отрицательной обратной связи операционных усилителей (ОУ) [8, 9]; термоэлектрических преобразователей (ТЭП) [10, 11]. Экспоненциально-логарифмические ПСКЗ легко реализуются в полупроводниковом исполнении (AD536, AD636, AD637, AD736, AD737, MX636) и при использовании подстройки на кристалле напряжения смещения нуля и коэффициентов передачи масштабирующих усилителей позволяют получить высокую точность преобразования сигналов с частотой до 200 кГц. ПСКЗ на аналоговых умножителях (AD8361, AD8362) сохраняют работоспособность в полосе частот до 3 ГГц, но их точность преобразования невелика.

Малую погрешность преобразования в широкой полосе частот обеспечивают термоэлектрические преобразователи (ТЭП). Из большого многообразия известных конструкций полупроводниковых ТЭП [12] серийно выпускаются только резистивно-диодный дифференциальный ТЭП (ДТЭП) LT1088 фирмы Linear Technology и резистивно-транзисторный ДТЭП ВВ4131 фирмы Vug-Brown, однако они имеют невысокий коэффициент преобразования входной мощности в выходное напряжение (0,8 мВ/мВт для LT1088 и 1,15 мВ/мВт для ВВ4131), что затрудняет их применение в РИП.

Для перспективных моделей РИП разработана микросборка полупроводникового дифференциального термоэлектрического преобразователя РБ1С8ПН001, в которой для увеличения коэффициента преобразования сделано следующее:

- применены тонкопленочные нагревательные резисторы, расположенные максимально близко к биполярным транзисторам оригинальной конструкции,
- значительно уменьшен отвод тепла от полупроводниковых кристаллов за счет выбора материала теплоизолирующей подложки, уменьшения массы кристаллов и теплопроводности соединительных проводников.

Принятые меры позволили получить коэффициент преобразования входной мощности в выходное напряжение микросборки РБ1С8ПН001 почти в 2 раза больше, чем у ВВ4131.

Схема электрическая и фотография разработанной микросборки показаны на рис. 8

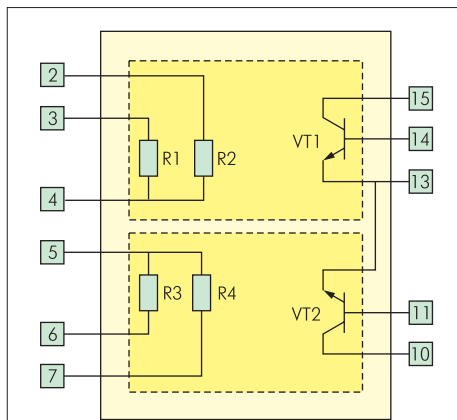


Рис. 8. Схема электрическая принципиальная РБ1С8ПН001

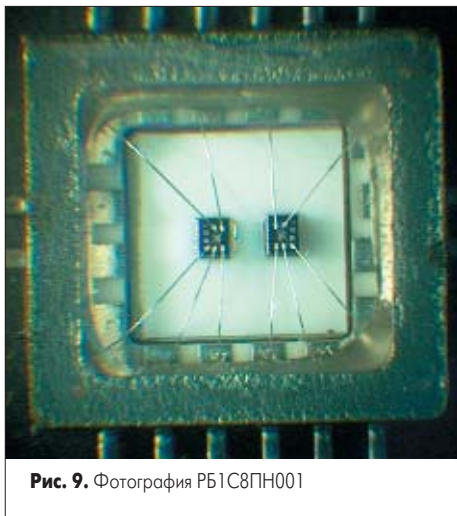


Рис. 9. Фотография РБ1С8ПН001

и 9, а в таблице 4 приведены ее основные электрические параметры.

Таблица 4. Основные электропараметры РБ1С8ПН001 при температуре $(25 \pm 10)^\circ\text{C}$

Коэффициент преобразования входной мощности в выходное напряжение, мВ/мВт	2,3–2,5
Сопротивление резисторов, Ом	$350 \pm 20\%$
Отношение сопротивлений резисторов	0,99–1,01
Максимальный постоянный ток, мА	10
Напряжение смещения нуля дифференциального каскада на п-р-п транзисторах при $U_{CB} = 2,5 \text{ В}, I_E = 20 \text{ мкА}$, мВ	<1
Статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером п-р-п транзисторов при $U_{CB} = 1 \text{ В}, I_E = 100 \text{ мкА}$	>100
Модуль коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером п-р-п транзисторов при $U_{CB} = 1 \text{ В}, I_E = 100 \text{ мкА}, f = 100 \text{ МГц}$	>0,5
Емкость коллектор-база при $U_{CB} = 0 \text{ В}$, пФ	<2
Паразитная емкость резистора при $U = 0 \text{ В}$, пФ	<2
Напряжение пробоя «коллектор-эмиттер», В	>15
Напряжение пробоя «коллектор-база», В	>20

Применение микросборки РБ1С8ПН001 в схеме ПСКЗ позволило получить погрешность преобразования синусоидального сигнала с частотой 1 МГц менее 0,5%.

