

УДК 615.47

С.А. Найда, Е.С. Дрозденко

Национальный технический университет Украины
"Киевский политехнический институт", Киев

МОДИФИЦИРОВАННАЯ СХЕМА НУЛЕВОГО МОДУЛЯЦИОННОГО МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ГЛУБИННОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ

Проведен обзор схем перемножителей напряжений, основанных на полупроводниковых элементах и с использованием интегральных микросхем. Обоснован выбор перемножителя, который может быть использован при построении блока синхронного детектора в акустотермометре, реализующем нулевой модуляционный метод измерения слабых шумовых сигналов на фоне интенсивных шумов приемника. Рассчитана пороговая чувствительность акустотермометра для выбранного типа синхронного детектора.

Ключевые слова: нулевой модуляционный метод, глубинная температура, перемножитель напряжений, синхронный детектор, модуляционный акустотермометр, дифференциальный усилитель, операционный усилитель.

Введение

На сегодняшний день актуальным направлением в ранней медицинской диагностике является построение пассивного изображения человеческого тела, позволяющего получить общие закономерности в исследуемом организме и сделать выводы о его функциональном состоянии. Одним из методов, позволяющим получить подобного рода изображение, является акустотермометрия.

Возможность восстановления пространственного распределения температуры в глубине биологического объекта, в том числе и теле человека, по его тепловому акустическому излучению послужила стимулом для появления новых исследовательских направлений в термографии [1]. Так, для получения внутренней температуры были предложены мультиспектральное [2] и многолучевое [3] зондирование с помощью плоских пьезоэлектрических приемников с использованием нулевого модуляционного метода измерения слабых шумовых сигналов на фоне интенсивных шумов приёмника.

Электрические схемы для вышеуказанных методов не анализировались, а чувствительность соответствующих акустотермометров (АТ) оказалась значительно ниже теоретической, даже в простейшем случае измерения температуры на поверхности тела [4, 5]. Под чувствительностью в данном случае подразумевалась минимальная регистрируемая разность температур, которая для биологических объектов не должна превышать 1°C (0,3 % от абсолютной температуры тела человека).

В работах [6, 7] был проведен общий анализ схемы АТ, реализующей нулевой модуляционный метод (рис. 1) и сформулированы требования, предъявляемые к ее блокам, выполнение которых позволит увеличить точность определения темпера-

туры до значения, определяемого пороговой для объекта флуктуационной точностью.

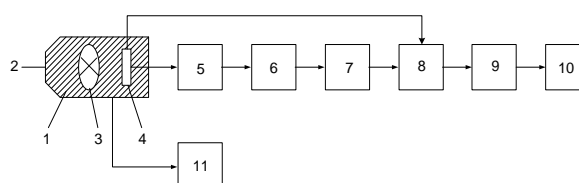


Рис. 1. Структурная схема модуляционного АТ

АТ через блок модулятора 1, заполненный водой, с акустически прозрачным окном 2 вводится в соприкосновение с объектом измерения, например, с кожей пациента. Шумовой акустический сигнал из тела пациента модулируется обтюратором 3 и поступает на пьезопреобразователь (ПП) 4.

Обтюратор периодически перекрывает тепловое акустическое излучение от объекта. Когда модулятор, вращаемый электродвигателем, открыт, на ПП поступает излучение от исследуемого объекта, когда закрыт – идет шумовой акустический сигнал из воды, заполняющей модулятор (этот сигнал является эталонным). С выхода ПП сигнал через согласующий трансформатор 5 подается на широкополосный высокочастотный усилитель (УВЧ) 6, детектируется квадратичным детектором (КД) 7 и выделяется с помощью синхронного детектора (СД) 8, на который подается опорное напряжение с модулятора. Напряжение с выхода СД, пропорциональное разности абсолютных температур тела и модулятора, усредняется с помощью фильтра низких частот (ФНЧ) 9 и поступает на регистрирующее устройство 10. Температуру модулятора измеряет схема 11. Постоянная составляющая с выхода ФНЧ регистрируется самописцем ПДП-4 с внешней временной развёрткой.

