

УДК 621.3969

Н.Н. Ворсин

канд. физ.-мат. наук, доц., доц. каф. физики
Брестского государственного технического университета

ЧЕТЫРЕХПРИЕМНИКОВЫЙ СВЧ РАДИОМЕТР ПРЕДЕЛЬНОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

e-mail: vorsin@hotmail.com

Описан СВЧ радиометр 18 см диапазона, обеспечивающий чувствительность, близкую к теоретическому пределу для используемых элементов. Приведены результаты экспериментов по сравнительной оценке, чувствительности многоприемникового и одноприемникового модуляционных радиометров.

Многоприемниковые СВЧ радиометры позволяют получить наилучшее значение главного параметра – чувствительности – и обладают другими положительными характеристиками [1]. Однако построение и использование их остаются весьма ограниченными. Это связано с большей сложностью их в сравнении с традиционными одноприемниковыми радиометрами и с тем, что техника их реализации мало отработана. Ниже на примере 4-приемникового радиометра дециметрового диапазона волн описаны некоторые приемы построения, типичные для данных приборов.

Структурная схема радиометра показана на рисунке 1. Из схемы видно, что он включает в себя четыре одинаковых канала, каждый из которых является одноприемниковым модуляционным радиометром. Каналы объединяются по входам общим антенным узлом, а по выходу общим цифровым узлом, который формирует модулирующие сигналы и выходной сигнальный код. Общим для всех каналов является также генератор шумового СВЧ сигнала ГШП-3, который используется для автоматического уравнивания средних мощностей шумовых сигналов, поступающих на входы приемников от антенны и эталонов радиояркости на соответствующих интервалах периода модуляции.

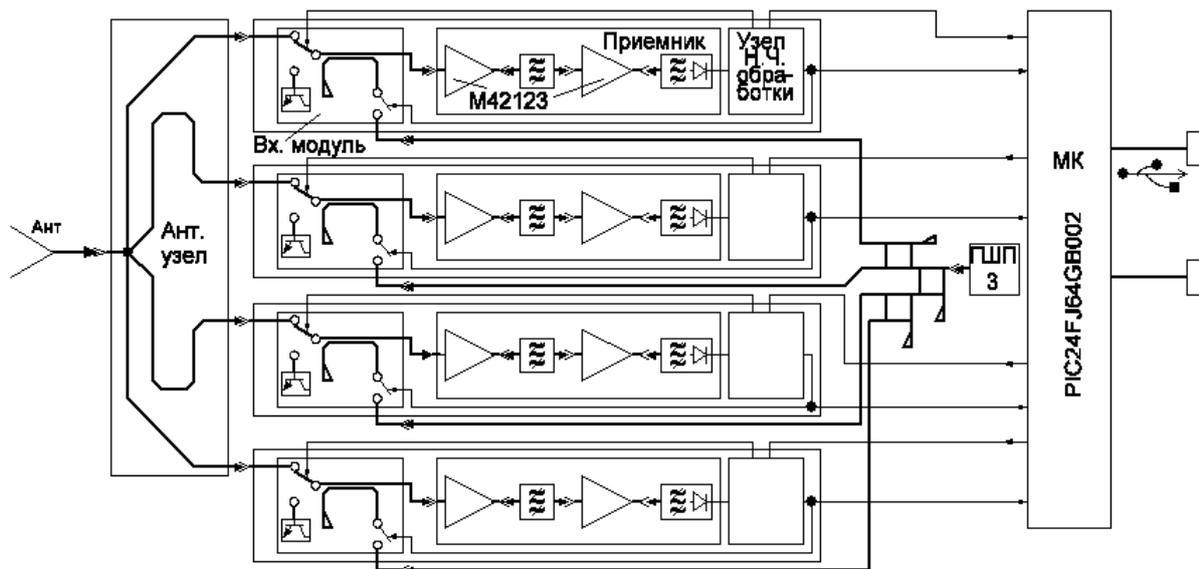


Рисунок 1. – Структурная схема радиометра

Радиометр не имеет собственного устройства индикации результатов измерений и работает только под управлением внешнего компьютера, который формирует коман-

ду управления, получает код очередного результата, отображает его на дисплее в виде числа, точки на графике и добавляет в текстовый файл. Накопленный файл может затем подвергаться обработкам стандартными программами. Набор команд, получаемых от компьютера, включает в себя измерение шумовой температуры антенного сигнала в одном из трех режимов: четырехприемниковом, двухприемниковом, одноприемниковом. Кроме того, имеются две команды калибровки, которая проводится отдельно для каждого из каналов. Ниже приведены краткие описания составных частей радиометра.

Одной из новых задач, возникающих при создании многоприемникового радиометра, является построение узла коммутации антенного сигнала и эталонных сигналов радиояркости. В случае простого построения данного узла на основе антенного и канальных СВЧ переключателей на пути антенного сигнала оказываются два включенных друг за другом коммутатора. Каждый из них создает потери мощности проходящих сигналов. При суммарной величине данных потерь, большей 3 дБ, многоприемниковое построение радиометра становится бессмысленным, поскольку не дает выигрыша в чувствительности. Предложенный в [3] прием замены канальных коммутаторов на взаимные ферритовые элементы (вентили или циркуляторы), по нашему мнению, не является удачным решением, поскольку данные элементы также создают потери сигнальной мощности.

Видимо, более рациональным является отказ от антенного коммутатора и решение проблемы перенаправления антенного сигнала на основе резонансных эффектов. Это позволяет избежать применения многопозиционного коммутатора, создающего основные потери мощности – около 1 дБ [4]. Задачу перенаправления антенного сигнала с минимальными потерями решает антенный узел. Он построен на основе прочного разъема СР50-7/3.04ФВ, известного под названием «экспертиза».

Конструкция антенного узла показана на рисунке 2.

