

УДК 621.396.9

А.В. Филатов

## Новый подход к построению радиотехнических СВЧ-устройств пассивной локации на принципе синхронного совмещения двух видов импульсной модуляции

Рассмотрено двухканальное (двухприемниковое) устройство сверхвысоких частот – микроволновый радиометр, в котором решена задача по увеличению чувствительности приемного блока и стабильности его характеристик. Применение нулевого метода измерений позволяет снизить влияние изменений коэффициентов передачи приемников и их собственных шумов на точность измерений.

**Ключевые слова:** дистанционное зондирование, микроволновый радиометр, нулевой метод.

В последнее десятилетие происходит бурное развитие исследований окружающей среды радиофизическими методами [1]. Высокая информативность микроволновых методов вызывает необходимость создания все более совершенной аппаратуры для проведения этих исследований. Как правило, радиометры функционируют в сложных климатических условиях, что определяет высокие требования к их надежности, стабильности характеристик в сочетании с высокой флуктуационной чувствительностью. В данной статье описан двухканальный радиометр с использованием комбинированной импульсной модуляции, в котором происходит авторегулирование нулевого баланса.

На рис. 1 приведена структурная схема радиометра, содержащая антенну А, входной блок, два идентичных измерительных канала, цифровой блок управления. Входной блок включает в себя высокочастотный модулятор  $M_{вч}$ , опорный генератор шума ДОГШ, аттенюатор АТТ, СВЧ-ключ, направленный ответвитель НО, согласованную нагрузку СН. Каждый измерительный канал состоит из двух радиометрических приемников с полосой принимаемых частот  $df$ , синхронных фильтров низких частот СФ<sub>1</sub> и СФ<sub>2</sub>, схем исключения постоянной составляющей (фильтров высоких частот) СИПС<sub>1</sub> и СИПС<sub>2</sub>, компараторов  $K_1$  и  $K_2$ , определяющих полярность напряжения на входе. Блок управления поддерживает оба измерительных тракта в режиме нулевого баланса, анализируя выходные сигналы компараторов обоих каналов, которые поступают на его вход через низкочастотный модулятор  $M_{нч}$ . На выходе блока управления вырабатывается цифровой код измеряемого сигнала антенны, который поступает на динамический интегратор для накопления на заданном интервале времени и их усреднения.

Во входном блоке радиометра выполняется импульсная модуляция сигналов. Входной сигнал  $T_a$  поступает в модулятор через антенну А и направленный ответвитель НО, в котором к сигналу антенны добавляется опорный сигнал  $T_{доп}$ . Этот опорный сигнал вырабатывается в канале подшумливания, образованном полупроводниковым генератором шума на лавинно-пролетном диоде, аттенюатором АТТ, в котором сигнал ослабляется до необходимой величины (настройка происходит при калибровке), и СВЧ-ключом. В последнем происходит модуляция сигнала генератора шума по широтно-импульсному закону. Замкнутое состояние ключа определяется управляющим широтно-импульсным сигналом  $t_{шис}$ , поступающим с блока управления. Второй опорный шумовой сигнал вырабатывается согласованной нагрузкой СН, находящейся при температуре  $T_0$  входного узла радиометра.

Тракт согласованной нагрузки и антенный тракт подключены к входам высокочастотного модулятора  $M_{вч}$ , который осуществляет подключение этих трактов к двум измерительным каналам радиометра. Модулятор имеет конфигурацию «два входа – два выхода» (2×2). В зависимости от импульсного управляющего сигнала  $t_{мод}$  антенный или опорный тракты поочередно коммутируются на входы радиометрических приемников. Если антенный тракт подключен к первому измерительному каналу, согласованная нагрузка в этот момент времени подключена ко второму измерительному каналу, и наоборот (каналы работают параллельно).