Работы [7 – 10] были посвящены преобразованию и совершенствованию составных частей схемы модуляционного АТ. В частности, в [7, 8] был предложен вариант фокусируемого АТ с плосковогнутой эллиптической линзой и четвертьволновыми согласующими слоями, позволяющего получить значения абсолютной температуры одночастотным одноканальным методом и значительно повысить точность измерений. В [9] проанализирована зависимость точности измерения глубинной температуры модуляционным АТ, от вида детектирования шумового сигнала, выполняемого блоком 7 структурной схемы. Показано, что наилучшая точность наблюдается в случае применения двухполупериодного амплитудного детектора. В [10] была теоретически обоснована схема фокусируемого АТ в сочетании с электронной коммутацией ПП и с применением шумового эталона, что позволяет не только ограничиться односпектральным и однолучевым зондированием, но и измерять температуру в реальном масштабе времени. Одним из следующих этапов модификации схемы нулевого модуляционного метода является изменение схемы СД (блок 8 структурной схемы) с целью повышения уровня его балансности. О необходимости такого рода совершенствования было сказано в работах [6, 9].

Основным элементом СД является перемножитель. Перемножители напряжений представляют собой широкий класс схем, встречающихся в корреляционных анализаторах, в радиоэлектронике, измерительной, звуковой и вычислительной технике. Они весьма разнообразны и уже рассматривались в обзорах [11 – 13] схем ламповой электроники. С тех пор на смену ламповой электронике пришла полупроводниковая и электроника микросхем. Поэтому представляет интерес хотя бы кратко рассмотреть современные схемы перемножителей, возможные области их применения, выбрать наиболее приемлемый вариант для использования в АТ, а также определить влияние СД на чувствительность АТ. Указанные задачи являются целью данной работы.

Перемножители представляют собой устройства, с помощью которых осуществляется математическая операция умножения двух сигналов. Все схемы перемножения напряжений можно разделить на две группы: схемы непрямого (косвенного) и прямого действия.

Схемы непрямого (косвенного) умножения

Схемы непрямого умножения, являющиеся устройствами с нелинейными преобразователями, выполняют операции умножения в результате использования алгебраических или трансцендентных функциональных зависимостей. Наиболее широко известны перемножители на компонентах с параболическими

(квадратичными характеристиками), основанные на использовании математической зависимости

$$U_1 \cdot U_2 = \frac{1}{4} [(U_1 + U_2)^2 - (U_1 - U_2)^2]. \quad (1)$$

В радиотехнике такие устройства составляют основу балансных и кольцевых балансных схем на полупроводниковых диодах (рис. 2), применяемых для преобразования частоты (смесители и модуляторы).

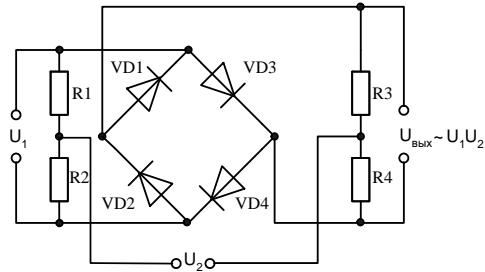


Рис. 2. Кольцевая балансная схема

Степень подавления входных сигналов на выходе определяется уровнем балансности (симметричности) схемы. Численно балансность выражается как отношение остаточного напряжения на выходе балансной схемы к величине входного напряжения и характеризует развязку смесителя или модулятора по отношению к входным сигналам.

Баланс схемы достигается тщательным подбором сопротивлений резисторов R1–R4 (R1= R2 и R3 = R4), а также одинаковых диодов, особенно в парах VD1-VD4, VD2-VD3.

В смесителях радиоприемников сопротивления R3-R4 обычно заменяют обмоткой трансформатора со средней точкой, вторичная обмотка которого вместе с емкостью образует контур, настроенный на промежуточную частоту. Для таких схем выпускаются специально подобранные пары диодов. В качестве последних желательно использовать высокочастотные кремниевые диоды, обладающие большим отношением обратного и прямого сопротивлений и малой емкости р-п-перехода, а также диоды с барьером Шоттки, характеризующиеся, кроме того, малым уровнем шумов [14].