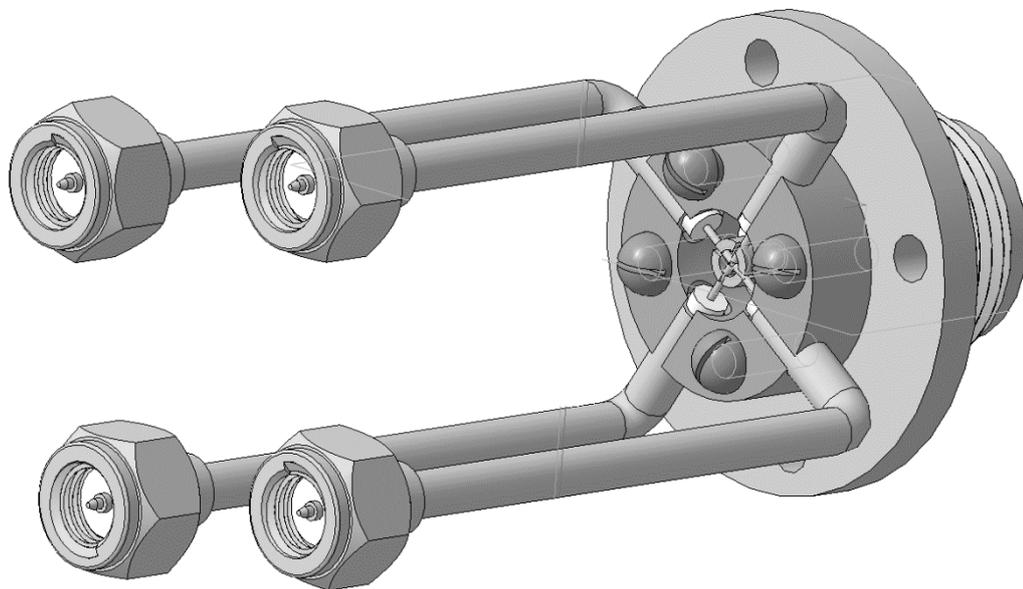


Рисунок 2. – Конструкция антенного узла

Отличие его от обычного приборно-кабельного разъема заключается в наличии разветвления на четыре полужестких кабеля, которые заканчиваются разъемами типа «град» для подключения к канальным входным модулям. Электрические длины полужестких кабелей несколько менее половины длины волны на центральной частоте ра-

бочого дыяпазона – 1,67 ГГц. Они подвергаются подстройке с помощью измерителя Р4-38 таким образом, чтобы каждый из кабелей, будучи подключенным к своему каналному модулю, создавал нулевую фазу коэффициента отражения в точке разветвления. Это соответствует наименьшим потерям отражения антенного сигнала в данной точке.

Входной каналный модуль, показанный на рисунке 3, является весьма насыщенным устройством. Он выполнен на керамической подложке из Al_2O_3 (поликор) размером 24×30 мм. Канальный модулятор построен по простейшей схеме последовательного включения р-і-п диодов (D_1 , D_2) в разрыв линии передач. Используются диоды КА543А-5. Их остаточная емкость 0,1–0,15 пф обеспечивает развязку с запертым плечом около 25 дБ, что является вполне достаточной величиной для данного модулятора. В то же время отсутствие дополнительных поглощающих или отражающих элементов в узле коммутации позволяет получить минимальные потери сигнальной мощности в открытом плече. Величина потерь сигнальной мощности при прохождении ее через открытое плечо от антенного (Р1) до выходного (Р2) разъема во всех каналных модулях не превышает 0,5 дБ. Изменение направления передачи сигнала (модуляция) осуществляется сменой полярности управляющего напряжения, которое подается через проходной конденсатор (Сп1).

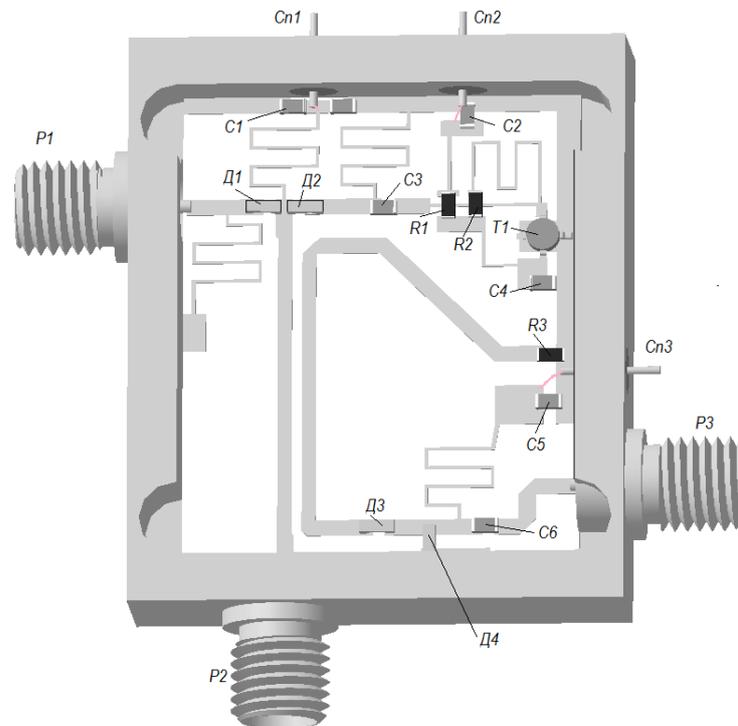


Рисунок 3. – Входной каналный модуль

Генератор «холодного» шума построен на транзисторе Т1. Эмиттерные выводы непосредственно припаяны к заземленной окантовке поликоровой платы. Напряжение питания (+10 В) подается через проходной конденсатор (Сп2). Компенсация емкости базовых переходов осуществляется отрезком высокоомной линии передач с волновым сопротивлением 80 Ом и длиной 6.5 мм, что приблизительно равно десятой части длины волны. Режим работы транзистора подвергается подстройке подбором сопротивления R_2 для получения минимального КСВ, измеряемого на разъеме Р2 при «открытом» диоде D_2 . Типичная величина КСВ, получаемая после настройки, – 1,2–1,4.