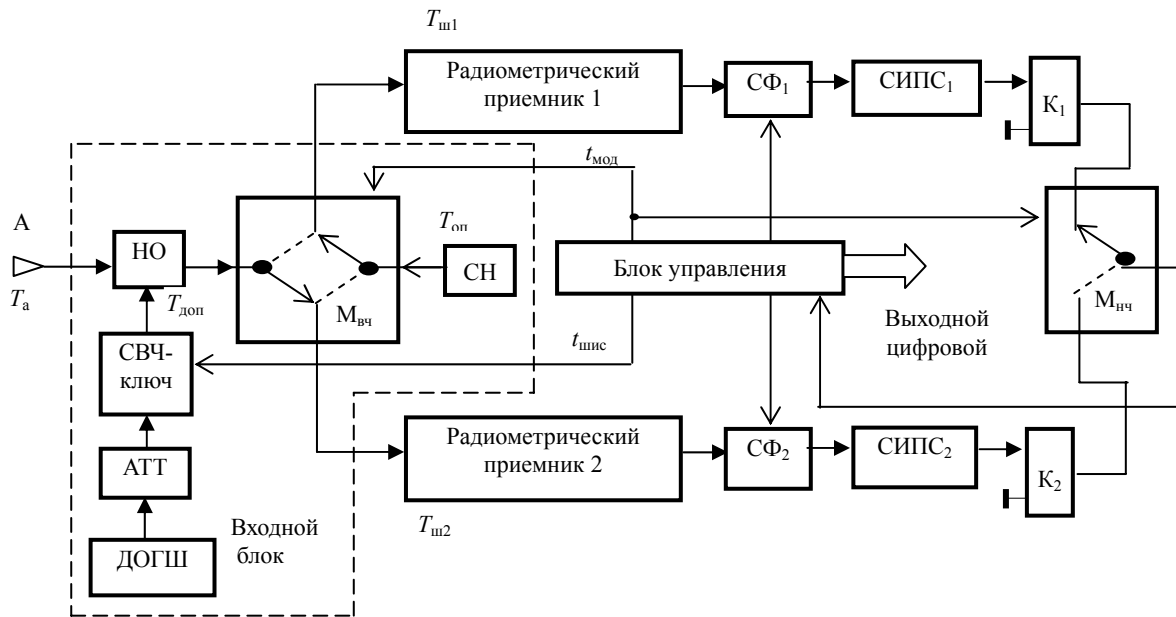


Рис. 1. Структурная схема двухканального (двухприемникового) радиометра

Выходные сигналы измерительных каналов поступают на низкочастотный модулятор  $M_{нч}$  с конфигурацией  $2 \times 1$ . Управление низкочастотным модулятором, как и высокочастотным, происходит по сигналам  $t_{мод}$ .

Выходные сигналы компараторов измерительных каналов, представленные в уровнях логического нуля и единицы, попеременно, с частотой модуляции, подключаются через  $M_{нч}$  на вход цифрового блока управления. Блок управления вырабатывает импульсный сигнал с длительностью  $t_{мод}$  и скважностью следования 2, тем самым осуществляя в радиометре импульсную амплитудную модуляцию синхронными переключениями ключей высокочастотного и низкочастотного модуляторов. Нулевой баланс в радиометре достигается дополнительной широтно-импульсной модуляцией опорного сигнала генератора шума ДОГШ по сигналу  $t_{шис}$ . Также выходные сигналы блока управления задействованы для управления соответствующими синхронными фильтрами измерительных каналов. Низкочастотные синхронные фильтры состоят из трех однозвенных интегрирующих RC-цепей, в которых резистор является общим, а постоянные составляющие трех модулируемых входных сигналов (антенны, суммы сигналов антенны и опорного генератора шума, согласованной нагрузки) накапливаются на трех конденсаторах синхронным их подключением к общей точке схемы через управляемый электронный ключ.

