

Микроэлектронные преобразователи переменного напряжения в постоянное по уровню среднеквадратического значения

Часть 3. Применение термоэлектрических преобразователей

В третьей статье цикла рассматриваются вакуумные, пленочные и полупроводниковые термоэлектрические преобразователи, обеспечивающие метрологические характеристики широкополосных ПСКЗ.

Олег Дворников

Oleg_Dvornikov@tut.by

Известно, что экспоненциально-логарифмические ПСКЗ обладают большой точностью преобразования, но небольшим частотным диапазоном [1, 2]. ПСКЗ на аналоговых умножителях напряжения могут обрабатывать сигналы даже в гигагерцовой полосе частот, но их погрешность преобразования довольно велика. Эта ситуация привела к тому, что в широкополосных прецизионных ПСКЗ применяются технологически сложные и дорогие термоэлектрические преобразователи (ТЭП).

Наиболее распространены вакуумные, пленочные и полупроводниковые ТЭП с нагревательным элементом в виде резистора и различными датчиками температуры: термопарой, полупроводниковым диодом, транзистором. Нагревательный элемент и датчик температуры имеют тепловую связь, поэтому в ТЭП выходное напряжение постоянного тока V_{OUTDC} зависит от мощности входного напряжения $v_{INP}(t)$ переменного тока:

$$V_{OUTDC} = K_{PV} P_H = \frac{K_{PV}}{R_H} V_{INPRMS}^N, \quad (1)$$

$$V_{INPRMS} = \left(\frac{1}{t_{J+1} - t_J} \int_{t_J}^{t_{J+1}} v_{INP}^2(t) dt \right)^{0.5}, \quad (2)$$

где K_{PV} — коэффициент термоэлектрического преобразования входной мощности в выходное напряжение [В/Вт], P_H — мощность, рассеиваемая входным сигналом на нагревательном элементе, R_H — сопротивление нагревательного элемента, V_{INPRMS} — среднеквадратическое значение входного напряжения переменного тока $v_{INP}(t)$, $t_{J+1} - t_J$ — заданный интервал времени, N — показатель степени, так называемый « N -фактор».

При идеальном термоэлектрическом преобразовании $N=2$. В реальном ТЭП коэффициент преобразования K_{PV} может зависеть от температуры, кроме того, сопротивление нагревательного резистора имеет нелинейность $R_H=f(v_{INP})$ и температурный коэффициент сопротивления (ТКС). Все эти факторы мо-

гут описываться постоянным коэффициентом K_{PV} и зависимостью показателя степени N от среднеквадратического значения напряжения $N=f(V_{INPRMS}) \neq 2$.

Для применения ТЭП в прецизионной аппаратуре желательно выполнение точного равенства $N=2$. Однако если N -фактор постоянен в некотором диапазоне входного (выходного) сигнала или известна и стабильна зависимость $N=f(V_{INPRMS})$, отличие N от идеального значения может быть учтено при калибровке или цифровой обработке выходного сигнала ТЭП.

Наиболее качественными по N -фактору являются вакуумные ТЭП, но их применение ограничено рядом моментов [3]:

- малым выходным напряжением;
- крайней чувствительностью к перегрузкам нагревательного элемента;
- очень большой постоянной времени, требующей стабильности источника входного напряжения во время всего процесса преобразования — минуты и более;
- небольшим динамическим диапазоном, в пределах которого N -фактор постоянен.

Недостатки вакуумных ТЭП определили основные пути совершенствования ТЭП: создание дифференциальных термоэлектрических преобразователей (ДТЭП) для исключения требований по N -фактору, изготовление пленочных и полупроводниковых ТЭП для уменьшения постоянной времени.

ДТЭП содержит два термоэлектрических блока (ТЭБ), каждый из которых включает нагревательный элемент, связанный тепловой связью с датчиком температуры. Блоки термоизолированы друг от друга, но находятся в одинаковых внешних условиях.

При применении ДТЭП в ПСКЗ входной сигнал подается на один нагревательный элемент, а эталонное напряжение постоянного тока — на другой. Напряжение постоянного тока на выходе каждого датчика температуры пропорционально подводимой к соответствующим нагревательным элементам мощности. Если ТЭБ идентичны по электрическим

Таблица 1. Сравнение основных параметров пленочных ДТЭП [4–8]

Наименование параметра	Наименование ДТЭП (фирма-изготовитель)				
	04ПН008 (МНИПИ, РБ)	ДТПС1 (НИПИ Кварц, РФ)	ДТПС2 (НИПИ Кварц, РФ)	ДТП (НИПИ Кварц, РФ)	LP34TW (НИККОМ Япония)
Тепловая инерционность, с	Нет данных	0,4	0,04	0,02	0,3
Коэффициент преобразования, мВ/мВт	6,0	4,0	3,0	4,5	>2,0
Сопротивление нагревательных резисторов, Ом	75±5%	70±7%	70±7%	70±7%	50+5/-30%
Полоса пропускания по уровню -3 дБ, МГц	Нет данных	0-150	0-200	0-150	0-20
Полоса частот для заданной погрешности преобразования	100 МГц для 3%	100 МГц для 3%	100 МГц для 1,5%	Нет данных	Нет данных

Таблица 2. Сравнение основных параметров полупроводниковых ДТЭП [4, 5, 10–12]

Наименование параметра	Наименование ДТЭП (фирма-изготовитель)				
	ДТПТ1 (НИПИ Кварц, РФ)	РБПН001 (МНИПИ, РБ)	ВВ4130 (Burr-Brown, США)	LT1088 (Linear Technology, США)	489377 (Fluke, США)
Тип	резисторно-транзисторный	резисторно-транзисторный	резисторно-транзисторный	резисторно-диодный	резисторно-транзисторный
Тепловая инерционность, с	0,3	0,2	0,2	0,5	нет данных
Коэффициент преобразования, мВ/мВт	1,0	2,5–3,0	1,15	0,6–0,8	>16,0
Сопротивление нагревательных резисторов, Ом	100±20%	350±20%	115±20%	50±20% 250±20%	400
Отношение сопротивлений	±3%	±1%	±5%	±10%	±1%
Полоса частот для заданной погрешности преобразования	30 МГц для 5%	100 МГц для 1,5% 1,0 МГц для 0,5%	100 МГц для 2%	100 МГц для 2%	1,0 МГц для 0,3%

и тепловым характеристикам, то при равенстве выходных напряжений датчиков температуры мощности на нагревательных элементах одинаковы и, следовательно, входной сигнал и эталонное напряжение постоянного тока равны по среднеквадратическому значению.