Модулятор сигнала компенсации средних шумовых температур антенны и генератора «холодного» шума построен на диодах D_3 , D_4 . В данном случае необходима вы-

сокая величина ослабления сигнала при его выключении, порядка 50 дБ. Это достигается использованием параллельно-последовательной схемы включения p - i - n диодов.

Из рисунка 2 видно, что сигнал компенсации вводится после модулятора – непосредственно на вход приемника. Данное решение позволяет поддерживать баланс средних шумовых температур антенны и эталона при любом знаке их разности. Очевидным недостатком такого построения является влияние на результат измерений шумового сигнала, обусловленное диссипативными потерями сигнала в модуляторе. Однако, как уже отмечалось, данные потери сведены к минимуму, а их влияние компенсируется в ходе дальнейшей обработки принятого сигнала.

Исходный сигнал компенсации формируется путем деления мощности генератора шумового сигнала ГШПЗ на 4 канала. Модуль ГШП включает в себя входной разъем «экспертиза», делитель мощности, условно показанный на рисунке 1, и развязывающие аттенюаторы. Его конструкция не имеет принципиальных особенностей и здесь не приводится.

Приемники построены на основе малошумящих усилителей М42123. Структура приемника показана на рисунке 1. Формирование АЧХ осуществляется двумя фильтрами, один из которых дополнен обращенным диодом 1И401, осуществляющим функцию квадратичного детектора. Конструкция межкаскадного фильтра показана на рисунке 4. Он представляет собой микрополосковый фильтр стержневого типа и формирует трехгорбую АЧХ с пульсациями около 1 дБ, полосой пропускания $\Delta f_{пр} = 35$ МГц при центральной частоте 1,67 ГГц. Второй фильтр, совмещенный с квадратичным детектором, отличается от межкаскадного только тем, что выходной резонатор соединяется с отводящим полосоком через детекторный диод. На выходе детектора установлен блокировочный конденсатор. Место подключения диода к резонатору подбирается при настройке по критерию максимума коэффициента передачи.

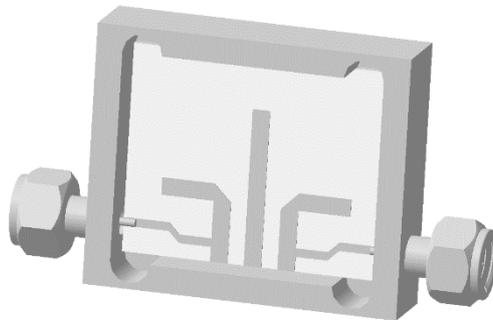


Рисунок 4. – Конструкция межкаскадного фильтра

Два усилителя М42123, включенных друг за другом, обеспечивают усиление мощности сигнала на 62–65 дБ. Детектор на основе обращенного диода обладает весьма высокой крутизной детектирования. В результате усиления и детектирования собственного шума усилителя и шума согласованного с входом резистора, находящегося при температуре около 300 К, на выходе приемника образуется шумовое напряжение, имеющее постоянную составляющую. Измерение этой составляющей дает величину 4–5 мВ, что позволяет оценить коэффициент передачи приёмника. Последний определяется как отношение постоянной составляющей выходного напряжения приемника к величине эквивалентной шумовой температуры сигнала на входе. Данная температура складывается из шумовой температуры согласованной нагрузки – 300 К и шумовой температуры приемника, равной 200 К.

$$K_{\text{пр}} = U/T_{\text{ш}} \approx 4 \text{ мВ}/500\text{К} = 8 \cdot 10^{-6} \text{ В/К.}$$

Оценка данной величины необходима для выбора параметров дальнейшей низкочастотной обработки сигнала.

Узел низкочастотной обработки сигнала является звеном петли обратной связи, которая автоматически поддерживает равенство средних шумовых температур сигналов, поступающих на вход приемника на антенном и эталонном интервалах периода модуляции. Для этого выходной сигнал приемника, осциллограмма которого показана на рисунке 5, преобразуется в синхронный с модуляцией импульсный сигнал, в котором ширина импульсов пропорциональна указанной разности шумовых температур. Полученный сигнал, обозначенный на схеме НЧ узла (рисунок 6) как «Сиг. ОС», управляет включением шумового сигнала компенсации, который вводится через направленный ответвитель входного модуля на вход приемника. Фаза данного сигнала соответствует отрицательному характеру обратной связи. На осциллограмме (рисунок 5) хорошо видны высокие узкие импульсы протектированного сигнала компенсации, поступающего на эталонном интервале периода модуляции. Электрическая схема НЧ-узла приведена на рисунке 6.

