

МИКРОВОЛНОВЫЙ ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНЫЙ
НУЛЕВОЙ РАДИОМЕТР L-ДИАПАЗОНА

© 2012 г. А. В. Филатов, А. В. Убайчин, Д. Е. Параев

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

Россия, 634050, Томск, просп. Ленина, 40

Поступила в редакцию 10.05.2011 г.

Рассмотрен принцип построения многоканальных радиометрических систем, основанный на нулевом методе измерений. Описан четырехканальный (четыреприемниковый) микроволновый радиометр дециметрового диапазона длин волн, в котором используются два вида импульсной модуляции — амплитудная и широтная. Рассмотрен процесс его внутренней калибровки по двум эталонам. Радиометр обладает в два раза более высокой флуктуационной чувствительностью, чем одноканальная схема, и большей надежностью.

В [1, 2] рассмотрен двухканальный радиометр, в основу работы которого положена модификация метода нулевого приема [3]. Авторегулирование нулевого баланса в каналах радиометра осуществляется с применением синхронно выполняемых широтной и амплитудной импульсных модуляций. В результате между длительностью управляющего широтно-импульсной модуляцией сигнала и сигналом антенны устанавливается линейная связь и радиометр инвариантен к изменениям коэффициента усиления канальных трактов и постоянной составляющей их собственных шумов.

Многоканальными (многоприемниковыми) схемами решаются задачи повышения чувствительности и динамических свойств радиометров [4]. Если организовать работу измерительных каналов в одной полосе приема параллельно, то чувствительность совокупной системы повышается пропорционально корню квадратному из числа каналов. В другом случае при необходимости выполнить спектральные измерения в реальном масштабе времени каналы функционируют одновременно в различных полосах приема.

На рис. 1 представлена структурная схема многоканального микроволнового радиометра, с которой решается задача повышения флуктуационной чувствительности при работе радиометра в режиме нулевых измерений. Радиометр состоит из антенны A , входного блока, N идентичных измерительных каналов, микроконтроллера. Входной блок содержит направленный ответвитель HO , в котором к сигналу антенны T_a добавляется опорный сигнал $T_{доп}$ из канала подшумливания, состоящего из управляемого источника тока $УИТ$, генератора шума $ГШ$, аттенюатора $Атт$ и высокочастотного ключа $Кл$. В последнем происходит широтно-импульсная модуляция сигнала

генератора шума по поступающему с выхода микроконтроллера управляющему сигналу $t_{шим}$.

С выхода направленного ответвителя сигнал антенны и модулированный сигнал генератора шума проходят на вход высокочастотного селектора BC , в котором данные сигналы подвергаются амплитудно-импульсной модуляции по сигналам $t_{аим}$ микроконтроллера. Выходы BC соединены с входами n ферритовых циркуляторов $Ц$.

Вторые входы циркуляторов нагружены согласованными нагрузками $СН$. Тепловое излучение согласованных нагрузок является вторым опорным сигналом $T_{оп}$. Подогрев согласованных нагрузок осуществляется с помощью локальных термостатов $ЛТ$. Регулировка температуры осуществляется в процессе калибровки радиометра занесением в $ЛТ$ цифровых кодов по интерфейсу с микроконтроллера.

Второй опорный сигнал $T_{доп}$ регулируется двумя способами: изменением тока $УИТ$, протекающего через активную зону полупроводникового $ГШ$, и изменением поглощения в аттенюаторе $Атт$.

Идентичные измерительные каналы состоят из радиометрических приемников с усилением сигналов по высокой и низкой частотам и квадратичным детектированием. После низкочастотной фильтрации в синхронных фильтрах $СФ$ сигналы через схемы исключения постоянной составляющей $СИПС$ поступают на входы аналоговых компараторов $К$, работающих в режиме нуля-органа (вторые входы компараторов соединены с общей точкой схемы радиометра). Следовательно, компараторами определяется полярность напряжения. Выходные сигналы всех измерительных каналов в логических уровнях поступают на n входов микроконтроллера.