Основными требованиями к ДТЭП являются высокая эффективность преобразования «сигнал нагревательного элемента — тепло — сигнал датчика температуры», определяющая K_{PV} ; идентичность электрических и тепловых характеристик блоков; хорошая электроизоляция нагревательного элемента от датчика температуры внутри ТЭБ и теплоизоляция одного ТЭБ от другого; технологичность изготовления (отсутствие сложных технологических операций, дорогостоящих материалов и комплектующих изделий).

Пленочные резисторно-термопарные ДТЭП [4–8] обеспечивают высокий K_{PV} , малую постоянную времени и менее чувствительны к перегрузкам нагревательного элемента, чем вакуумные ТЭП, но довольно сложны при изготовлении и поэтому дороги (табл. 1).

Наиболее технологичны и дешевы при массовом производстве ДТЭП с полупроводниковыми ТЭБ. Из большого многообразия существующих полупроводниковых ТЭП [9] наиболее пригодны для ПСКЗ резисторно-диодные и резисторно-транзисторные. Как видно из таблицы 2, полупроводниковые ДТЭП имеют невысокий коэффициент преобразования K_{PV} , однако схема включения резисторно-транзисторных ДТЭП обеспечивает значительное увеличение K_{PV} без дополнительных активных элементов.

Принцип работы резисторно-транзисторного ДТЭП поясняет рис. 1 [13], на котором показаны два идентичных термоизолированных друг от друга блока 1 и 2, каждый из которых включает нагревательный элемент R_p , имеющий тепловую связь с датчиком температуры — p-n-транзистором Q_i .

Известно, что температура резистора является линейной функцией от рассеиваемой ре-

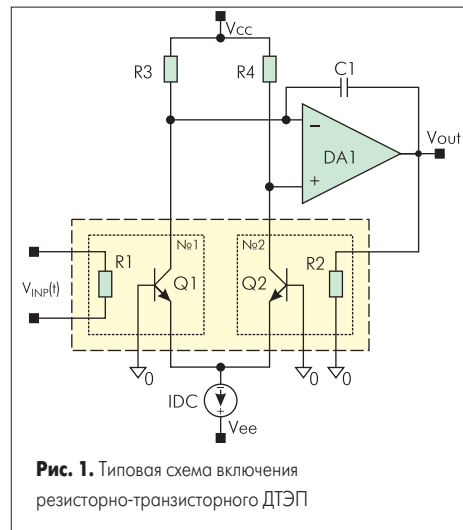


Рис. 1. Типовая схема включения резисторно-транзисторного ДТЭП

зистором мощности и, следовательно, определяется квадратом среднеквадратического значения приложенного напряжения или тока.

$$P_M = \frac{1}{T \times R} \int_0^T v_{INP}^2(t) dt \quad (3)$$

где P_M — средняя мощность, рассеиваемая напряжением $v_{INP}(t)$ на резисторе R за время T .

Если изменяющийся во времени сигнал $v_{INP}(t)$ приложен к резистору R_1 , то мощность, рассеиваемая на этом резисторе, приводит к его нагреванию, передаче тепла к транзистору Q_1 и изменению напряжения на прямосмещенном эмиттерном переходе Q_1 . Если напряжение на резисторе R_2 отличается от напряжения на R_1 , то напряжение ошибки, равное разности коллекторных потенциалов Q_1 и Q_2 , будет усиливаться DA1. Выходное напряжение постоянного тока усилителя DA1, подаваемое на резистор R_2 , будет приводить к изменению мощности рассеиваемой R_2 , температуры R_2 , Q_2 , изменению напряжения на прямосмещенном эмиттерном и, следовательно, обратносмещенном коллекторном пе-

реходе Q_2 . Обратная связь через DA1 приведет к такому изменению напряжения на резисторе R_2 , при котором коллекторное напряжение Q_1 и Q_2 будет одинаковым. Если резисторы R_1 , R_2 и транзисторы Q_1 , Q_2 имеют идентичные характеристики, в этом случае (при нулевом напряжении ошибки) выходное напряжение постоянного тока DA1 будет прямо пропорционально среднеквадратическому значению V_{INPRMS} изменяющегося во времени входного сигнала $v_{INP}(t)$. Другими словами, мощность напряжения постоянного тока, подаваемого на резистор R_2 от усилителя DA1, равна мощности, рассеиваемой резистором R_1 от изменяющегося во времени сигнала.

$$P_{R1} = P_{R2} \quad (4)$$

$$\frac{1}{T \times R_1} \int_0^T v_{INP}^2(t) dt = \frac{V_{OUT}^2}{R_2} \quad (5)$$

при $R_1=R_2$

$$V_{OUT} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_{INP}^2(t) dt} \equiv V_{INPRMS} \quad (6)$$

В ПСКЗ, показанном на рис. 1, усилитель обратной связи DA1 усиливает только дифференциальный сигнал и, если элементы R_1 , R_2 , Q_1 , Q_2 имеют идентичные характеристики, влияние на точность преобразования температуры окружающей среды будет пренебрежимо мало.

Для средне- и высокочастотных входных сигналов тепловая постоянная времени ТЭБ №1 выступает усреднителем входной мощности, обеспечивая постоянное напряжение на коллекторе Q_1 . Для медленно изменяющихся входных сигналов температура Q_1 будет отслеживать мгновенное значение $v_{INP}^2(t)$, а V_{OUT} будет стремиться к $v_{INP}(t)$. Для того чтобы выходное напряжение ПСКЗ было постоянным даже для медленно изменяющегося входного сигнала, вводят отрицательную обратную связь (ОС) по переменному сигналу DA2, R_p , C_p , как показано на рис. 2. В ПСКЗ также дополнительно введен диод D1 для устранения положительной ОС, возникающей при отрицательном выходном напряжении V_{OUT} , и конденсаторы C_1 , C_2 для обеспечения устойчивой работы последовательно включенных дифференциального каскада Q_1 , Q_2 , R_3 , R_4 и усилителя DA1 при любых параметрах отрицательной ОС.