Принцип работы радиометра поясняется временными диаграммами, приведенными на рис. 2. Диаграммы приведены для случая, когда в радиометре установлен нулевой баланс. В радиометре реализована модификация метода нулевых измерений [2], согласно которой нулевой баланс двух измерительных трактов радиометра устанавливается и регулируется изменением длительности широтно-импульсного сигнала  $t_{шис}$ . Так, на выходе СИПС<sub>1</sub> первого канала согласно рис. 2

$$U_+ t_{шис} = U_- (t_{мод} - t_{шис}), \tag{1}$$

где  $U_+$  и  $U_-$  – амплитуды положительного и отрицательного импульсов, равные:

$$\begin{aligned} U_+ &= G_1 k df_1 [(T_a + T_{доп} + T_{ш1}) - (T_{оп} + T_{ш1})] = G_1 k \delta f_1 (T_a + T_{доп} - T_{оп}), \\ U_- &= G_1 k df_1 [(T_{оп} + T_{ш1}) - (T_a + T_{ш1})] = G_1 k \delta f_1 (T_{оп} - T_a), \end{aligned} \tag{2}$$

где  $G_1$  – коэффициент пропорциональности между входными сигналами  $T_a$ ,  $T_{доп}$ ,  $T_{оп}$  и напряжениями  $U_+$  и  $U_-$  на выходе СИПС первого канала;  $k$  – постоянная Больцмана;  $df_1$  – полоса принимаемых первым каналом частот;  $T_{ш1}$  – эффективная температура собственных шумов приемника первого канала.

Подставляя (1) в формулу (2) и решая относительно  $t_{шис}$ , получим:

$$t_{шис} = \frac{T_{оп} - T_a}{T_{доп}} \times t_{мод}. \tag{3}$$

Из (3) следует линейная зависимость длительности  $t_{\text{шис}}$  от входного сигнала антенны  $T_a$ . Следовательно, через эту длительность можно косвенным путем определить сигнал антенны. Также из формулы (3) следует, что на длительность широтно-импульсного сигнала не влияют изменения коэффициента передачи измерительного тракта (коэффициента  $G_I$ ) и собственные шумы приемника, постоянная составляющая которых равна  $T_{\text{ш1}}$ . Устранение влияния этих двух основных дестабилизирующих факторов указывает на то, что радиометр работает по принципу нулевых измерений.

Для второго измерительного канала после аналогичных вычислений полученная формула для  $t_{\text{шис}}$  полностью соответствует (3).

Сигнал антенны определяется из (3):

$$T_a = T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}} \times \frac{t_{\text{шис}}}{t_{\text{мод}}} . \quad (4)$$

Диапазон измерений, значения максимального и минимального сигналов антенны находятся из (4) подстановкой в нее длительностей  $t_{\text{шис}}$ , равных нулю, и длительности  $t_{\text{мод}}$ :  $T_{a,\text{макс}} = T_{\text{оп}}$ ;  $T_{a,\text{мин}} = T_{\text{оп}} - T_{\text{доп}}$ . Настройкой опорного сигнала генератора шума на значение  $T_{\text{доп}} = T_{\text{оп}}$  можно измерять сигналы антенны от нуля градусов термодинамической шкалы Кельвина.

Так как выходным сигналом блока управления является цифровой код длительности широтно-импульсного сигнала, в формуле (3) сделаем переход от длительностей к их цифровым эквивалентам:

$$N_{\text{вых}} = \frac{T_{\text{оп}} - T_a}{T_{\text{доп}}} \times (N_{\text{макс}} + 1) ,$$

где  $N_{\text{макс}}$  – цифровой код с единицами во всех разрядах.