Работа радиометра иллюстрируется временными диаграммами на рис. 2. Как было показано

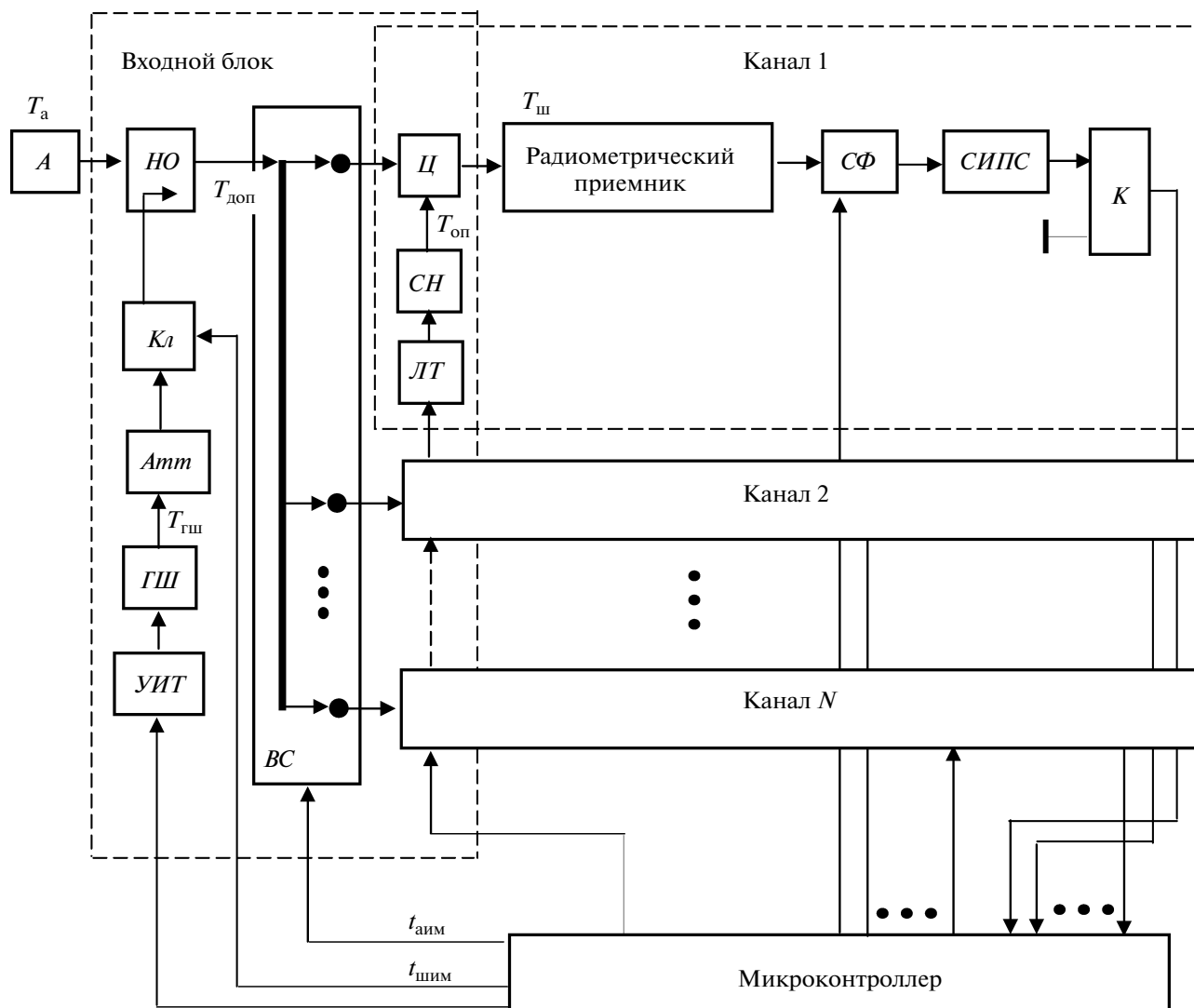


Рис. 1. Структурная схема многоканального радиометра нулевого метода измерений. *A* – антенна; *НО* – направленный ответвитель; *Кл* – в.ч.-ключ; *Атт* – аттенюатор; *ГШ* – генератор шума; *УИТ* – управляемый источник тока; *ВС* – в.ч.-селектор; *Ц* – ферритовый циркулятор; *СН* – согласованная нагрузка; *ЛТ* – локальный термостат; *СФ* – синхронный фильтр; *СИПС* – схема исключения постоянной составляющей; *К* – компаратор.