Анализ схемы, приведенной на рис. 2, выполнен в работе [14] для термоэлектрической модели ТЭБ, показанной на рис. 3. Поток тепла заменен источником тока $v^2(t)/R_H$ с размерностью [Вт], температура окружающей среды — источником напряжения T_{AM} [°C], теплоемкость — электрической емкостью γ [Вт·с/°C], тепловое сопротивление — электрическим сопротивлением θ [°C/Вт], температурный коэффициент p-n перехода отражен усилителем M [В/°C]:

$$M = \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} @ I_E = Const \quad (7)$$

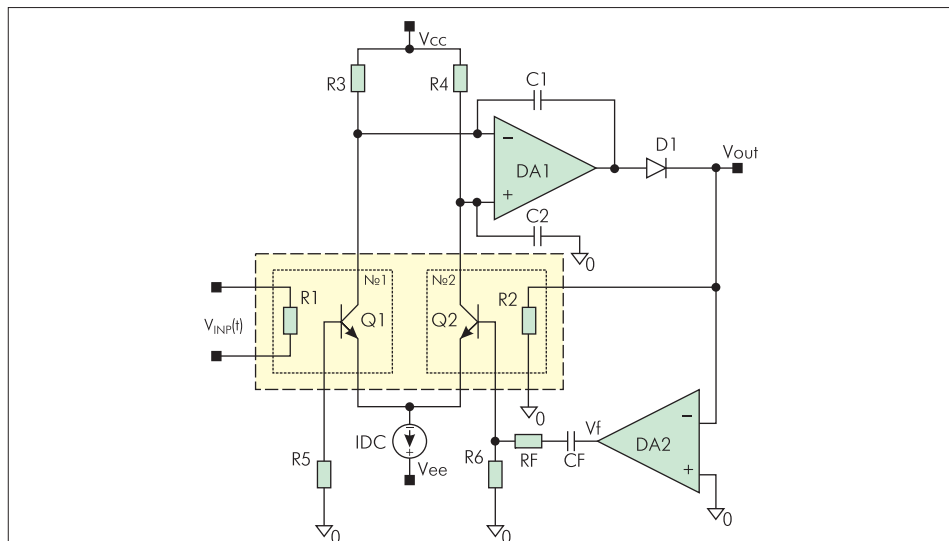


Рис. 2. Схема включения ДТЭП для обработки медленно изменяющихся входных сигналов

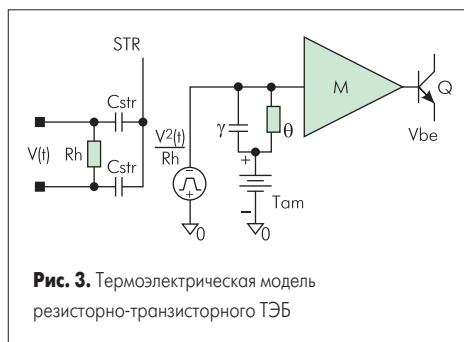


Рис. 3. Термоэлектрическая модель резисторно-транзисторного ТЭБ

Из уравнений Эберса-Молла следует, что $M \approx 2$ мВ/°C и имеет нелинейность менее 2% в диапазоне температур от 0 до 100 °C.

Конденсаторы C_{STR} описывают распределенную паразитную емкость между нагревательным резистором R_H и выводом STR (STR — вывод изолирующего кармана, если нагревательный резистор полупроводниковый, или вывод подложки, если резистор тонкопленочный и расположен на окисле, покрывающем подложку).

Если пренебречь влиянием C_{STR} , напряжением на резисторах $R_5=R_6=R_B$ из-за протекания по ним базовых токов транзисторов Q1, Q2 и выбрать сопротивление обратной связи R_F так, чтобы обеспечить нулевой коэффициент передачи цепи ОС (DA2, C_F , R_F) по переменному току при известной тепловой постоянной времени термоэлемента:

$$R_F = \frac{\tau_{T2}}{C_F} - R_B \quad (8)$$

то для среднечастотного входного синусоидального сигнала с частотой $f \gg \tau^{-1}_{T1}$, $f \gg \tau^{-1}_{T2}$ или входного напряжения постоянно-го тока будет справедливо:

$$V_{OUT} = \sqrt{\frac{A_{T01}}{A_{T02}} V_{INPRMS}^2 + \frac{V_{BE1} - V_{BE2}}{A_{T02}}}, \quad (9)$$

где $A_{T0} = \frac{M\theta}{R_H}$ — тепловое усиление на постоянном токе

(A_{T0} нелинейно из-за температурной зависимости M , R_H , θ и зависимости $R_H=R_H(V)$), $\tau_T = \gamma\theta$ — тепловая постоянная времени, V_{BE} — напряжение на прямосмещенном эмиттерном

переходе при отсутствии входного сигнала, τ_F — постоянная времени фильтра, индекс «1», «2» — номер ТЭБ.

Из (9) следует, что для среднечастотной области мультипликативную погрешность будет определять различие теплового усиления

$$\frac{A_{T01}}{A_{T02}}$$

а аддитивную погрешность — разность прямого падения напряжения на эмиттерном переходе ($V_{BE1} - V_{BE2}$) температурночувствительных транзисторов Q1, Q2 при отсутствии входного сигнала.

Мультипликативную погрешность можно уменьшить введением масштабирующего усилителя на выходе ПСКЗ, а аддитивную — стандартными методами компенсации напряжения смещения дифференциальных каскадов, но при этом остается температурный дрейф погрешности.

Как отмечалось ранее, тепловое усиление A_{T0} нелинейно, но из (9) вытекает, что при компенсации аддитивной погрешности ($V_{BE1} - V_{BE2}$) погрешность преобразования ПСКЗ определяется не величиной A_{T0} , а соотношением теплового усиления

$$\frac{A_{T01}}{A_{T02}}$$

двух ТЭБ, которое при полупроводниковом исполнении довольно близко к единице.

Так как оба кристалла функционируют при практически равной температуре и в одинаковых внешних условиях, то происходящее с течением времени небольшое изменение электропараметров элементов, в основном сопротивления нагревательных резисторов, не вызывает изменения отношения теплового усиления

$$\frac{A_{T01}}{A_{T02}}$$

и мультипликативной погрешности. Это свойство ДТЭП позволяет создавать ПСКЗ с высокой долговременной стабильностью характеристик.