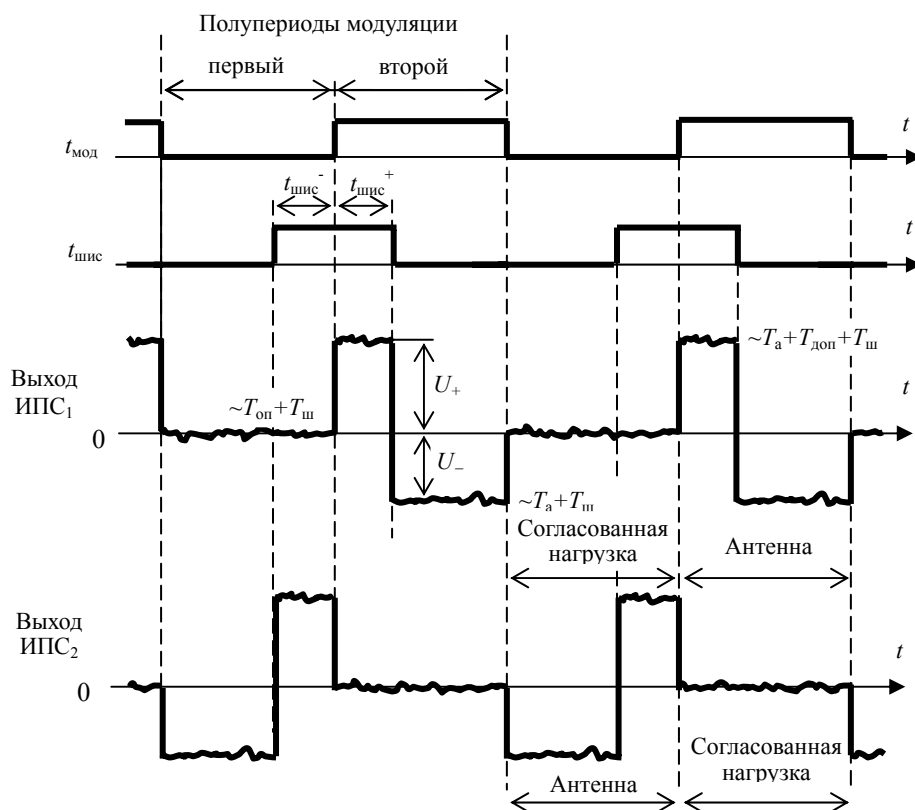


Рис. 2. Временные диаграммы, поясняющие принцип работы двухканального нулевого радиометра

На запаздывание в контуре регулирования длительности широтно-импульсного сигнала оказывает влияние постоянная времени  $\tau_{\text{сипс}}$  схемы исключения постоянной составляющей (см. рис. 1). Для постоянной составляющей сигналов схема СИПС является интегрирующим звеном и поэтому накопление постоянной составляющей происходит с некоторой инерционностью. Если от постоянной времени синхронного фильтра  $\tau$  зависит чувствительность радиометра, то от  $\tau_{\text{сипс}}$  – линейность преобразования.

Повышение динамических свойств радиометра, увеличение его быстродействия связано со скоростью обработки изменений сигнала антенны контуром автоматического регулирования нулевого баланса. Для этого постоянную времени схемы исключения постоянной составляющей необходимо уменьшать. В одноканальной схеме это приведет к повышению погрешности нелинейности характеристики преобразования. Для двухканальной схемы, в случае одновременной обработки сигналов обоих каналов возможно значительное уменьшение погрешности нелинейности при сохранении высоких динамических характеристик радиометра [3]. Для этого изменяется вид модулирующей функции по управлению временем появления широтно-импульсного сигнала. Для первого канала сигналы  $t_{\text{шис}}$  следуют в начале первого полупериода амплитудной модуляции, для второго канала – в конце второго полупериода. В этом случае погрешности нелинейности передаточной характеристики каналов имеют разные знаки, но близкие по модулю значения. Вычисление среднего позволяет повысить линейность характеристики преобразования двухканального радиометра при больших погрешностях отдельных каналов:

$$t_{\text{шис}} = \frac{t_{\text{шис}}^+ + t_{\text{шис}}^-}{2} = \frac{\tau_{\text{сипс}}}{2} \ln \left( \frac{(T_{\text{доп}} + T_a - T_{\text{оп}}) \exp\left(\frac{t_{\text{мод}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right) + (T_{\text{оп}} - T_a) \exp\left(\frac{2t_{\text{мод}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right)}{(T_{\text{доп}} + T_a - T_{\text{оп}}) \exp\left(\frac{t_{\text{мод}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right) + (T_{\text{оп}} - T_a)} \right). \quad (5)$$

На рис. 3 приведена графическая иллюстрация рассчитанных по формуле (5) передаточных характеристик двухканального радиометра для различных постоянных времени разделительной цепи СИПС, построенных для диапазона измерения 50–350 К и длительности полупериода модуляции 500 мкс. Из графиков следует, что характеристики имеют близкий к линейному характер для различных постоянных времени цепи, слабо зависят от параметров СИПС. Только в случае низкого значения  $\tau_{\text{сипс}}$ , в нашем примере равного 0,25 мс, возникает значительная нелинейность характеристики преобразования.