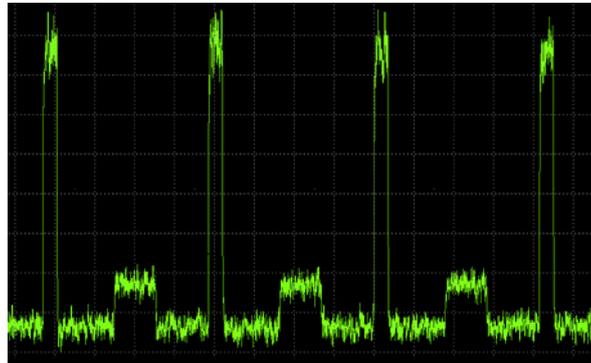


Рисунок 5. – Осциллограмма выходного сигнала приемника

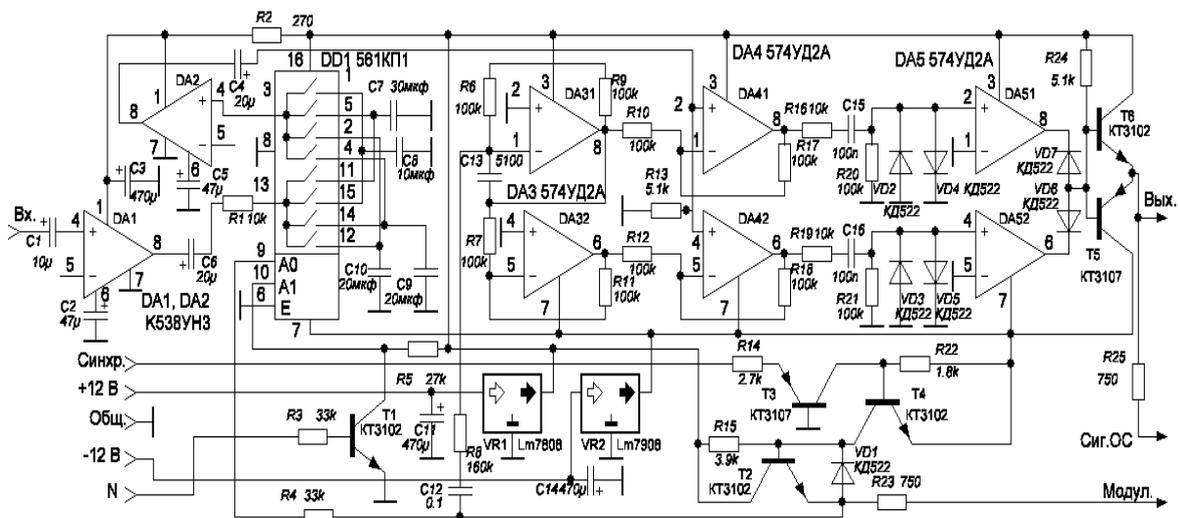


Рисунок 6. – Электрическая схема НЧ-узла

В него входят предварительный усилитель выходного сигнала приемника – элемент DA1, синхронный интегрирующий RC-фильтр – микросхема DD1 с резистором R1 и конденсаторами C7 – C10, усилитель НЧ сигнала – элемент DA2, генератор пара-

фазного пилообразного напряжения – DA3, сумматоры пилообразных напряжений с выходным НЧ сигналом – DA4, компараторы знака суммарных напряжений – DA5. Вся цепочка сигнальных преобразований обеспечивается сигналом «синхр.», поступающим от центрального микроконтроллера. Сигнал «синхр.» имеет нулевое значение (напряжение ≈ 0 В) на интервале приема антенного сигнала и единичное значение (напряжение $\approx 3,3$ В) на интервале приема сигнала радиояркого эталона. Этих уровней недостаточно для приведения в действие СВЧ модулятора и электронных ключей в DD1. Поэтому в составе НЧ-узла имеется усилитель, построенный на транзисторах T2 – T4, который приводит сигнал «синхр» к уровням ± 8 В и обеспечивает ток через p-i-n диоды модулятора около 10 мА. Аналогичное назначение усилителя на транзисторе T1, он приводит сигнал N микроконтроллера к уровням 0–8 В.

Как видно из рисунка 1 и схемы узла НЧ обработки, каждый из канальных радиометров представляет собой аналоговую следящую систему без астатизма, в которой длительность импульсов радишума, подаваемых на вход приемника, отслеживает величину шумовой температуры антенного сигнала. Такое построение канальных радиометров представляется наиболее рациональным по критерию отсутствия лишних сигнальных преобразований в «петле» обратной связи.

Синхронный фильтр НЧ-сигнала работает по принципу разделения фаз накопления сигнала и передачи его в УНЧ. Когда электронные ключи DD1 обеспечивают накопление антенного сигнала в конденсаторе C8 или C9, на вход УНЧ передается ранее накопленный в конденсаторах C7 или C10 сигнал радиояркого эталона, затем цепи накопления и передачи меняются местами. Такое построение обеспечивает чистоту сигнала на входе УНЧ, но вносит задержку распространения сигнала на один период модуляции. Наличие нескольких накопительных конденсаторов обусловлено необходимостью переключения радиометра в один из трех режимов работы: одноприемниковый, двухприемниковый, четырехприемниковый. При работе в четырехприемниковом режиме используются конденсаторы C7, C8 с соотношением емкостей 3/1. При этом постоянная времени накопления сигнала радиояркого эталона будет в три раза больше в сравнении с постоянной времени накопления антенного сигнала. Дисперсия шумовых флуктуаций напряжения на накопительном конденсаторе сигнала радиояркого эталона (C7) будет соответственно в 3 раза меньше, чем на накопительном конденсаторе антенного сигнала (C8). Именно это обстоятельство позволяет увеличить отношение сигнал/шум и чувствительность радиометра при переходе в четырехприемниковый режим. В одно- или двухприемниковом режимах используются одинаковые накопительные конденсаторы C9, C10, обеспечивая одинаковые постоянные времени накопления антенного и эталонного сигналов.

Как обычно, построение следящей системы требует решения задач о ее устойчивости и динамических характеристиках. Статический коэффициент передачи в петле обратной связи для принятого способа преобразования амплитуды сигнала в длительность импульса определяется формулой:

$$K_{cm} = K_{np} * K_{нч} \frac{4 * T_{гш}}{V_m} \approx 50, \tag{1}$$

в которой $K_{np} = 8 \times 10^{-6}$ В/К, $K_{нч} \approx 4 \times 10^4$, $T_{гш} \approx 300$ К и $V_m = 8$ В соответственно коэффициент передачи приемника, коэффициент усиления предварительного и последующего УНЧ, шумовая температура сигнала компенсации и размах пилообразного напряжения в преобразователе амплитуды сигнального напряжения в ширину формируемых

импульсов. Как видно из (1), величина петлевого статического коэффициента передачи имеет умеренное значение.