Для низкочастотных сигналов выходное напряжение будет включать постоянную составляющую V_{OUTDC} и пульсации $V_{OUTRIPPLE}$

$$V_{OUTRMS} = \sqrt{V_{OUTDC}^2 + V_{OUTRIPPLE}^2} \quad (10)$$

Если пульсации невелики, то можно рассчитать погрешность, вносимую ими в зависимости от частоты входного сигнала [14]:

$$V_{OUTDC} \approx V_{INPRMS} \left[1 - \left(\frac{A_{T02} V_{OUTDC}}{8\pi \times f R_B C_F A_{DA2}} \right)^2 \right] \quad (11)$$

где A_{DA2} — коэффициент усиления DA2.

Из (11) видно, что для линейного усилителя DA2 (то есть $A_{DA2} = \text{Const}$) погрешность преобразования низкочастотного сигнала прямо пропорциональна уровню выходного напряжения ПСКЗ.

Следует заметить, что с источником входного сигнала соединен только один элемент ПСКЗ — резистор R_1 , все остальные элементы работают с напряжением постоянного тока, поэтому высокочастотный предел ПСКЗ будет определять паразитная емкость, индуктивность R_1 и проходная емкость между R_1 и транзистором Q1. На частотную погрешность также могут влиять поверхностные эффекты в цепи входного нагревательного резистора [17].

Иногда в ПСКЗ (рис. 4) последовательно и параллельно с входом включают корректирующие RC-цепи [4]: последовательная цепь R_3C_1 выравнивает амплитудно-частотную характеристику (АЧХ), а параллельная R_4C_2 позволяет сохранить постоянным входное сопротивление при наличии паразитных параметров корпуса и нагревательного резистора.

Для всех ТЭП необходима защита по входу, поскольку избыточное среднеквадратическое значение входного напряжения может вывести из строя нагревательный элемент. Для входных синусоидальных сигналов достаточно на входе ПСКЗ расположить диодный ограничитель напряжения. Однако для сложных сигналов с большим коэффициентом амплитуды входная защита должна включаться в том случае, если среднеквадратическое значение входного сигнала превышает предельно допустимую величину.

Типовая схема защиты ТЭП [15] показана на рис. 5. При температуре окружающей среды $T_{AM} \approx 25$ °C и нулевом входном напряжении устанавливается величина опорного напряжения V_{REF} приблизительно на 200 мВ превышающая напряжение на объединенных эмиттерах V_E термочувствительных транзисторов Q1, Q2. Для любого сочетания температуры окружающей среды T_{AM} и среднеквадратического значения входного сигнала V_{INPRMS} , при котором температура кристалла увеличивается до предельно допустимого для кремния значения, равного 125 °C, включается усилитель защиты DAP и отключается источник входного сигнала. В этом случае предельно допустимое среднеквадратическое значение входного сигнала составит

$$V_{INPRMSMAX} = \sqrt{\frac{(125^\circ\text{C} - T_{AM}) R_H}{\theta}} \quad (12)$$

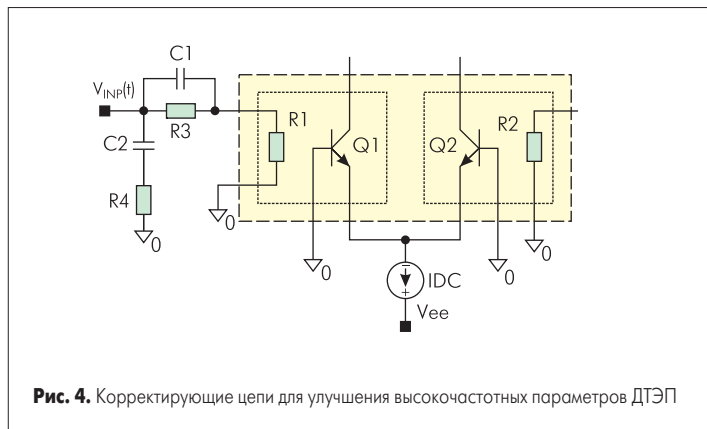


Рис. 4. Корректирующие цепи для улучшения высокочастотных параметров ДТЭП

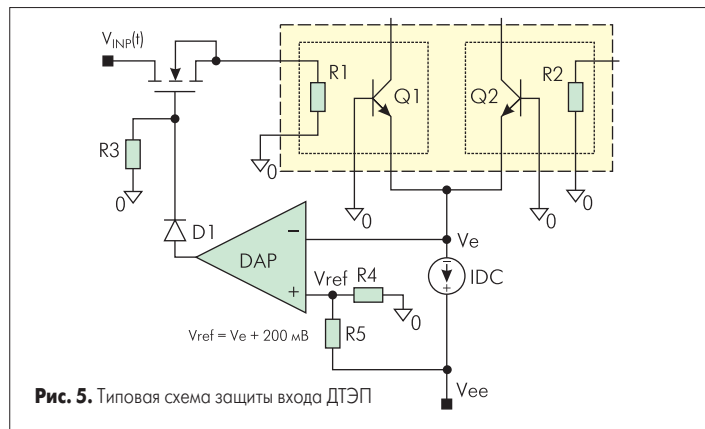


Рис. 5. Типовая схема защиты входа ДТЭП

Если опорное напряжение устанавливается при $T_{AM} \approx 25^\circ\text{C}$, то его величина выбирается из соотношения

$$V_{REF} = V_E + |M| \times (125^\circ\text{C} - T_{AM}) \quad (13)$$

Как указывалось ранее, отрицательная ОС по переменному сигналу необходима для того, чтобы обеспечить работу ПСКЗ с ТЭП на сверхнизких частотах, когда период входного сигнала сравним или меньше тепловой постоянной времени. Для реализации этой ОС в базы термочувствительных транзисторов вводят резисторы величиной $R_B = (0,1-1)$ кОм. Несмотря на малую величину, эти резисторы приводят к увеличению погрешности ПСКЗ из-за собственных шумов и дополнительных температурных дрейфов, вызванных разным напряжением на резисторах R_B . В связи с этим предпочтительным является ПСКЗ с заземленными базами термочувствительных транзисторов, например показанный на рис. 6. В нем обратная связь с коллектора термочувствительного п-р-п на нагревательный элемент осуществляется через усилители DA3, DA5 и п-р-п-транзисторы DA4, которые реализуют функцию извлечения квадратного корня. Такая обратная связь улучшает переходную характеристику ПСКЗ [16].

Проведенный анализ ТЭП позволил выработать общий подход к проектированию широкополосного прецизионного ПСКЗ [17].