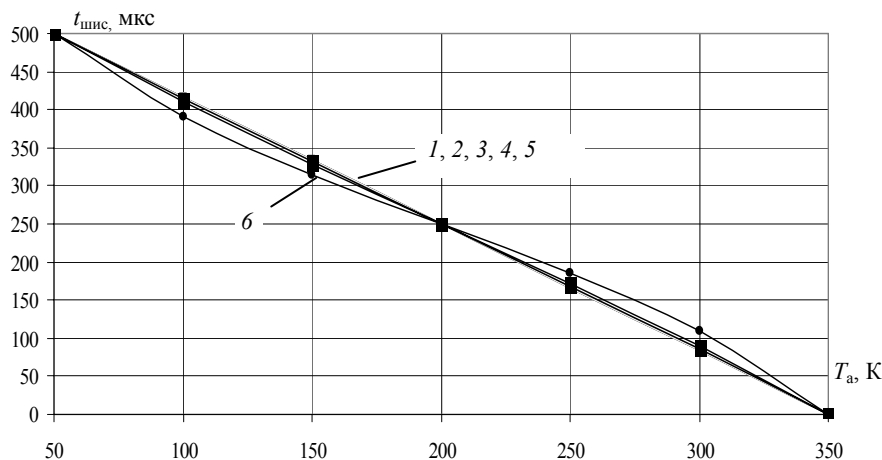


Рис. 3. Передаточные характеристики двухканального радиометра. Постоянные времени СИПС: 1 – 10; 2 – 5; 3 – 2,5; 4 – 1; 5 – 0,5; 6 – 0,25 мс

Погрешность нелинейности передаточной характеристики определяется выражением

$$\delta t_{\text{шис}} = \frac{\tau_{\text{сипс}}}{2} \ln \left( \frac{(T_{\text{доп}} + T_a - T_{\text{оп}}) \exp\left(\frac{t_{\text{мод}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right) + (T_{\text{оп}} - T_a) \exp\left(\frac{2t_{\text{мод}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right)}{(T_{\text{доп}} + T_a - T_{\text{оп}}) \exp\left(\frac{t_{\text{мод}}}{\tau_{\text{сипс}}}\right) + (T_{\text{оп}} - T_a)} \right) - \frac{T_{\text{оп}} - T_a}{T_{\text{доп}}} t_{\text{мод}}. \quad (6)$$

На рис. 4 приведены кривые, характеризующие данную погрешность измерений для различных постоянных времени схемы исключения постоянной составляющей. Из построенных графиков следует, что погрешность нелинейности результирующей передаточной характеристики двухканального радиометра имеет два экстремальных значения положительной и отрицательной величины и становится равной нулю в середине шкалы преобразования.