Зависимость (1) реализуется и в схеме, приведенной на рис. 3.

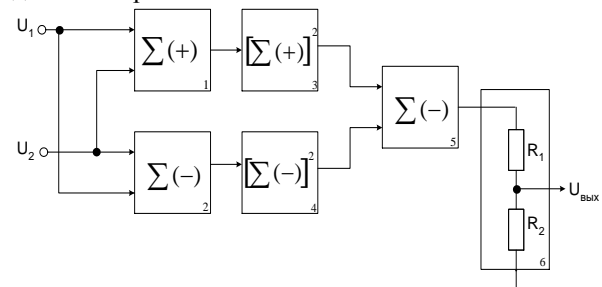


Рис. 3. Структурная схема перемножителя: 1,2 – схемы суммирования и вычитания; 3,4 – схемы возведения в квадрат; 5 – схема вычитания квадратов; 6 – делитель напряжения

Суммирование и вычитание в такой схеме выполняется на операционных усилителях (ОУ), а квадрирование – на полевых транзисторах, причем работающих с одинаковой постоянной составляющей, которая в блоке 5 взаимокompенсруется. Следует заметить, что наличие в этой схеме ОУ ограничивает полосу пропускания частотой единичного усиления, которая обычно принимает значение порядка 100 кГц.

Преимущество таких перемножителей – в широкой полосе рабочих частот и небольших частотных погрешностях. Недостатками их являются: сложность и большая стоимость; колебательный характер относительной погрешности; влияние на погрешность перемножителя температурных дрейфов нуля его функциональных узлов [15].

Схемы прямого умножения

Схемы прямого умножения представляют собой линейные системы с переменным параметром и работают согласно алгоритму

$$Z = XY.$$

Такого рода системы основаны преимущественно на использовании управления коэффициентом передачи четырехполюсника. На вход последнего подается напряжение сомножителя X , а коэффициент передачи изменяется пропорционально напряжению сомножителя Y .

Примером вышеуказанной схемы может служить смеситель частоты на двухзатворном полевом транзисторе (ПТ) [14] (рис. 4).

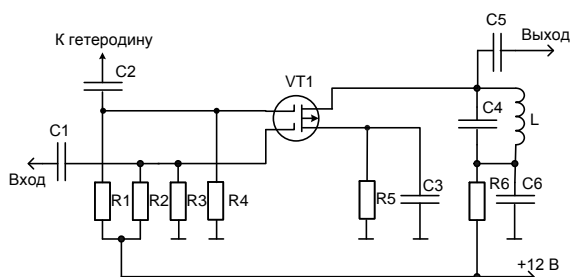


Рис. 4. Схема смесителя частоты на двухзатворном ПТ

Напряжение смещения на затворе, к которому подводится напряжение гетеродина, выбирается равным примерно половине напряжения отсечки. Амплитуда напряжения гетеродина не должна превышать напряжения смещения (обычно принимает значение от 1,5 до 2,5В). Напряжение смещения на затворе, к которому подводится сигнал, выбирается значительно меньше напряжения отсечки (большой ток покоя). Переменным параметром здесь является крутизна стоко-затворной характеристики транзистора, которая управляется напряжением гетеродина. Напряжение промежуточной частоты выделяется с помощью колебательного контура и конденсатора C5.

Если на оба затвора подаются напряжения одной частоты, но разной амплитуды и фазы, как в случае высокочастотного вольтметра или коррело-

метра, то для выделения постоянной составляющей, пропорциональной мощности, необходимо добавить балансное плечо на таком же транзисторе.

Также к схемам прямого умножения относится схема смесителя частоты на основе ПТ с изолированным затвором обедненного типа с n-каналом, работающим в пассивном режиме и по переменному току включенный в цепь с обратной связью транзистора VT1 (рис. 5).