Несмотря на «аналоговость» системы регулирования для определения ее динамических характеристик необходимы методы анализа дискретных сигналов. Дело в том, что в системе имеется переключаемый элемент – синхронный фильтр, который действует по алгоритму: накопление отсчета – передача его в сигнальный тракт. При этом z -изображение его передаточной функции определяется известной формулой [4].

$$H(z) = \frac{1 - e^{-\frac{t_0}{\tau}}}{z - e^{-\frac{t_0}{\tau}}}, \quad (2)$$

в которой t_0 – период отсчетов, τ – эквивалентная постоянная времени RC-фильтра. Для используемого типа синхронного фильтра, при котором накопительный конденсатор сохраняет заряд в промежутках времени между накопительными интервалами, эквивалентная постоянная времени равна $\tau = RC \times s$, где s – скважность накопительных интервалов (отношение периода к времени накопления). В четырехприемниковом режиме на интервалах накопления антенного и эталонного сигналов получаем $s_a = 4$, $s_s = 4/3$. В одно- и двухприемниковом режимах – $s_a = s_s = 2$. В четырехприемниковом режиме используемая емкость накопительного конденсатора антенного сигнала в 3 раза меньше, чем конденсатора накопления эталонного сигналов, а в двух- и одноприемниковом режимах эти емкости одинаковы. Благодаря этому эквивалентные постоянные времени накопления антенного и эталонного сигналов во всех режимах работы оказываются одинаковыми: $\tau \approx 4 \times R_1 \times C_8 \approx 4 \times R_1 \times C_9/3 \approx 0,4 \approx R_1 \times C_9 \approx 0,4$ с.

Поскольку $t_0/\tau = d \ll 1$ и учитывая дополнительную задержку на период модуляции в синхронном фильтре, можно записать для z -изображения петлевого коэффициента передачи следующее выражение:

$$K_{петл}(z) = \frac{K_{cm}d}{z(z-1+d)}. \quad (3)$$

Соответственно, коэффициент передачи всей системы с обратной связью выразится формулой:

$$K(z) = \frac{K_{cm}d}{z(z-1+d) + K_{cm}d}, \quad (4)$$

из которой определится условие устойчивости системы [4]:

$$K_{cm}d < 1. \quad (5)$$

Динамические параметры системы также вытекают из (4), в частности, переходная характеристика, графики которой для трех значений параметра $K_{cm}d$ показаны на рисунке 7. Как видно из графиков, переходной процесс без признаков колебательности реализуется при величине $K_{cm}d \leq 0.2$. Соответствующий этому значению период модуляции равен $t_0 \leq 0,2\tau/K_{cm} \approx 1,6 \times 10^{-3}$ с. Было выбрано $t_0 = 10^{-3}$ с.

Узел микроконтроллера выполняет функции оцифровки и накопления значения шумовой температуры антенного сигнала, измерения физической температуры входных модулей и связь радиометра с компьютером.

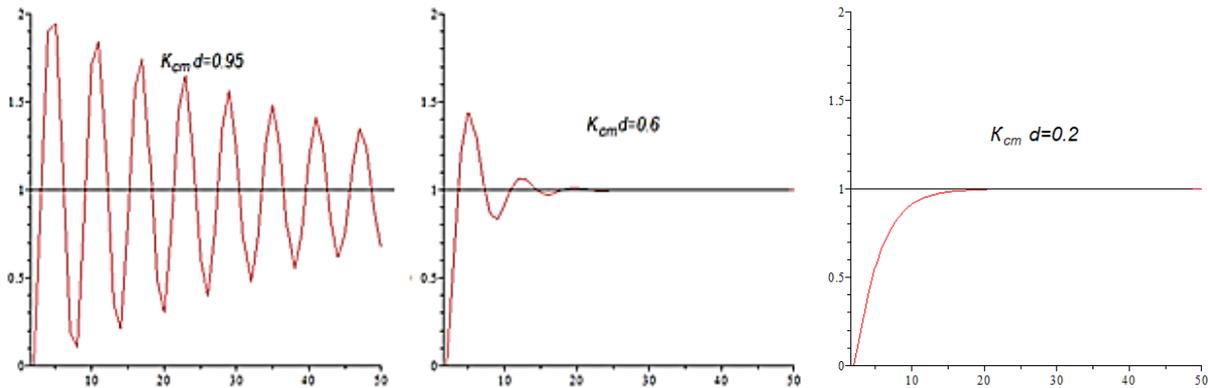


Рисунок 7. – Переходная характеристика для трех значений параметра $K_{cm}d$

Командный код компьютера имеет длину 1 байт (2 тетрады). Каждому разряду старшей тетрады соответствует один канал радиометра. Наличие единицы включает соответствующий канал в работу: ему выделяется время подключения к антенне (t_a), и накопленный каналом код суммируется с кодами других включенных каналов при формировании результата. Четырехприемниковый режим реализуется четырьмя единицами в старших разрядах командного кода. Наличие двух единиц в старшей тетраде команды осуществляет двухприемниковый режим, а наличие только одной единицы – одноприемниковый.

Примененный микроконтроллер pic24FJ64GB002 работает при частоте тактирования 16 МГц, осуществляя машинный цикл за 0,125 мкс. Формирование сигналов модуляции, обозначенных как «синхр.» на рисунке 6, выполняется контроллером с помощью одного из внутренних таймеров.

Таймер отсчитывает время приема антенного сигнала текущим каналом. По истечении заданного времени – 256 или 512 мкс (4 096 или 8 192 такта) срабатывает прерывание, по которому происходит обнуление таймера и переход по кругу на следующий задействованный канал. Прерываниям от таймера назначен более высокий приоритет, поэтому работа модулятора никогда не замирает.