выше, во входном блоке радиометра синхронно выполняются два вида импульсной модуляции: амплитудная и широтная. Амплитудно-импульсная модуляция сигнала антенны и генератора шума происходит в высокочастотном селекторе по управляющим сигналам $t_{\text{аим}}$ микроконтроллера (рис. 2а). Широтно-импульсная модуляция сигнала генератора шума выполняется в высокочастотном ключе *Кл* по управляющему сигналу $t_{\text{шим}}$ (рис. 2б): к сигналу антенны в направленном ответвителе *НО* добавляется из канала подшумливания опорный сигнал

$$T_{\text{доп}} = [T_{\text{гш}}\alpha + T_0(1 - \alpha)]\beta + T_0(1 - \beta) - T_0, \quad (1)$$

где $T_{\text{гш}}$ – эффективная температура выходного сигнала генератора шума; T_0 – физическая температура платы, на которой установлены *НО* и *Атт*;

β – коэффициент передачи направленного ответвителя; α – коэффициент передачи аттенюатора.

Подключение к антенне каждого из приемных каналов выполняется по принципу временного разделения. В высокочастотном селекторе тракт антенны последовательно подключается на входы каналов, начиная с первого. В любой момент времени подключенным оказывается только один канал на одинаковое для всех каналов время $t_{\text{аим}}$ и в этом промежутке выполняется широтно-импульсная модуляция выбранного канала. Таким образом, период повторения сигнала управления амплитудно-импульсной модуляцией составляет $nt_{\text{аим}}$. В остальное время, когда канал не подключен к антенне, стабильный шумовой сигнал $T_{\text{оп}}$ согласованной нагрузки отражается от закрытого