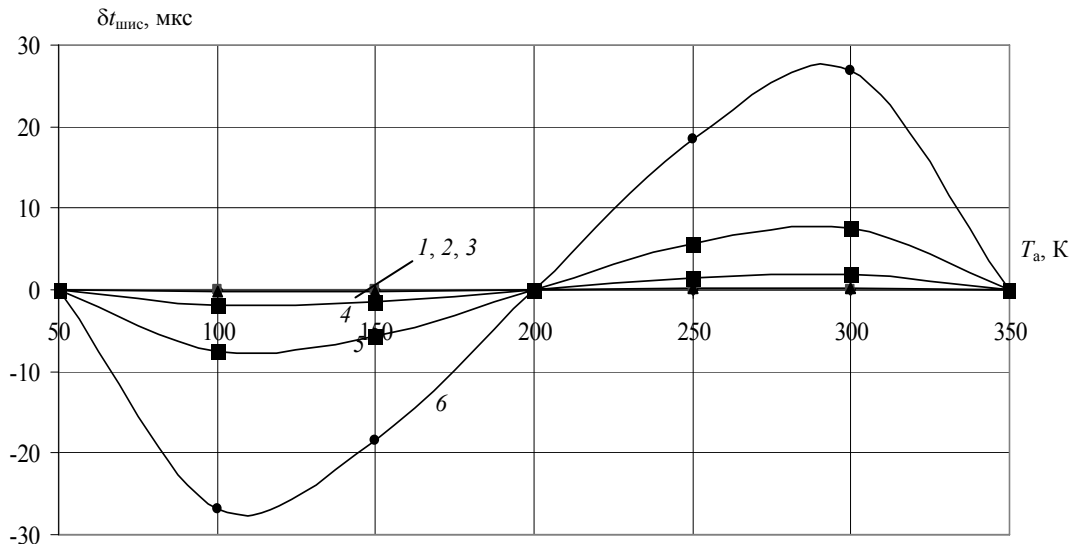


Рис. 4. Погрешность нелинейности передаточной характеристики двухканального радиометра. Здесь постоянные времени СИПС, как и на рис. 3

Максимальные значения данная погрешность принимает при сигналах антенны, определяемых дифференцированием выражения (6) по  $T_a$  и приравниванием производной нулю:

$$T_{a,1} = T_{оп} + \frac{T_{доп}}{2}(A-1), \quad (7)$$

$$T_{a,2} = T_{оп} + \frac{T_{доп}}{2}(A+1), \quad (8)$$

$$\text{где } A = \frac{\exp\left(\frac{t_{мод}}{\tau_{сипс}}\right) + 1}{\exp\left(\frac{t_{мод}}{\tau_{сипс}}\right) - 1} \sqrt{1 - \frac{2\tau_{сипс} \left[ \exp\left(\frac{t_{мод}}{\tau_{сипс}}\right) - 1 \right]}{t_{мод} \left[ \exp\left(\frac{t_{мод}}{\tau_{сипс}}\right) + 1 \right]}}.$$

Подстановкой найденных сигналов антенны (7) и (8) в формулу (6) определяем два значения погрешности нелинейности характеристики преобразования, принимающих максимальную величину:

$$\delta t_{шис, макс, 1} = \frac{\tau_{сипс}}{2} \ln \left( \frac{\exp\left(\frac{t_{мод}}{\tau_{сипс}}\right)(A+1) - \exp\left(\frac{2t_{мод}}{\tau_{сипс}}\right)(A-1)}{\exp\left(\frac{t_{мод}}{\tau_{сипс}}\right)(A+1) - (A-1)} \right) + \frac{t_{мод}}{2}(A-1), \quad (9)$$

$$\delta t_{шис, макс, 2} = \frac{\tau_{сипс}}{2} \ln \left( \frac{\exp\left(\frac{2t_{мод}}{\tau_{сипс}}\right)(A+1) - \exp\left(\frac{t_{мод}}{\tau_{сипс}}\right)(A-1)}{(A+1) - \exp\left(\frac{t_{мод}}{\tau_{сипс}}\right)(A-1)} \right) - \frac{t_{мод}}{2}(A+1). \quad (10)$$

Эти два значения имеют разные знаки, но равны по модулю. Аналогично одноканальным схемам максимальные значения погрешности нелинейности двухканальной схемы не зависят от сигналов опорных источников шума. На рис. 5 приведена графическая иллюстрация зависимости  $\delta t_{шис, макс, 1} = f(\tau_{сипс})$ , вычисленная по формуле (9) и представленная в процентном отношении к максимальной длительности широтно-импульсного сигнала, равной 500 мкс (кривая 1). На этом же графике построена зависимость погрешности нелинейности одного канала (кривая 2).

Использование двух каналов позволяет повысить чувствительность измерений. В случае использования двух каналов количество накопленных цифровых кодов с последующим усреднением на одинаковом временном интервале с одноканальной схемой возрастает в два раза. Таким образом, минимально обнаружимый порог сигнала в двухканальной схеме уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз [4].