Микроконтроллер имеет удобные для оцифровки результатов периферийные «модули захвата» текущих кодов в счетчиках импульсов (контроллер имеет пять таких модулей, используются только четыре). Изменение значения сигнала на входе модуля вызывает переписывание текущего кода из его счетчика тактовых импульсов в буферный регистр и прерывание программы процессора. Обработка прерывания весьма короткая и занимает не более 2 мкс. Она состоит из нескольких команд: считывание значения сигнала управления компенсацией. При наличии там 0 следует обнуление счетчика, буферного регистра и выход из прерывания. При наличии 1 – считывание кода из буферного регистра, который является результатом измерения длительности импульса сигнала компенсации – Δt . Далее следует добавление Δt в 32-разрядный накопительный регистр соответствующего канала, где формируется умноженное на 256 среднее значение $\Delta \bar{t}$ по формуле:

$$\Delta \bar{t} = \Delta \bar{t}_{m-1} - \frac{\Delta \bar{t}_{m-1}}{256} \pm \Delta t_m. \quad (5)$$

Знак «+» или «-» в (5) определяется текущей фазой процесса модуляции в канале, вызвавшим прерывание. Если оно приходится на интервал антенного сигнала, выбирается знак «-», в противном случае – знак «+». Как следует из (5), величина $\Delta\bar{t}$ может быть положительной или отрицательной. В последнем случае она представляется дополнительным 32-разрядным кодом.

В течение периода модуляции – $t_0 = 1\,000$ мкс контроллер формирует величины $\Delta\bar{t}$ по всем активным каналам, тратя на это не более 10 мкс. Остальное время расходуется на оцифровку значения физической температуры входного модуля – $T_{\text{физ}}$, которая измеряется с помощью термодатчика LM35DZ, и вычисление шумовой температуры антенного сигнала по формуле

$$T_a = T_{\text{физ}} * b + c * \Delta\bar{t}. \quad (6)$$

В данной формуле b – коэффициент пропорциональности между шумовой и физической температурой транзистора, генерирующего «холодный» шум, c – коэффициент, зависящий от шумовой температуры сигнала компенсации и режима работы радиометра. $c = \frac{T_{\text{зи}}}{t_{a,\text{э}}}$, где $T_{\text{зи}}$ – шумовая температура сигнала компенсации, $t_{a,\text{э}}$ –

длительность антенного или эталонного интервалов времени в течение периода модуляции. Значения коэффициентов b и c определяются в ходе калибровок радиометра и сохраняются в программной памяти контроллера.

Для использования целочисленной арифметики микроконтроллера канальные константы b и c представлены в виде дробей. Умножение на константу выполняется в два этапа: умножение на числитель с получением 40-разрядного результата, деление на знаменатель и возвращение к 32-разрядному коду.

Согласно [6] для устранения влияния конечности шага квантования на чувствительность радиометра требуется выполнение условия: $a \leq 0,6 \sigma_{\text{ш}}$, где $\sigma_{\text{ш}}$ – среднеквадратичное значение шумовых флуктуаций сигнала на входе аналого-цифрового преобразователя. В нашем случае

$$\sigma_{\text{ш}} \gg \frac{T_{\text{шпр}}}{\sqrt{2\Delta f_{\text{нр}} \tau / K_{\text{см}}}} = 0,27 \text{ K},$$

где $T_{\text{шпр}} \approx 200$ К и $\Delta f_{\text{нр}} \approx 35$ МГц – соответственно эквивалентная шумовая температура приёмника и его полоса пропускания. Следовательно, условие достаточной малости шага квантования имеет вид $a < 0,16$ К. Исходная величина шага квантования шумовой температуры антенного сигнала определяется вторым слагаемым (6) при $\Delta\bar{t} = 1$. Т.е. $a = T_{\text{зи}}/t_a \approx 300 \text{ K} / 4\,096 = 0,073 \text{ K}$, что вдвое лучше допустимого уровня.

Поступление от компьютера команды вызывает прерывание программы контроллера. Его обработка заключается в суммировании накопленных включенными каналами результатов T_a и передаче полученной суммы в компьютер. Обработка полученного кода в компьютере состоит из двух действий: сдвиг полученного кода вправо на 4 разряда и дробного деления полученного кода на известный коэффициент – для вычисления шумовой температуры антенного сигнала в Кельвинах. Заметим, что в ходе цифрового накопления сигналов длина их кодов была увеличена на 8 разрядов. Затем эти ко-

ды укорачиваются компьютером только на 4 разряда, что увеличивает длину исходных кодов на 4 разряда и, соответственно, уменьшает шаг квантования в 16 раз. Этот прием, известный под названием сверхдискретизация (или оверсэмплинг), широко используется в цифровой технике. В результате получается действительное число, выражающее шумовую температуру антенного сигнала с шагом квантования около 0,005 К. Естественно, отношение среднеквадратичного отклонения к шагу квантования сохраняется.

Как видно из приведенного описания, все основные действия контроллера происходят по прерываниям программы главного цикла. Сам же цикл состоит из команды запуска АЦП на оцифровку сигнала термодатчика, пересчета полученного кода в канальные коды абсолютной шумовой температуры антенного сигнала.

Калибровка радиометра осуществляется отдельно по каждому из каналов. Для этого используются команды с одной или двумя единицами в младших разрядах команды и одной единицей в старшей тетраде, соответствующей калибруемому каналу. Радиометр работает в одноканальном режиме, обеспечивая отсчет шумовой температуры антенного сигнала.

Сама калибровка состоит из двух шагов. На первом шаге командный код содержит две единицы в младших разрядах, а к антенному разъему подключается криогенный генератор шума ГШ2-7, создающий шумовую температуру сигнала 82 К. В таком состоянии система калибровки выдерживается несколько секунд, что обеспечивает стабильную величину среднего времени импульсов компенсирующего сигнала $\Delta\bar{t}_{k1}$.

При переходе ко второму шагу, для которого из командного кода удаляется единица младшего разряда, накопленное значение $\Delta\bar{t}$ запоминается в специальной регистровой паре.

На втором шаге к антенному разъему подключается согласованная нагрузка с температурой 300 К и по истечении нескольких секунд подается команда окончания калибровки, код которой содержит нули в младшей тетраде. Получение этой команды вызывает запись сформированного кода $\Delta\bar{t}_{k2}$ в другую регистровую пару.