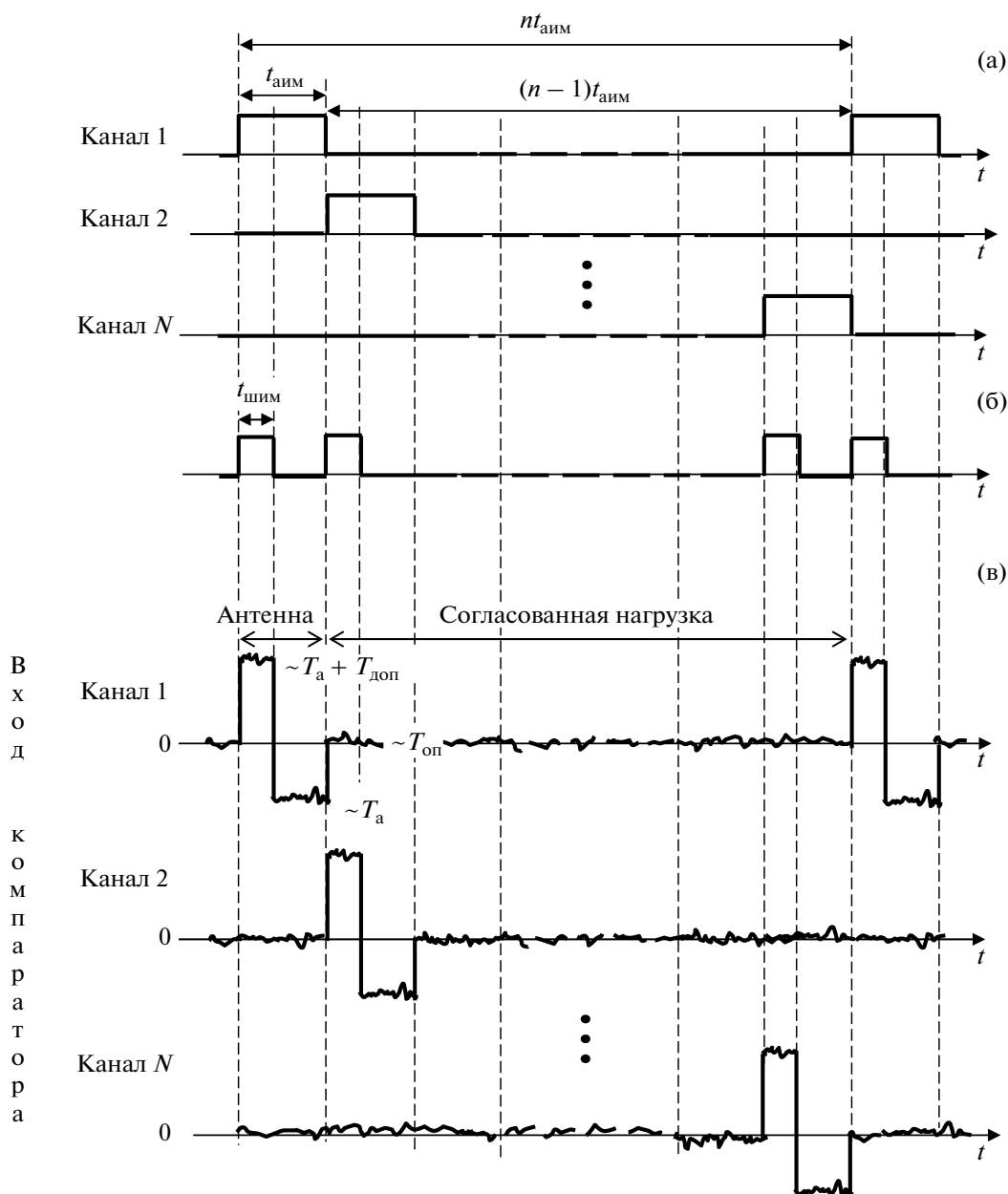


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие принцип функционирования многоканального радиометра.

ключа селектора и через циркулятор поступает на вход приемника. Таким образом, накопление опорного сигнала согласованной нагрузки для каждого канала возрастает в n раз.

Дополнительной широтно-импульсной модуляцией устанавливается нулевой баланс в приемных каналах радиометра, когда минимизировано влияние на точность измерений изменений коэффициентов передачи измерительных трактов каналов и составляющих канальных собственных шумов. Через эту длительность управляющего широтного сигнала $t_{\text{шим}}$ определяется антенный сигнал T_a по следующей формуле [5]:

$$T_a = T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}} (t_{\text{шим}}/t_{\text{аим}}). \quad (2)$$

Значения максимального и минимального сигналов антенны находятся из формулы (2) подстановкой в нее длительностей $t_{\text{шим}}$, равных соответственно нулю и длительности $t_{\text{аим}}$: $T_{a \text{ макс}} = T_{\text{оп}}$, $T_{a \text{ мин}} = T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}}$. Следовательно, верхняя граница диапазона измерения определяется температурой согласованной нагрузки циркулятора, нижняя – сигналом генератора канала подшумливания входного устройства радиометра. Настройкой выходного сигнала генератора шума на значение $T_{\text{доп}} = T_{\text{оп}}$ можно измерять сигналы антенны от нуля градусов термодинамической шкалы Кельвина.

Кроме управления модуляцией во входном блоке микроконтроллер также управляет работой синхронных фильтров в каналах. Синхронный низкочастотный фильтр состоит из трех конденсаторов (по числу коммутируемых на вход приемника канала сигнальных уровней, рис. 2в) и общего сопротивления (интегрирующая RC -цепь). В любой момент времени к общей точке радиометра подключается через электронный ключ только один из трех конденсаторов, который фильтрует соответствующий уровень сигнала. Постоянная времени цепи τ выбирается из условия $\tau = (10-20)t_{\text{аим}}$.

Схема исключения постоянной составляющей СИПС представляет собой фильтр высоких частот первого порядка (разделительная CR -цепь), постоянная времени которой выбирается равной τ цепи синхронного фильтра.

Как следует из описанного принципа работы многоканальной системы, время накопления опор-

ного сигнала согласованной нагрузки в каждом канале возрастает и становится равным $t_{\text{аим}}(n-1)$. Для заметного сглаживания флуктуирующей компоненты шумового опорного сигнала постоянную времени τ цепи синхронного фильтра, накапливающей сигнал согласованной нагрузки, необходимо увеличить в $(n-1)$ раз соответствующим увеличением емкости конденсатора. При увеличении времени наблюдения опорного сигнала его постоянная составляющая согласно закону больших чисел становится слабо шумящей, что подобно работе компенсационного радиометра (радиометра полной мощности, обладающего самой высокой чувствительностью среди различных схем), в котором происходит сравнение с нешумящим источником – источником образцового напряжения.