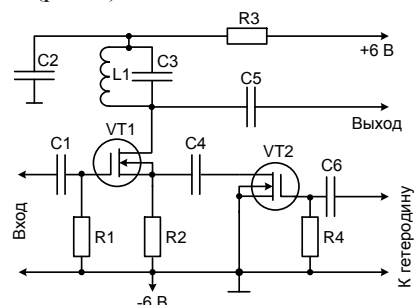


Рис. 5. Схема смесителя частоты на ПТ с изолированным затвором

Сопротивление канала изменяется с частотой гетеродина. При этом изменяется глубина обратной связи и, следовательно, крутизна характеристики прямой передачи транзистора VT1. Крутизна преобразования при напряжении гетеродина 1 В частотой 500 кГц составляет 2,5 мА/В, частотой 28 МГц – 1,2 мА/В. Максимальное напряжение входного сигнала 0,9 В. Рассмотренная схема отличается низким уровнем шумов и хорошим подавлением колебаний гетеродина на выходе. Приемник с таким смесителем может иметь высокую чувствительность (порядка сотых долей микровольта при входном сопротивлении 50 Ом) [14].

К классу перемножителей относятся также усилители и аттенуаторы, управляемые постоянным напряжением [16]. Они обычно реализуются в виде перемножителей крутизны или их вариантов. Основу перемножителя образует дифференциальный усилитель (ДУ) (рис. 6), у которого крутизна одного из транзисторов изменяется путем изменения тока покоя коллектора, т.е. ток коллектора является управляющим параметром.

Источник постоянного тока на транзисторе VT3 моделируется напряжением сигнала $U_{\text{сигн}}$, а управляющее напряжение $U_{\text{упр}}$ распределяет ток на дифференциальном входе.

Недостаток такой системы состоит в том, что она требует внешних элементов, сложной настройки, имеет небольшой динамический диапазон (около 70дБ), невысокую линейность передаточной функции, а также нестабильность при больших коэффициентах ослабления.

Высококачественный управляемый усилитель (аттенуатор) на семи интегральных микросхемах [16] имеет сдвоенный ДУ, на вход которого подаются, а с выхода снимаются симметричные сигналы. Пределы регулирования 95 дБ, отношение сиг-

нал/шум около 95 дБ, коэффициент нелинейных искажений меньше 1%. Поскольку операционные усилители (интегральные микросхемы) имеют диапазон частот, не превышающий сотни кГц, для более высоких частот такие умножители не подходят.

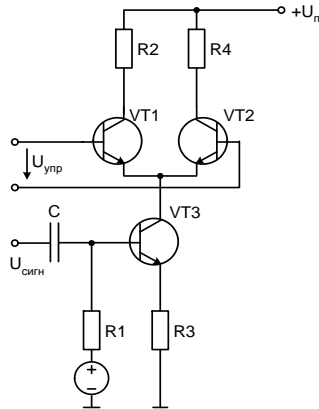


Рис. 6. Схема ДУ

Промышленные ДУ зарубежного производства выпускаются в виде интегральных микросхем. Они, как правило, намного сложнее и имеют лучший коэффициент ослабления синфазного сигнала, чем основные двухтранзисторные схемы [17].

На рис. 7 представлена принципиальная электрическая схема ДУ СА 3000 компании RCA. От схемы умножителя, приведенного на рис. 6, она отличается тем, что:

- 1) на входе имеются так называемые пары Дарлингтона транзисторов VT1, VT2 и VT3, VT4, что позволяет использовать ДУ в линейном режиме;
- 2) имеется дифференциальный вход и выход.

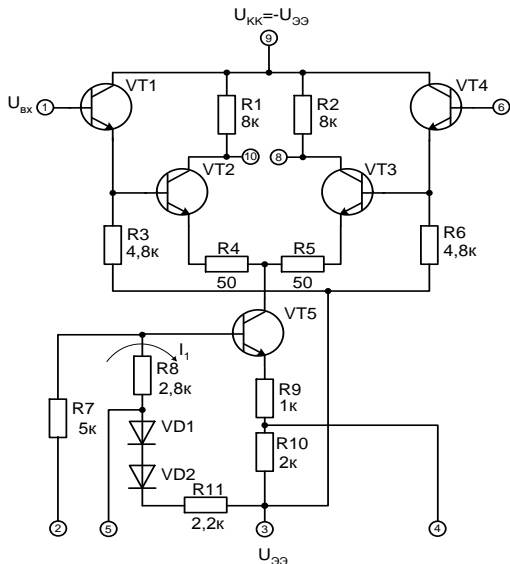


Рис. 7. Схема ДУ СА 3000

Определим постоянные напряжения в схеме ДУ СА 3000, при условии, что выводы 1, 2 и 6 заземлены, а 4 и 5 – разомкнуты, $U_{ЭЭ} = -6В$, $U_{КК} = 6В$.