1. Все существующие ТЭП имеют степенную зависимость выходного напряжения постоянного тока от среднеквадратического значения входного напряжения переменного тока $V_{OUTDC} = \text{Const} \times V_{INPRMS}^N$. Если N -фактор постоянен в некотором диапазоне входных напряжений или известна зависимость $N = f(V_{INPRMS})$, то влияние N на точность преобразования сигнала в ПСКЗ может быть учтено при цифровой калибровке выходного сигнала ТЭП. Однако наиболее простым и дешевым способом уменьшения влияния N -фактора на точность ПСКЗ является применение дифференциальных ТЭП с высокой идентичностью электрических и тепловых характеристик ТЭБ. Так как абсолютной идентичности параметров достичь невозможно, то желательно иметь минимальные температурные изменения основных параметров:

$$\frac{\partial \Delta V_{BE}}{\partial T_{AM}}, \text{ ТКС.}$$

2. Максимальную идентичность характеристик элементов можно получить в полупроводниковых ДТЭП, в которых ТЭБ находятся при одинаковых внешних условиях.
3. Большинство полупроводниковых ТЭП имеют коэффициент термоэлектрического преобразования K_{PV} меньший, чем пленочные. В связи с этим наиболее перспективным является резисторно-транзисторный ТЭП, позволяющий получить дополнительное усиление.

4. Для увеличения K_{PV} необходимо максимально улучшить теплопередачу от нагревательного элемента к датчику температуры и увеличить тепловое сопротивление между ТЭБ и окружающей средой, то есть уменьшить отвод тепла от каждого ТЭБ.

5. Для обеспечения $N \approx 2$ необходимо уменьшить ТКС и нелинейность вольт-амперной характеристики (ВАХ) нагревательного элемента. Рассмотрим более подробно наиболее известные полупроводниковые ДТЭП.

Наилучшим сочетанием технических параметров обладает ДТЭП 489377 фирмы Fluke [12, 16, 18], на основе которого созданы вольтметры переменного тока 8920, 8921, 8506, калибраторы 5720, 5700, 792A AC/DC Transfer Standard, AC/DC-преобразователь SL851.

ДТЭП фирмы Fluke [18], показанный на рис. 7, включает два полупроводниковых кристалла (ТЭБ) 1, 2, каждый из которых содержит биполярный транзистор Q1, Q2 и тонкопленочный резистор R_1, R_2 . Оба кристалла расположены внутри полупроводниковой рамки 3 размером $2 \times 1,5$ мм и удерживаются на межсоединениях 4, присоединяющих окна к нагревательному резистору и областям базы, эмиттера, коллектора с контактными площадками 5, расположенными на полупроводниковой рамке. Между кристаллами и между кристаллами и рамкой имеется воздушный зазор. В данной конструкции тепловая связь нагревательного резистора и транзистора внутри кристалла очень велика,