Тогда флуктуационная чувствительность ΔT_a всей измерительной многоканальной системы возрастает в количество раз, равное корню квадратному из числа каналов [6]:

$$\Delta T_a = \frac{B}{\sqrt{n}}, \quad B = \frac{\sqrt{T_{\text{оп}}(T_{\text{оп}} + T_{\text{доп}} + 4T_{\text{ш}}) + 2T_{\text{ш}}^2 - T_a(T_a + T_{\text{доп}} - 2T_{\text{оп}})}}{\sqrt{2df\tau R}}, \quad (3)$$

где df – полоса принимаемых радиометром частот; $T_{\text{ш}}$ – эффективные температуры собственных шумов идентичных приемников; R – количество цифровых кодов антенного сигнала, накопление и усреднение которых происходит в микроконтроллере.

На рис. 3 приведена принципиальная схема входного узла радиометрической системы на длину волны 21 см, содержащая четыре канальных приемника и построенная по принципу многоканальной схемы, изображенной на рис. 1. Во входном блоке амплитудная и широтная импульсные модуляции выполняются в соответствующих схемах M_1 и M_3 высокочастотных ключей неотражательного типа.

Направленный ответвитель M_2 выполнен на микрополосках с коэффициентом связи –16 дБ и направленностью 23 дБ. В генераторе шума M_4 используется полупроводниковый лавинно-пролетный диод. Перед поступлением шумового сигнала в M_2 происходит его ослабление в фиксированном резистивном аттенуаторе R_1-R_3 на 14 дБ. Генератор вырабатывает избыточный белый шум уровнем 31 дБ в диапазоне до 5 ГГц и температурным коэффициентом, составляющим не более 0.01 дБ/°С.

В процессе калибровки радиометра изменение выходной мощности сигнала осуществляется регулировкой тока через активную зону генератора в пределах 0.2–5 мА. Настройка тока осуществляется 8-разрядным цифровым потенциометром M_5 с операционным усилителем M_6 . Изменение тока происходит на дискретные значения по 20 мкА.

Цифровые коды в M_5 заносятся с микроконтроллера по интерфейсу SPI.

Подобным образом происходит регулирование температуры второго опорного источника – согласованной нагрузки циркулятора M_7 . Для этого используется четырехканальный цифровой потенциометр M_9 и счетверенный операционный усилитель M_{10} . С помощью этих микросхем регулируется ток через полевой транзистор T и соответственно изменяется его нагрев. Максимальный нагрев соответствует выделяемой в нем мощности ≈ 0.5 Вт. Мощность нагрева регулируется через равные дискретные значения, соответствующие 21 мВт. Транзистор находится в тепловом контакте с согласованной нагрузкой циркулятора, а с ними в таком же контакте и цифровой 16-битный интегральный датчик температуры M_8 , управляемый по интерфейсу SPI. Точность термостатирования согласованной нагрузки составляет ± 0.01 °С.

Измерительные каналы состоят из приемников прямого усиления. Сформированный во входном блоке сигнал подается на малощумящий транзисторный с.в.ч.-усилитель с полосовым фильтром, который обеспечивает линейное усиление сигнала по мощности на 60 дБ в полосе 1.385–1.435 ГГц. Выход усилителя нагружен на квадратичный детектор ZX47-60-S, преобразующий мощность поступающего на его вход комбинировано-модулированного сигнала в выходное напряжение. Сигнал с выхода детектора подается на импульсный усилитель и после фильтрации в синхронном фильтре низкой частоты, через схе-