В цепи R7, R8, VD1, VD2, R11, для которой

суммарное сопротивление и падение напряжения на диодах равны соответственно:

$$R_{\Sigma} = R11 + R8 + R7 = (2,2 + 2,8 + 5) \cdot 10^3 = 10кОм,$$

$$U_{VD1} = U_{VD2} = 0,7В,$$

протекает ток:

$$I_1 = (-U_{ЭЭ} - 2U_{VD1}) / R_{\Sigma} =$$

$$= (6 - 1,4) / 10 \cdot 10^3 = 0,46 мА.$$

Напряжения на базе и эмиттере транзистора VT5, являющегося в данной схеме источником тока:

$$U_{БVT5} = -I_1 R7 = -0,46 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = -2,3В;$$

$$U_{ЭVT5} = U_{БVT5} - U_{Б-ЭVT5} = -2,3 - 0,7 = -3В.$$

Ток

$$I_{ЭVT5} = -U_{ЭVT5} / (R9 + R10) = 3 / (1 + 2) \cdot 10^3 = 1 мА.$$

Предполагая, что ток делится поровну,

$$U_{КVT2} = U_{КVT3} = U_{КК} - I_{КVT2} R1 =$$

$$= 6 - (0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 8 \cdot 10^3) = 2В.$$

Напряжение на коллекторе VT5:

$$U_{КVT5} = U_{БХ} - 2U_{Б-ЭVT2} - I_{КVT2} R4 =$$

$$= 0 - 1,4 - 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 50 \approx -1,4В.$$

Таким образом,

$$U_{КVT5} = -1,4В > U_{БVT5} = -2,3В,$$

т.е. транзистор VT5 еще не находится в области насыщения при заданной нагрузке.

VT5 в данной схеме является источником постоянного тока, т.е. схемой, в которой ток через резистор или нагрузку остается постоянным, несмотря на величину нагрузки, и управляется напряжением, подаваемым на базу VT5.

ДУ с управляемым источником постоянного тока обеспечивает его многосторонность. Характеристики различных режимов работы ДУ СА 3000 содержатся в проспекте компании.

Среди возможных применений есть и преобразователь частоты, т.е. умножитель, который может работать с сигналами, имеющими частоту от 0 до 30 МГц (с внешними C и R).

Разновидностью умножителя двух переменных напряжений является фазовый детектор (ФД). При постоянной амплитуде напряжений на входах ФД напряжение на его выходе зависит только от фазовых соотношений между его входными напряжениями. Ламповый вариант ФД использовался для выделения слабых сигналов ядерного резонанса в [18].

ОУ имеют характеристики, подобные характеристикам ДУ, и часто заменяют их в современной электронике. Они просты в использовании, исключают проблему расчета схемы и требуют немного дополнительных пассивных элементов. Регуляторы гармоник и коррекции частотной характеристики (управляемые фильтры) на ОУ используются в звуковой аппаратуре среднего класса качества. Широ-

кого распространения в настоящее время такие регуляторы не имеют.

Интересна схема управляемого умножителя на двух ПТ в пассивном режиме и двух ОУ (рис. 8) [19].