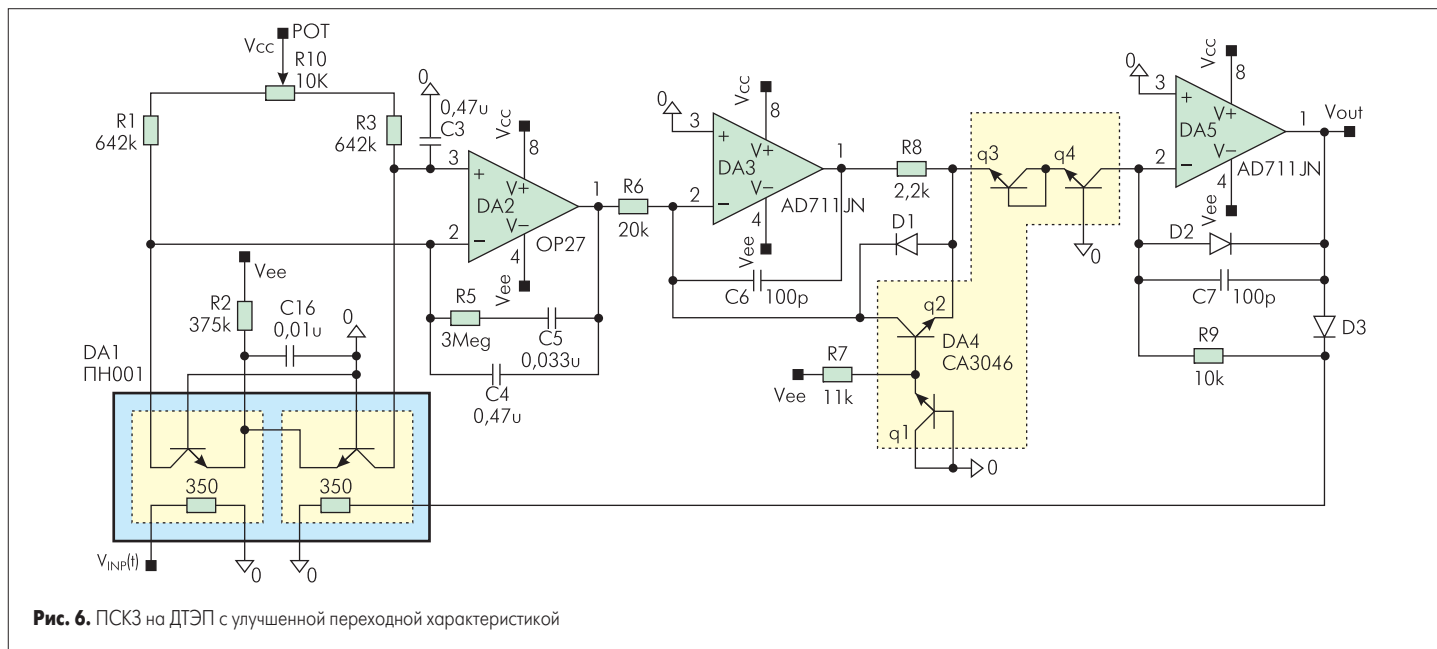


Рис. 6. ПСКЗ на ДТЭП с улучшенной переходной характеристикой

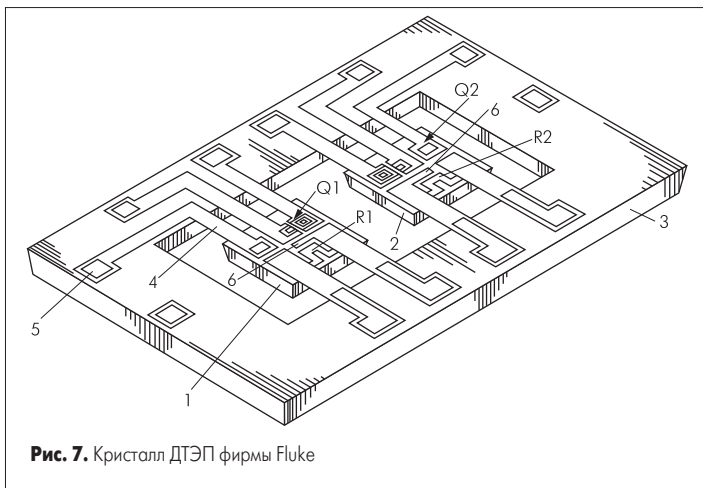


Рис. 7. Кристалл ДТЭП фирмы Fluke

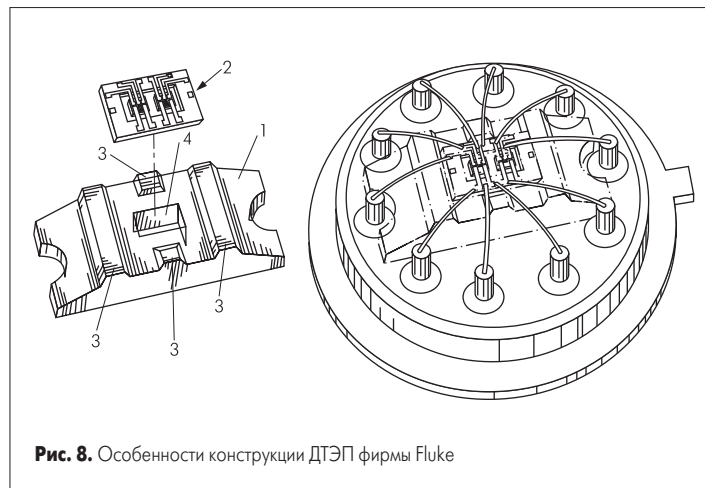


Рис. 8. Особенности конструкции ДТЭП фирмы Fluke

Таблица 3. Конструктивные особенности полупроводниковых ДТЭП

Наименование ДТЭП	Размеры одного кристалла (ТЭБ), мкм	Тип резистора	Теплопроводящие проводники
BB4130 (Burr-Brown)	600×600×150	полупроводниковый	алюминий
РБПН001 (МНИПИ)	650×750×150	тонкопленочный	алюминий, Ø27 мкм
489377 (Fluke)	370×400×75	тонкопленочный	нержавеющая сталь

а воздушный зазор обеспечивает максимальную теплоизоляцию между кристаллами и между кристаллами и полупроводниковой рамкой.

Фирмой Fluke был модернизирован технологический процесс изготовления кристаллов и конструкция корпуса.

- Для получения воздушного зазора толщина полупроводниковой пластины со сформированными элементами вначале уменьшается от стандартной величины 380–460 мкм до 75 мкм, а потом проводится анизотропное травление. Преимуществом такого способа является то, что каждый ТЭБ не содержит относительно больших контактных площадок (они расположены на рамке), имеет минимальную площадь, толщину и, следовательно, малый теплорассеивающий объем (см. табл. 3). Это особенно важно, поскольку теплопроводность кремния значительно больше, чем теплопроводность воздуха и наиболее распространенных изолирующих подложек из ситалла, поликора, текстолита. С другой стороны, при травлении изолируются два кристалла, расположенные максимально близко друг от друга на полупроводниковой подложке. Идентичность электрических и тепловых параметров кристаллов ТЭБ в этом случае максимальна.
- Для уменьшения емкостного взаимодействия между тонкопленочным нагревательным резистором и транзистором вывод резистора, соединяемый с землей, выполнен в виде экранирующего полукольца (6 на рис. 7), размещенного между нагревательным резистором и транзистором. Так как база температуростойкого транзистора обычно соединяется

с землей, то между эмиттерным переходом и нагревательным элементом расположены две заземленные экранирующие области.

- Для удержания кристаллов в воздухе используются двухслойные межсоединения: нижний адгезионный слой — хром, титан или нихром, который одновременно применяется для формирования нагревательного элемента, верхний слой — материал с хорошей электропроводностью и плохой теплопроводностью, например 304 нержавеющая сталь. Удельная теплопроводность таких межсоединений меньше, чем традиционно используемых при разварке кремниевых кристаллов алюминия и золота. Кроме того, поперечное сечение межсоединений значительно меньше, чем минимально возможное для алюминиевой проволоки диаметром 27 мкм или золотой проволоки диаметром 15 мкм, поэтому теплоотвод от кристаллов по межсоединениям пренебрежимо мал.
 - При сборке в корпус ТЭП размещают на теплоизолирующей керамической мезаструктуре 1 (рис. 8) так, что только полупроводниковая рамка 2 контактирует с керамикой, причем не по всему периметру, а в минимально возможных точках 3. В мезаструктуре под кристаллами выполнено отверстие 4, чтобы исключить соприкосновение кристаллов с керамикой и ухудшить отвод тепла от ТЭБ.
- Все принятые меры обеспечили рекордно высокое тепловое сопротивление $\theta > 8400$ °C/Вт и недостижимый в других конструкциях коэффициент преобразования $K_{pV} > 16,0$ мВ/мВт, однако большое количество уникальных технологических операций, не применяемых ни-

где, за исключением ДТЭП, делают их производство чрезмерно дорогим.

ТЭП BB4130/BB4131 фирмы Burr-Brown [14, 15] и ДТЭП1 (НИИПИ «Кварц», РФ) [4] имеют одинаковую электрическую схему, показанную на рис. 9, близкие значения коэффициентов преобразования и сопротивлений нагревательных резисторов, но отличаются по частотным свойствам. Оба ТЭП содержат теплоизолирующую подложку, на которой расположены два полупроводниковых кристалла. Каждый кристалл включает p-n-p-транзистор и окружающий его нагревательный полупроводниковый резистор. В ИС BB4130/BB4131 нагревательный резистор выполнен из области p-типа, расположенной в изолированной области n-типа с отдельным контактом IS. Для обеспечения изоляции на вывод IS подают напряжение, превышающее напряжение на выводах резистора при любом режиме работы. Эквивалентная электрическая схема одного ТЭБ приведена на рис. 10а. Кристаллы изготовлены по стандартной биполярной технологии с одной дополнительной технологической операцией уменьшения толщины полупроводниковой пластины. Паразитная емкость полупроводникового резистора может быть значительно уменьшена при подаче на вывод IS максимального возможного положительного напряжения, ограниченного только напряжением пробоя V_{BR} перехода p-резистор — n-изолирующий карман, ориентировочно $V_{BR} > 30$ В. Для уменьшения теплоотвода в кристаллах исключены проводники, соединяющие полупроводниковую подложку с отдельным выводом корпуса. Подложка каждого кристалла соединена с эмиттером соответствующего транзистора, что обеспечивает электрическую изоляцию n-кармана от коллектора, если на эмиттере p-n-p-транзистора наиболее низкое напряжение.