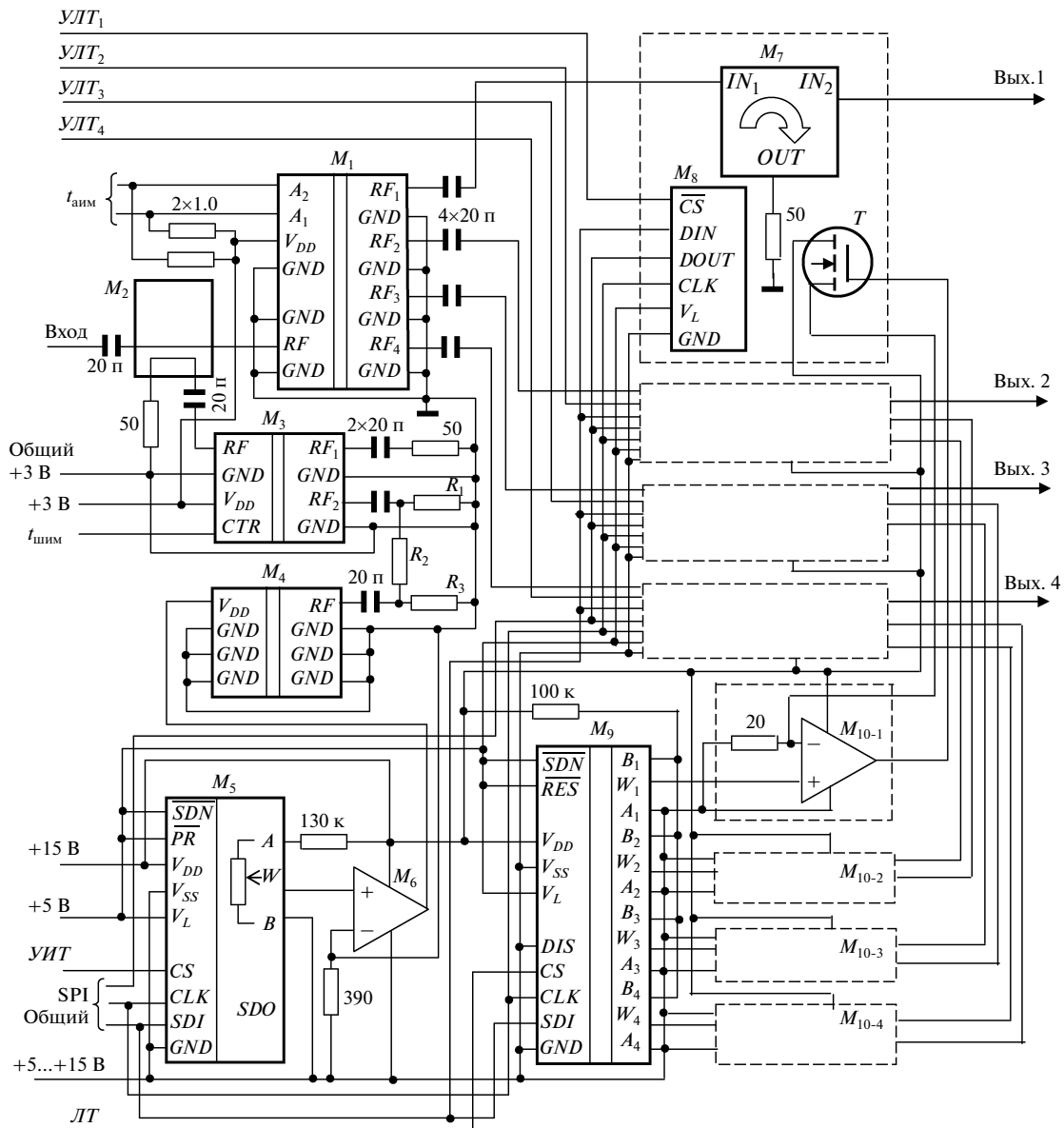


Рис. 3. Входной блок четырехканального радиометра. M_1 – PE42440, M_2 – микрополосковый направленный ответвитель, M_3 – PE4210, M_4 – NC506/12SM, M_5 – AD5260BRU20, M_6 – OP1177ARM, M_7 – ФПВН3-23-1.4, M_8 – ADT7320, M_9 – AD5263BRU20, M_{10} – OP4177ARM; T – FDU301N; $R_1 = R_3 = 74.71$ Ом, $R_2 = 120.9$ Ом.

му исключения постоянной составляющей поступает на вход компаратора.