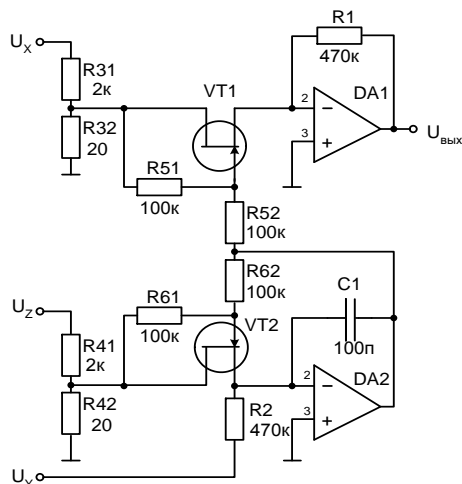


Рис. 8. Схема управляемого умножителя на двух ПТ в пассивном режиме и двух ОУ

Для этой схемы справедливы следующие соотношения:

$$\begin{cases} -10\text{В} \leq U_X \leq +10\text{В}; \\ -10\text{В} \leq U_Y \leq 0\text{В}; \\ 1\text{В} \leq U_Z \leq 10\text{В}; \end{cases} \quad (2)$$

$$U_{\Pi} = +12 \div 15\text{В};$$

$$-U_{\Pi} = -12 \div -15\text{В};$$

$$U_{\text{вых}} = \frac{R1 R32 (R41 + R42)}{R2 R42 (R31 + R32)} \frac{U_X U_Y}{U_Z}. \quad (3)$$

Поскольку

$$R31 = R41, R32 = R42, R1 = R2,$$

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_X U_Y}{U_Z}. \quad (4)$$

Из выражений (2) – (4) видно, что при $U_X = 10\text{В}; U_Y = -1\text{В}; U_Z = +1\text{В};$

$$U_{\text{вых}} = 10\text{В}.$$

Поскольку на входе VT1 напряжение U_X делится в $2\text{кОм}/20\text{Ом} = 100$ раз, то коэффициент усиления ОУ DA1 должен равняться 100. Следовательно, сопротивление между стоком ПТ и точкой 2 равно $470\text{кОм}/100 = 4,7\text{кОм}$, а через транзистор VT1 течет ток $I_{C-I} = 0,1\text{В}/4,7\text{кОм} \approx 21,3\text{мкА}$.

Следует отметить, что в соотношении (3) параметры ПТ не входят. Полоса рабочих частот определяется типом ОУ (DA1, DA2). Если частота единичного усиления равна f_1 , то $f_{\text{гр}} = f_1 / K_{\text{ус}}$.

При напряжениях сток-исток U_{C-I} , меньших напряжения в точке излома характеристики $I_{C-I}(U_{C-I})$, ПТ ведет себя как нелинейный резистор, сопротивление которого r_{C-I} можно изменять, варьируя напряжение U_{3-I} [13]:

$$r_{C-I} = \frac{U_{\text{отс}}^2}{2I_{\text{нас}} (U_{3-I} - U_{C-I} - U_{\text{отс}})} \approx \frac{U_{\text{отс}}^2}{2I_{\text{нас}} |U_{3-I} - U_{\text{отс}}|}. \quad (5)$$

Из выражения (5) видно, что сопротивление r_{C-I} для случая $U_{3-I} = 0$ принимает минимальное значение, равное

$$r_{C-I0} = \frac{U_{\text{отс}}}{2I_{\text{нас}}} = 50\text{Ом} \div 1\text{кОм}.$$

В МДП-транзисторах со встроенным каналом проводящий канал образуется при напряжении на затворе, равном нулю. Током стока можно управлять, изменяя значение и полярные напряжения между затвором и истоком. МДП-транзистор со встроенным каналом может работать как в режиме обогащения, так и в режиме обеднения канала основными носителями заряда. Эта особенность используется в схеме переумножителя, представленной на рис. 4.

Выводы

Для увеличения отношения модуляционной составляющей к тепловым флуктуациям напряжения на выходе инерционного детектора используем преобразователь сопротивления универсального цифрового вольтметра В7-27, который работает по следующему принципу. Импульсный генератор тока с частотой повторения 25 Гц, синхронизированный частотой питающей сети 50 Гц, работает на измеряемое сопротивление R_x . Импульсы отрицательной полярности падения напряжения на нём усиливаются усилителем переменного тока и преобразуются в постоянное напряжение СД и фильтром (ёмкостью С). Постоянное выходное напряжение, пропорциональное R_x , через усилитель постоянного тока поступает на вход АЦП, с которого – на цифровой индикатор и на разъём для внешнего регистрирующего устройства.