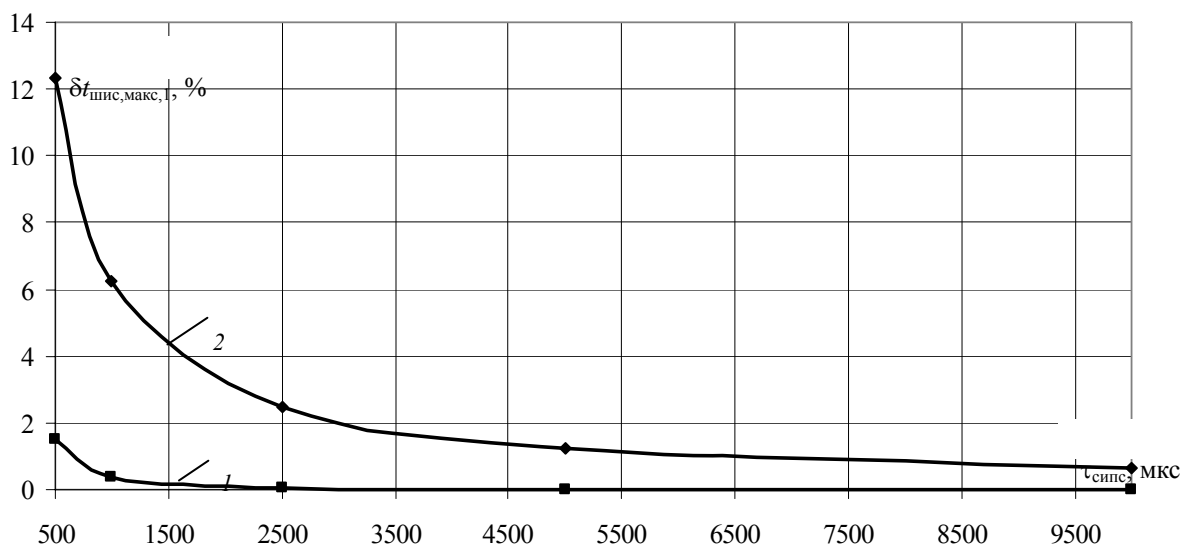


Рис. 5. Зависимость максимального значения погрешности нелинейности радиометра от постоянной времени СИПС: 1 – двухканальная схема; 2 – одноканальная схема

В другом случае, если в одноканальном и двухканальном радиометрах накопление производить одинаково, то есть реализовать одинаковую для обоих радиометров чувствительность, то динамические характеристики двухканального радиометра будут выше в  $\sqrt{2}$  раз, так как накопление цифровых кодов происходит в два раза быстрее.

Кроме того, применение двухприемниковой схемы повышает надежность работы радиометрических систем. В случае отказа одного приемника система остается работоспособной с той лишь разницей, что в  $\sqrt{2}$  раз ухудшается чувствительность.

#### Литература

1. Sharkov E.A. Passive Microwave Remote Sensing of the Earth: Physical Foundations / E.A. Sharkov. – Berlin: Springer/PRAXIS, 2003. – 437 p.
2. Филатов А.В. Способы реализации модификации метода нулевого приема в сверхвысокочастотных радиометрах // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48, вып. 7. – С. 888-894.
3. Пат. 2 393 502. РФ, МПК G 01 S 13/95, G 01 R 29/26. Двухканальный нулевой радиометр / А.В. Филатов (РФ), А.В. Убайчин (РФ). – № 2008 148 402 / 09; заявл. 05.12.08; опубл. 04.01.2010. Бюл. № 18. – 3 с.
4. Филатов А.В. Флуктуационная чувствительность микроволновых нулевых радиометров на основе комбинированной импульсной модуляции / А.В. Филатов, Н.А. Каратаева, А.Г. Лошилов // Успехи современной радиоэлектроники (Зарубежная радиоэлектроника). – 2006. – № 10. – С. 3-18.

#### Филатов Александр Владимирович

Д-р техн. наук, профессор каф. телекоммуникаций и основ радиотехники ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 24-96-73

Эл. почта: filsash@mail.ru

Filatov A.V.

**New approach to development of radio engineering microwave devices of passive location on a principle of synchronous combination of two types of pulse modulation**

In the article we consider a two-channel (two-receiver) device of super-high frequencies – a microwave radiometer, where we solved the task on magnification of sensitivity of the receiving unit and stability of its characteristics. The usage of null method of measurement allows to decrease the influence of the changes in transmission ratios of receivers and their intrinsic noises on accuracy of measurements.

**Keywords:** remote sensing, microwave radiometer, null method.

---