Внутренняя калибровка радиометра выполняется по двум подключаемым на вход радиометра (вместо антенны) эталонам последовательно по всем четырем каналам. Калибровка проводится в полуавтоматическом режиме по управляющим сигналам микроконтроллера и начинается с подключения эталона, определяющего верхнюю границу диапазона измерения. На этом этапе калибровки сигнал подшумливания выключен, что осуществляется установкой длительности $t_{шим}$ равной нулю.

Температура согласованной нагрузки каждого канала регулируется изменением температуры нагревателя (транзистора T) соответствующим занесением кода в цифровой потенциометр M_9 через последовательный интерфейс SPI с разрешающим сигналом микроконтроллера $ЛТ$. Для каждого канала регулировка температуры согласованной нагрузки осуществляется до момента исчезновения сигнала частоты модуляции на входе соответствующего канального компаратора. На его выходе будут случайно повторяющиеся переходы между уровнями логических нуля и единицы.

Цифровые коды интегральных датчиков температуры M_8 для каждого из четырех каналов при наличии разрешающих сигналов на линиях $УЛТ_1$ – $УЛТ_4$ в последовательном формате поступают в микроконтроллер, где сохраняются в долговременной памяти. Также сохраняются в долговременной памяти микроконтроллера и коды, поступающие на цифровой потенциометр для регулирования температуры транзистора. Последние, при включении радиометра, в процессе его начальной загрузки поступают на соответствующие потенциометры каналов микросхемы M_9 , что приводит к выведению температур согласованных нагрузок на режим. Дальнейшее поддержание температур опорных нагрузок при изменении температуры рабочей среды осуществляется по показаниям интегральных датчиков M_8 .

После того как все приемные каналы отрегулированы на верхнюю границу диапазона измерений, на вход радиометра подключается эталон, определяющий нижнюю границу диапазона. Микроконтроллером сигнал $t_{\text{шим}}$ устанавливается равным $t_{\text{аим}}$, т.е. на протяжении этого этапа калибровки канал подшумливания постоянно включен. Регулировка осуществляется во входном блоке радиометра изменением тока, протекающего через генератор шума M_4 , соответствующим изменением цифрового кода, заносимого в управляющий адаптер источника тока (микросхему M_5) по стробирующему сигналу микроконтроллера $УИТ$. На нижнюю границу диапазона каждый канал настраивается до исчезновения сигнала частоты модуляции на входе соответствующего канального компаратора (аналогично первому этапу калибровки).

Таким образом, в микроконтроллере формируются для каждого канала свои коды для управляющего генератора шума источника тока. В хо-

де работы радиометра данные коды следуют синхронно и каждый раз, когда выход антенны соединяется с входом следующего канала, изменяют мощность сигнала подшумливания.

Между входным блоком и сигналами микроконтроллера осуществляется гальваническая развязка с помощью микросхем серии ADUM, так же и по цепям блоков питания.

В ходе экспериментальных исследований проводилась перестройка режимов работы радиометра. Рассматривались режимы работы по одно-, двух-, трех- и четырехканальным схемам. Испытания показали, что в четырехканальном режиме система обладает в два раза более высокой чувствительностью, чем одноканальная схема, что хорошо согласуется с теоретическими выводами. Четырехканальная схема также обладает более высокой надежностью работы. При выходе из строя одного из каналов немного уменьшалась чувствительность всей системы при сохранении ее полной работоспособности.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, грант № 09-08-99106.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Филатов А.В., Винокуров В.М., Мисюнас А.О. // ПТЭ. 2009. № 1. С. 90.
2. Филатов А.В., Сербинов О.А., Убайчин А.В. Патент 2393502 РФ. G01R 29/26, G01S 13/95 // БИ. 2010. № 18. С. 254.
3. Филатов А.В., Каратаева Н.А., Лоцилов А.Г. // ПТЭ. 2006. № 6. С. 82.
4. Филатов А.В. // Приборы. 2007. № 10. С. 28.
5. Филатов А.В., Каратаева Н.А., Лоцилов А.Г. // Успехи современной радиоэлектроники. 2006. № 10. С. 3.
6. Филатов А.В. Нулевой метод в радиометрических измерениях. Томск: ТУСУР, 2010.