Вольтметр обеспечивает измерение R_x на предел 1 Ом в диапазоне от 0,001 Ом. При этом максимальный ток через R_x не превышает 10 мА. Таким образом, минимальное значение амплитуды импульса на входе, равно $10^{-3} \cdot 10^{-2} = 10\text{мкВ}$, т.е. значительно меньше 360 мкВ на выходе УВЧ.

Для работы в схеме акустотермометра генератор тока отсоединён от клемм, к которым подключается резистор R_x , а на них подаётся напряжение с выхода амплитудного детектора. Напряжение с устройства запуска, подаваемое в приборе на СД, параллельно выведено на электронный коммутатор.

Следует отметить, что наряду с импульсами переменного напряжения с частотой модуляции в режиме работы преобразователя в акустотермометре на его вход поступают НЧ флуктуации напряжения. Их амплитуда определяется выражением:

$$\delta \cdot \bar{U} = U_{\text{вых}} \cdot 2 \sqrt{\frac{2}{\Delta\omega \cdot \tau_{\text{ад}}}} = 10\text{мВ} \gg 0,36\text{мВ}.$$

Для выделения модулированной компоненты на фоне случайных флуктуаций значительно большей средней амплитуды выбран вариант СД в виде фазового детектора с ФНЧ. СД выполнен на двух ПТ, работающих в режиме поочередно размыкаемых ключей, который является частным случаем управляемых резисторов. Их стоки соединены вместе и с выходом УНЧ, а истоки с обкладками конденсатора ФНЧ. Постоянная времени фильтра τ выбирается из условия $\tau \gg 1/f_m = 4 \cdot 10^{-2}$ с для детектирования напряжения с частотой $f_m = 25$ Гц. Взяв её равной 1с (для чего параллельно конденсатору ёмкостью 30мкФ подключён резистор с $R = 32$ кОм), получим для пороговой чувствительности

$$\theta_{\text{пор}} / T = 2 \sqrt{\frac{2}{\Delta \omega \cdot \tau}} = 1,60 \cdot 10^{-3}, \text{ или } \theta_{\text{пор}} = 0,5^\circ \text{С.}$$

Импульсы модулирующего напряжения с частотой 25Гц от устройства запуска блока подаются поочередно на затворы ПТ и СД, и, параллельно в фазе, на затворы ПТ электронного коммутатора. При этом постоянное напряжение на выходе максимальное, а постоянная времени 1 с позволяет наблюдать за изменением температуры в теле в реальном масштабе времени.