Полученные коды $\Delta\bar{t}_{k1}$ и $\Delta\bar{t}_{k2}$ являются результатом калибровки и используются для вычисления констант b и c для формулы (6).

Экспериментальные исследования радиометра в лаборатории позволяют воочию наблюдать изменение его чувствительности при смене режимов работы: одноприемниковый, двухприемниковый, четырехприемниковый. Для проведения опытов к антенному входу радиометра через аттенюатор подключается ГПП-3, включение или выключение которого создает контраст радиояркости. Затухание аттенюатора устанавливается таким, чтобы величина контраста составила 5 К.

На рисунках 8–10 показаны графики записей файлов 5-градусного контраста для трех режимов работы радиометра: четырехприемниковый (рисунок 8), двухприемниковый (рисунок 9), одноприемниковый (рисунок 10).

Данные записи ясно указывают на улучшение чувствительности радиометра при увеличении числа приемников. Интересно истолковать механизм этого улучшения с точки зрения функционирования аппаратуры, не прибегая к точным расчетам. В одноприемниковом режиме имеем обычный модуляционный радиометр с некоторой дисперсией шума в выходном сигнале. При переходе к двухприемниковому режиму никаких изменений в обработке сигнала не происходит, просто к выходному сигналу одного канала добавляется выходной сигнал другого. При этом складываются амплитуды сигналов и дисперсии шумов в каналах. Поскольку параметры каналов почти одинаковы, амплитуда сигнала и дисперсия шума удваиваются, а среднеквадратичное отклонение шумовой составляющей возрастает в $\sqrt{2}$ раз. В такое же число раз улучшается чувствительность радиометра.

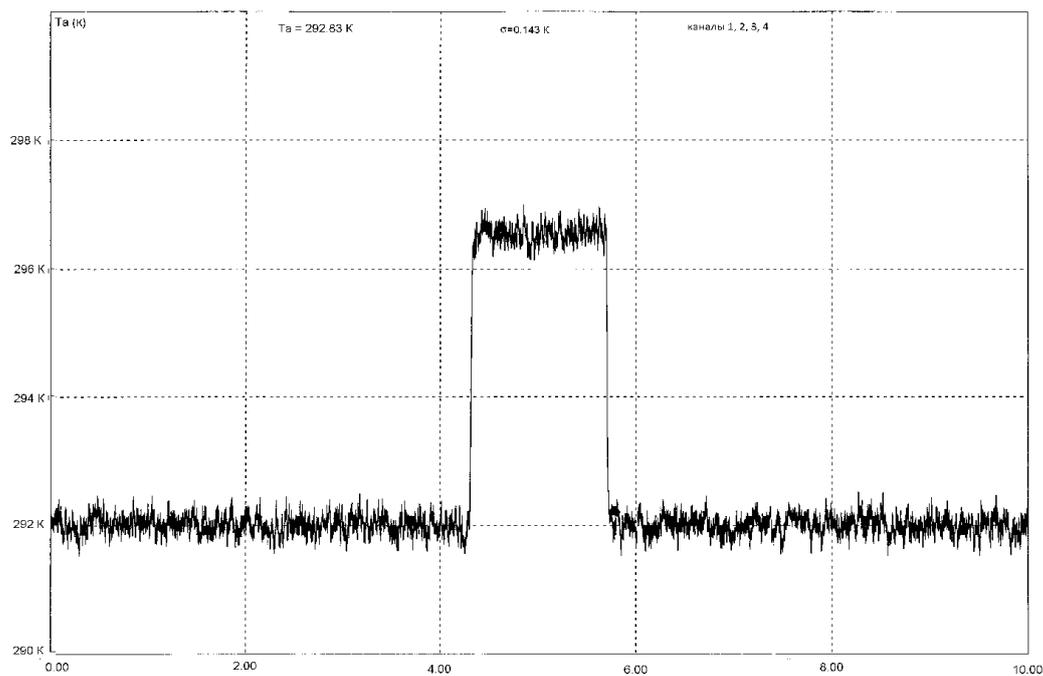


Рисунок 8. – График записи файлов 5-градусного контраста для четырехприемникового режима работы радиометра

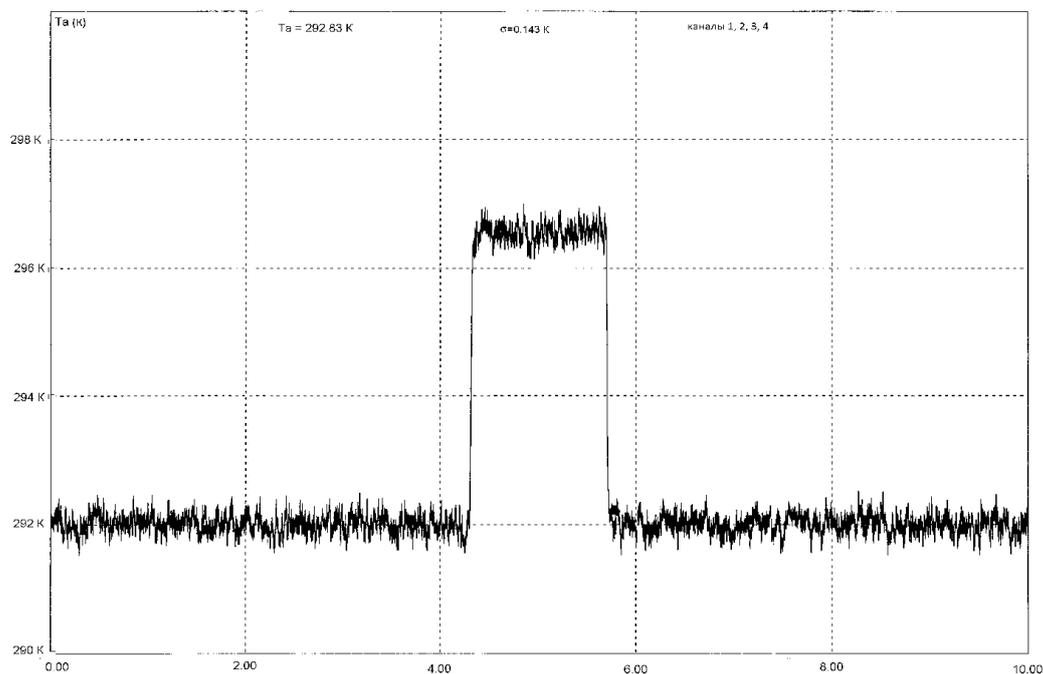


Рисунок 9. – График записи файлов 5-градусного контраста для двухприемникового режима работы радиометра