Универсальный прецизионный фильтр

Для увеличения отношения сигнал/шум в РИП часто применяют фильтры. С точки

зрения проектирования и производства аппаратуры наиболее удобным решением является использование универсальных аналоговых фильтров (УАФ), которые позволяют программировать добротность и частоту полюса, а также вид амплитудно-частотной характеристики (АЧХ): фильтр нижних или верхних частот, полосовой или режекторный. Большинство УАФ изготавливаются на переключаемых конденсаторах. Такие фильтры позволяют программировать характеристики и вид АЧХ заданием определенного цифрового кода, но требуют для стабилизации параметров применения кварцевых генераторов тактовой частоты и имеют большие шумы.

Более малошумящими являются прецизионные универсальные фильтры, построенные на основе ОУ с головным полевым транзистором, управляемым переходом (ПТУП), и RC отрицательной обратной связи. Для минимизации шума за счет увеличения крутизны ПТУП имеют большие размеры и работают при больших токах стока, в результате чего хорошие шумовые характеристики прецизионных УАФ сочетаются с большой рассеиваемой мощностью и малой полосой пропускания.

На элементах АБМК_1_2 для РИП разработан новый универсальный фильтр, в котором хорошие частотные свойства и малый шум (см. табл. 5) достигаются за счет оригинальных схемотехнических решений [13]:

- Счетверенного ОУ на биполярных транзисторах, в котором суммарный ток потребления программируется внешним резистором в диапазоне 0,3–6,0 мА, а необходимая частотная коррекция обеспечивается включением небольшого внешнего конденсатора.
- Влияние относительно большого входного тока смещения ОУ на характеристики универсального фильтра устраняется за счет эффекта взаимной компенсации, для чего оба входа каждого ОУ соединены с соответствующими элементами RC.

Таблица 5. Основные электропараметры универсального фильтра

Предельное значение частоты полюса	>500 кГц
Максимальное произведение частоты и добротности полюса	>5 МГц
Спектральная плотность шума на частоте 10 кГц	<7 нВ/Гц
Напряжение питания	$\pm(3-5) \text{ В}$
Ток потребления	(0,3–6,0) мА

Исследования первых экспериментальных образцов прецизионного УАФ показали правильность выработанных схемотехнических и конструктивных решений и необходимость завершения работ по изготовлению опытных образцов и проведению их испытаний. ■

Литература

1. Дворников О. В. Проектирование и применение аналоговых БИС экономически выгодно для российских предприятий // Электронные компоненты. 1997. № 8.

2. Дворников О. В., Чеховский В. А. Аналоговый биполярно-полевой БМК с расширенными функциональными возможностями // Chip News. 1999. № 2.
3. www.mnipi.by
4. Дворников О. В., Чеховский В. А., Петрович А. Г. Микросхема АФ011В для высокоточных временных измерений // Chip News. 2003. № 7.
5. Гуревич М. Л. Разработка методов построения и создание точной аппаратуры контроля уровня напряжений широкополосных сигналов. Диссертация в виде научного доклада на соискание ученой степени доктора технических наук. Нижний Новгород. 2003.
6. Using the AD834 in DC to 500 MHz. AN-212 Analog Devices Application Note.
7. Дворников О. В. Универсальная микросхема для преобразования высокочастотного сигнала // Chip News. 2002. № 2.
8. MX536A/MX636 — True RMS-to-DC converters. 1998 Maxim Integrated Products. www.maxim.com.
9. Дворников О. В., Муравьев Б. Д. Преобразователь среднеквадратического значения переменного напряжения в постоянное // А.с. 1709229 (СССР) заявл. 23.01.90, опубл. 30.01.92.
10. W. E. Ott. A new technique of thermal RMS measurement // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 1974. December. Vol. 9.
11. LT1088. Wideband RMS-DC Converter Building Block. Linear technology Williams J. A monolithic IC for 100 MHz RMS-DC conversion. Linear technology Application Note 22.
12. Зайцев Ю. В., Громов В. С., Григораш Т. С. Полупроводниковые термоэлектрические преобразователи. М.: Радио и связь. 1985.
13. Дворников О. В., Крутчинский С. Г., Пилипенко В. А., Понарядов В. В., Старченко Е. И. Программируемый счетверенный операционный усилитель для универсального фильтра // Актуальные проблемы твердотельной электроники и микроэлектроники. Труды Восьмой Международной научно-технической конференции. Таганрог: Изд. ТГРУ. 2002.