Основным конструктивным недостатком BB4130/BB4131 является использование для

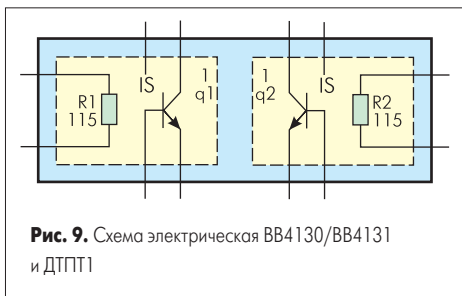


Рис. 9. Схема электрическая BB4130/BB4131 и ДТЭП1

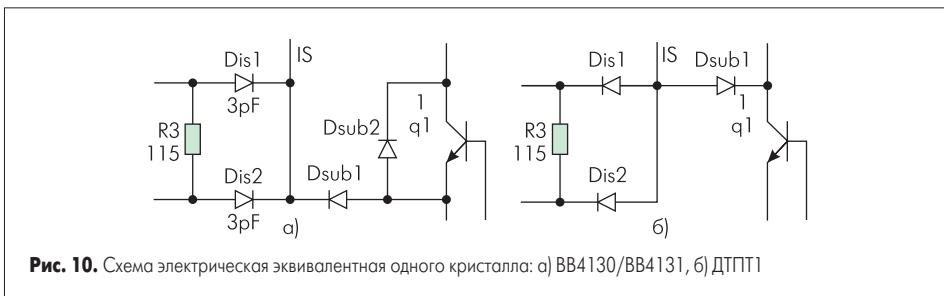


Рис. 10. Схема электрическая эквивалентная одного кристалла: а) BB4130/BB4131, б) ДТЭП1

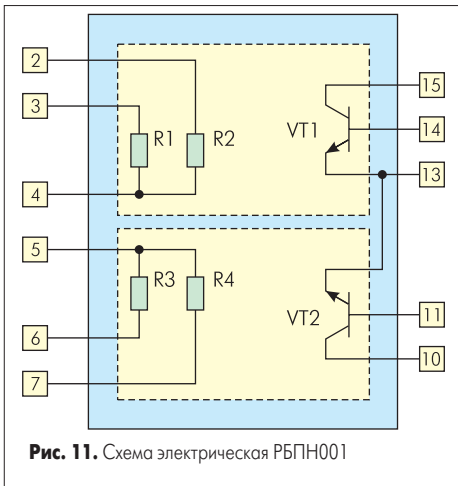


Рис. 11. Схема электрическая РБПН001

формирования нагревательного резистора полупроводниковой области р-типа. Для кремниевых ИС максимально возможная концентрация примеси в области р-типа меньше, чем для области n-типа, поэтому низкоомный нагревательный р-резистор имеет большую ширину и, следовательно, большую паразитную емкость. Кроме того, ТКС р-резистора больше, чем n+ резистора [9], что приводит к дополнительной нелинейности.

При разработке ДТЭП1 попытались уменьшить ТКС резистора и максимально упростить технологический процесс изготовления кристаллов, перейдя на так называемую «двухдиффузионную планарную технологию». В этой конструкции ТЭБ коллектором является эпитаксиальная пленка n-типа, расположенная на высоколегированной подложке n+ типа. Нагревательный резистор выполнен на области n+ эмиттера, а изолирующий карман — на области р-базы n-р-п-транзистора [4]. Эквивалентная электрическая схема кристалла приведена на рис. 10б. Преимуществом конструкции является низкий ТКС нагревательного резистора. Однако нагревательный резистор выполнен на сильно легированных областях n+ эмиттера и р-базы n-р-п-транзистора и имеет большую удельную емкость, а ее уменьшение за счет обратного смещения ограничено малым пробивным напряжением резистора — изолирующий карман, равным напряжению пробоя эмиттерного перехода n-р-п $V_{BR}=(6-12)$ В, поэтому нагревательный резистор имеет плохие частотные свойства.

В микросборке РБПН001 (ОАО «МНИПИ» [19], РБ) каждый ТЭБ имеет два нагревательных резистора (рис. 11). Резисторы при необходимости можно соединить параллельно — для увеличения амплитуды выходного сигнала при неизменном входном сигнале либо последовательно — для увеличения входного сопротивления и ослабления требований к усилителю, находящемуся перед ДТЭП, который должен обеспечивать высокую скорость нарастания, большую амплитуду выходного напряжения при предельно малых нелинейных искажениях.

Особое внимание при разработке микросборки уделялось увеличению K_{PV} и идентичности параметров [17], для чего:

- в топологии биполярного транзистора и нагревательного резистора были применены технические решения, разработанные ранее для входных каскадов прецизионных ОУ;

- максимально уменьшено (до 5 мкм) расстояние между нагревательным резистором и датчиком температуры — эмиттерным переходом n-р-п транзистора;
- значительно уменьшен отвод тепла от элементов ТЭБ за счет выбора материала теплоизолирующей подложки, минимизации площади и толщины кристаллов до размеров $650 \times 750 \times 150$ мкм, уменьшения длины и диаметра проводников, соединяющих контактные площадки кристалла и траверсы корпуса.

Известно, что характеристики нагревательного резистора — нелинейность ВАХ, ТКС — значительно влияют на параметры ДТЭП, а паразитная емкость нагревательного резистора, в основном, определяет высокочастотные свойства ТЭП.

Нелинейность ВАХ полупроводникового резистора, расположенного в изолирующем кармане, вызвана изменяющейся разностью потенциалов между выводами резистора и карманом, приводящей к изменению толщины области пространственного заряда (ОПЗ) n-р перехода резистор — карман. Часть ОПЗ распространяется в область резистора, модулирует его токопроводящую толщину и, следовательно, сопротивление.

Обычно для уменьшения нелинейности полупроводникового резистора увеличивают концентрацию примеси в его токопроводящей области, что одновременно уменьшает ТКС.