Список литературы

1. Godik E.E. *Functional imaging of the human body* / E.E. Godik, Y.V. Gulyaev // *IEEE Engineering in medicine and biology*. – 1991. – Vol. 10, № 4. – P. 21-29.
2. Гуляев Ю.В. О возможностях акустической термографии биологических объектов / [Ю.В. Гуляев, Э.Э. Годик, В.В. Дементенко, В.И. Пасечник, А.А. Рубцов] // *Доклады АН СССР*. – 1985. – Т.183, №6. – С. 1495-1499.
3. Пасечник В.И. Акустическая термография биологических объектов / В.И. Пасечник // *Радиотехника*. – 1991. – №8. – С. 77-80.
4. Миргородский В.И. Зондирование внутренней температуры объектов по их тепловому акустическому излучению / [В.И. Миргородский, В.И. Пасечник, С.В. Пешин, А.А. Рубцов, Э.Э. Годик и др.] // *Доклады АН СССР*. – 1987. – Т.297, №6. – С. 1370-1372.
5. Пасечник В.И. Оценка чувствительности метода акустотермографии / В.И. Пасечник // *Акустический журнал*. – 1990. – Т.36, №4. – С. 718-724.
6. Дидковский В.С. Нулевой модуляционный метод измерения теплового акустического излучения биологических объектов / В.С. Дидковский, С.А. Найда // *Электроника и связь*. – 2000. – Т. 2, № 8. – С. 253-256.
7. Найда С.А. Акустотермометрия жидких объектов с помощью пьезоприемников мегагерцевого диапазона / С.А. Найда // *Техническая диагностика и неразрушающий контроль*. – 2002. – №3. – С. 41-48.
8. Найда С.А. Пьезоприемники теплового акустического излучения для зондирования внутренней температуры объектов / С.А. Найда // *Техническая диагностика и неразрушающий контроль*. – 2003. – №1. – С. 25-29.
9. Дрозденко Е.С. О влиянии детектирования шума на точность измерения температуры акустотермометром / Е.С. Дрозденко, С.А. Найда // *Электроника и связь*. – 2009. – №6. – С. 62-67.
10. Найда С.А. Теоретическое обоснование фокусируемого одночастотного динамического акустотермометра / С.А. Найда, Е.С. Дрозденко // *Электроника и связь*. – 2010. – №2. – С. 234-236.
11. Латенко И.В. Аналоговые множительные устройства / И.В. Латенко. – К.: Гостехиздат УССР, 1963. – 194 с.
12. Прохоров А.М. Физический энциклопедический словарь / А.М. Прохоров. – М.: Сов. энцикл., 1984. – 944 с.
13. Ланге Ф. Корреляционная электроника. Основы и применение корреляционного анализа в современной технике связи, измерений и регулирования / Ф. Ланге. – Л.: Судпромгиз, 1963. – 447 с.
14. Терещук Р.М. Полупроводниковые приёмно-усилительные устройства. Справочник радиолюбителя / Р.М. Терещук, К.М. Терещук, С.А. Седов. – К.: Наукова думка, 1989. – 800 с.
15. Гусев В.Г. Электроника: Учеб. пособие для приборостроит. спец. вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. – М.: Высшая школа, 1991. – 622 с.
16. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике / П. Шкритек. – М.: Мир, 1991. – 445 с.
17. Гринфилд Дж. Транзисторы и линейные ИС. Руководство по анализу и расчету / Дж. Гринфилд. – М.: Мир, 1992. – 560 с.
18. Schuster N.A. The phase detector with high balance stability / N.A. Schuster // *Rev. Sci. Instr.* – 1951. – Vol. 22, № 4. – P. 254.
19. Пейтон А.Дж. Аналоговая электроника на операционных усилителях / А.Дж. Пейтон, В. Воли. – М.: Бином, 1994. – 352 с.

Поступила в редколлегию 14.05.2012

Рецензент: д-р техн. наук, проф. С.М. Порошин, Национальный технический университет «ХПИ», Харьков.

МОДИФІКОВАНА СХЕМА НУЛЬОВОГО МОДУЛЯЦІЙНОГО МЕТОДУ ВИМІРЮВАННЯ ГЛИБИННОЇ ТЕМПЕРАТУРИ

С.А. Найда, К.С. Дрозденко

Проведено огляд різноманітних схем перемножувачів напруг на напівпровідникових елементах та з використанням інтегральних мікросхем. Обґрунтований вибір перемножувача, який може бути використаний при побудові блока синхронного детектора в акустотермометрі, що реалізує нульовий модуляційний метод вимірювання слабких шумових сигналів на фоні інтенсивних шумів приймача. Розрахована гранична чутливість акустотермометра для обраного типу синхронного детектора.

Ключові слова: нульовий модуляційний метод, глибинна температура, перемножувач напруг, синхронний детектор, модуляційний акустотермометр, диференційний підсилювач, операційний підсилювач.

THE MODIFIED SCHEME OF DEEP TEMPERATURE MEASUREMENT ZERO MODULATION METHOD

S.A. Naida, K.S. Drozdenko

The review of voltage multipliers schemes, based on semi-conductor elements and with use of integrated microcircuits is lead. The multiplier which can be used in synchronous detector block construction of the acoustothermometer, realizing zero modulating method of measurement weak noise signals on a background of intensive noise of the receiver choice is proved. Acoustothermometer threshold sensitivity for the chosen type of synchronous detector is calculated

Keywords: zero modulation method, deep temperature, voltage multiplier, synchronous detector, modulation acoustothermometer, differential amplifier, operational amplifier.