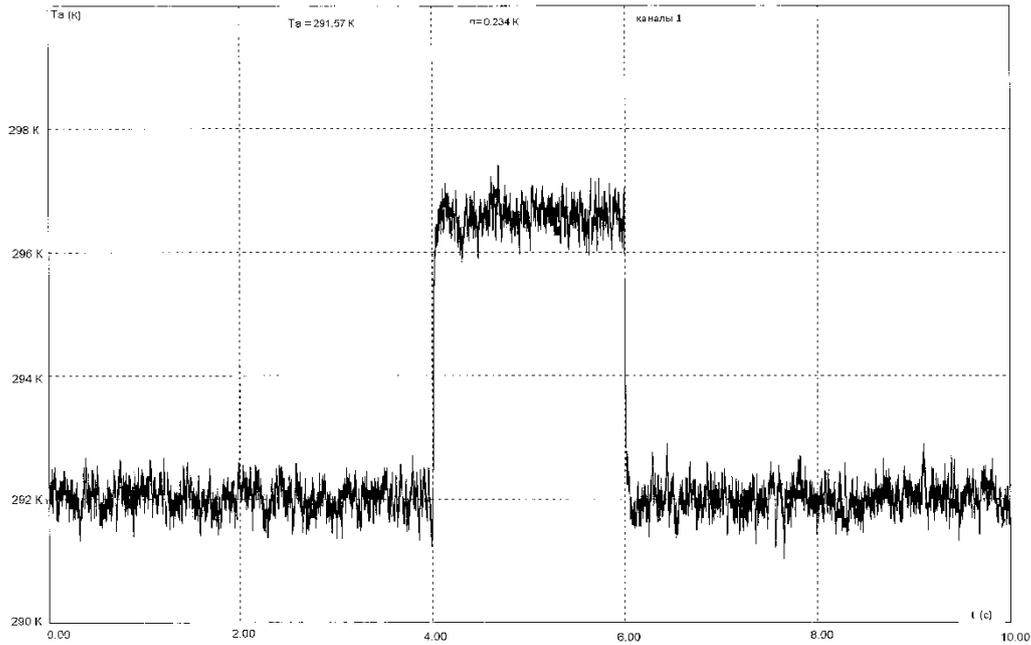


Рисунок 10. – График записи файлов 5-градусного контраста для одноприемникового режима работы радиометра

Переход от двухприемникового режима к четырехприемниковому сложнее, так как изменяются параметры обработки сигналов. Во-первых, в 2 раза уменьшается постоянная времени накопления антенного сигнала. Это приводит к увеличению в два раза дисперсии шума в антенном плече синхронного фильтра. Во-вторых, постоянная времени накопителя эталонного сигнала увеличивается, а дисперсия шума в плече эталонного сигнала уменьшается в 1,5 раза. После вычитания антенного и эталонного сигналов на разделительном конденсаторе С4 дисперсия шума в сравнении с двухприемниковым режимом увеличится в $(2 + 1/1,5) = 8/3$ раза. При сложении выходных сигналов четырех каналов суммарная дисперсия шума учетверится и будет равна $32/3$ дисперсии шума двухприемникового радиометра. Соответственно, среднеквадратичное отклонение шума в выходном сигнале возрастет в $\sqrt{32/3}$. Одновременно амплитуда сигнала в результате суммирования возрастет в 4 раза. Результирующее отношение приращения амплитуды сигнала к приращению среднеквадратичного отклонения шума составит $\frac{4}{\sqrt{32/3}} = 1,22$. Таким образом, переход от двухприемникового режима к четырехприемниковому должен улучшить чувствительность радиометра в 1,22 раза. Приблизительно такой результат следует из рисунков 8 и 9.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ворсин, Н. Н. Многоприемниковые СВЧ радиометры / Н. Н. Ворсин // Весн. Брэсц. ун-та. Сер. 4, Фізика. Матэматыка. – 2016. – № 1. – С. 5–9.
2. Топольницкий, В. Н. Генерация «холодного» шума сверхвысокочастотным транзистором / В. Н. Топольницкий // Радиотехника и электроника. – 2002. – Т. 47, № 12. – С. 1513–1516.

3. Убайчин, А. В. Многоприемниковые микроволновые радиометрические системы на основе модифицированного метода нулевых измерений / А. В. Убайчин, А. В. Филатов ; Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники. – Томск : Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2014. – 153 с.

4. Дьяконов, В. П. Монолитные микросхемы коммутаторов СВЧ сигналов компании Hittite Microwave / В. П. Дьяконов // Компоненты и технологии. – 2012. – № 2.

5. Первачев, С. В. Радиоавтоматика : учеб. для вузов / С. В. Первачев. – М. : Радио и связь, 1982. – 296 с.

6. Ворсин, Н. Н. Цифровая СВЧ радиометрия / Н. Н. Ворсин // Весн. Брэсц. ун-та. Сер. 4, Фізіка. Матэматыка. – 2015. – № 1. – С. 5–14.

Рукапіс паступіў у рэдакцыю 06.04.2018

Vorsin N.N. Four-Received Super-High Frequency Radiometer Limiting Sensitivity

A S-HF radiometer measuring 18 cm is described, providing a sensitivity close to the theoretical limit for the elements used. The results of experiments on the comparative evaluation of the sensitivity of multicast and single-receiver modulation radiometers are presented.