Применение этих способов в ТЭП невозможно из-за того, что при увеличении концентрации примеси уменьшается пробивное напряжение изолирующего n-р перехода и становится невозможным обрабатывать сигналы с большим коэффициентом амплитуды.

При разработке микросборки РБПН001 опробовались разные конструкции нагревательного резистора: тонкопленочная на основе низкоомного поликристаллического кремния (ПКК), полупроводниковая из параллельно соединенных областей n+ эмиттера и р-базы и из отдельной области n+ эмиттера. Экспериментальные исследования выявили, что: ПКК-резистор имеет наименьшую нелинейность ВАХ, ТКС в диапазоне температур $-60 \dots +60$ °С ПКК-резистора (0,04–0,08 %/°С) меньше, чем n+ полупроводникового (0,14–0,18 %/°С). Так как паразитная емкость ПКК-резистора также меньше, чем полупроводникового, то именно ПКК-резистор был применен в окончательной конструкции микросборки РБПН001.

Эквивалентная схема одного термоэлектрического блока с учетом влияния корпуса приведена на рис. 12 для нулевого смещения всех выводов, при котором паразитные емкости максимальны, а основные параметры микросборки РБПН001 — в таблице 4.

Применение микросборки РБПН001 в макетном образце ПСКЗ позволило получить погрешность преобразования синусоидального сигнала с частотой 1 МГц менее 0,5%, а для частоты 100 МГц — 1,5%. В большей степени погрешность преобразования высокочастотного сигнала объясняется недостаточной проработкой конструкции печатной платы, а также погрешностью задания входного сигнала при-

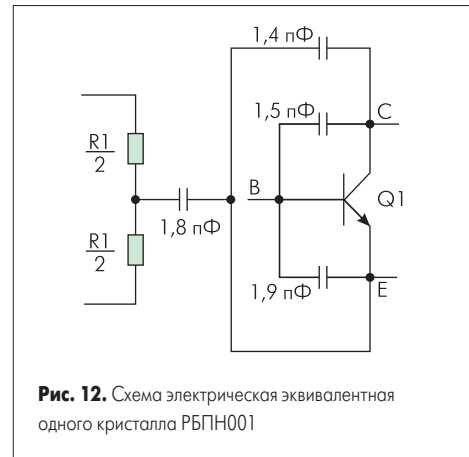


Рис. 12. Схема электрическая эквивалентная одного кристалла РБПН001

Таблица 4. Основные параметры микросборки РБПН001 при температуре 25 ± 10 °С

Наименование параметра	Норма
Сопротивление резистора, Ом	350 ± 20 %
Отношение сопротивлений резисторов	0,99–1,01
Максимальный постоянный ток через резистор, мА	15,0
Паразитная емкость резистора при $U = 0$ В, пФ	<2,0
Статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером n-р-п-транзистора при $U_{CB} = 1$ В, $I_E = 100$ мкА	>100
Пробивное напряжение коллектор — эмиттер, В	>15,0
Пробивное напряжение коллектор — база, В	>20,0
Модуль коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером n-р-п-транзистора при $U_{CB} = 1$ В, $I_E = 100$ мкА, $f = 100$ МГц	>0,5
Емкость коллектор-база при $U_{CB} = 0$ В, пФ	<2,0
Напряжение смещения дифференциального каскада на n-р-п транзисторах при $U_{CB} = (1,5 \pm 1)$ В, $I_E = 20$ мкА, мВ	<1,0
Коэффициент преобразования, мВ/мВт	2,5–3,0

бором Wavetek Model 9500, который для более точных измерений необходимо калибровать общепринятыми стандартами с помощью вакуумных термоэлементов.

Литература

1. Дворников О. Микроэлектронные преобразователи переменного напряжения в постоянное по уровню среднеквадратического значения. Часть 1. Преобразователи с экспоненциально-логарифмической обратной связью // Компоненты и технологии. 2004. № 9.
2. Дворников О. Микроэлектронные преобразователи переменного напряжения в постоянное по уровню среднеквадратического значения. Часть 2. Преобразователи на аналоговых умножителях напряжения // Компоненты и технологии. 2005. № 1.
3. Katzmann F.L. Recent Improvements to an Automated Precision Wide-Band AC-DC Transfer Standard // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 1987. Vol. IM-36, N 2.
4. Грязнов М. И., Гуревич М. Л., Рябинин Ю. А. Измерение параметров импульсов. М.: Радио и связь. 1991.
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. Гуревич М. Л., Кудрявцев О. А., Русейкин П. Н., Рогов В. В., Гусаров В. А. Применение микроэлектронных термопреобразователей в широкополосных вольтметрах // Техника средств связи. Сер. РТ. 1985. Вып. 1.
7. Гуревич М. Л., Кудрявцев О. А., Муравьев Б. Д., Русейкин П. Н. Автоматизированный прибор для точного измерения широкополосных напряжений // Техника средств связи. Сер. РТ. 1979. Вып. 7.
8. Арчаков А. А., Вельдер Д. Р., Григоришин И. Л. и др. Дифференциальный пленочный термоэлектрический преобразователь для измерительной техники // Техника средств связи. Сер. РТ. 1983. Вып. 5.
9. Зайцев Ю. В., Громов В. С., Григораш Т. С. Полупроводниковые термоэлектрические преобразователи. М.: Радио и связь. 1985.
10. LT1088. Wideband RMS-DC Converter Building Block. Linear technology.
11. Williams J. A monolithic IC for 100 MHz RMS-DC conversion. Linear technology Application Note 22.
12. Goyal R., Brodie B. T. Recent Advances in Precision AC Measurements // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 1984. Vol. IM-33, N 3.
13. Koerner H. Root mean square measuring circuit. Патент США №3668428 от 06.07.1972.
14. W. E. Ott. A new technique of thermal RMS measurement // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 1974. Vol. 9.
15. Отт. Интегральный термопреобразователь для измерений на переменном токе // Электроника. 1975. № 2.
16. Stott H. L. A Multirange Standard for AC/DC Difference Measurements // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 1986. Vol. IM-35, N 4.
17. Дворников О. В. Полупроводниковый дифференциальный термоэлектрический преобразователь // Chip News. 2004. № 8.
18. Chapel R. W., Gurol M. Thermally isolated monolithic semiconductor die. Патент США № 4.257.061 от 17.03.1981.
19. www.mnipi.by.