

СЛЕДЯЩИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ МОЩНОСТИ СВЧ С ПЕРИОДИЧЕСКИМ СРАВНЕНИЕМ

В. И. Осокин, Н. Д. Дубовой

Рязань

Для измерения малых уровней мощности часто применяется болометрический метод, основанный на измерении проводимости болометра того или иного типа при подаче на него измеряемой мощности СВЧ. При этом в качестве входного устройства применяются автобалансные мосты переменного тока, достоинства которых послужили причиной их широкого распространения. Однако выходной сигнал автобалансного моста существенно изменяется при изменении параметров термистора (болометра) под влиянием изменения температуры окружающей среды, старения, а также при смене термисторов. Это нежелательное изменение выходного сигнала иногда, особенно при измерении малых мощностей, значительно превышает реакцию моста на воздействие измеряемой мощности. В стандартных болометрических измерителях мощности данное паразитное изменение выходного сигнала устраняется большим количеством ручных органов управления, подбором термисторов, термостатированием и т. д.

Естественно, что эффективность использования таких измерителей снижается из-за длительного времени измерения, сложности, большой вероятности возникновения субъективных погрешностей.

Рассмотрим схему измерения мощности (рис. 1), построенную на основании метода периодического сравнения [1]. В схеме использован автобалансный термисторный мост переменного тока АМ, амплитуда выходного напряжения которого изменяется при воздействии мощности на термистор, включенный в одно из плеч. При переменной периодической подаче через переключатель АП, управляемый модуляционным генератором Γ_2 , на термистор автобалансного моста измеряемой $P_{\text{СВЧ}}$ и замещающей $P_{\text{зам}}$ мощностей различных по величине, выходное переменное напряжение автобалансного моста окажется промодулированным по амплитуде с частотой модуляционного генератора Γ_2 прямоугольным напряжением,

В соответствии с периодичностью подачи на термистор измеряемой и замещающей мощностей для выходного напряжения автобалансного моста $U_{AM}(t)$ можно записать

$$U_{AM}(t) = \begin{cases} U_1(t) & \text{при } nTn < t < nTn + \tau; \\ U_2(t) & \text{при } nTn + \tau < t < (n+1)Tn, \end{cases} \quad (1)$$

где $n = 0, 1, 2, 3 \dots$ — номер периода модуляционного генератора Γ_Ω ;

$U_1(t) = U_{1m} \sin(\omega t + \varphi_1)$ — выходное напряжение автобалансного моста, амплитуда U_{1m} которого соответствует подаче на термистор измеряемой мощности $P_{СВЧ}$;

$U_2(t) = U_{2m} \sin(\omega t + \varphi_2)$ — выходное напряжение автобалансного моста, амплитуда U_{2m} которого соответствует подаче на термистор замещающей мощности постоянного тока.

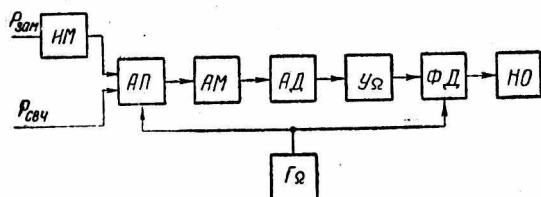


Рис. 1. Блок-схема измерителя мощности СВЧ с периодическим сравнением.

Принимая во внимание, что частота генерации ω автобалансного моста значительно больше частоты Ω модуляционного генератора, т. е. выполняются условия $\omega \gg \Omega$ и $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$, можно записать выражение для $U_{AM}(t)$:

$$U_{AM}(t) = [U_0 + U(\Omega t)] \sin(\omega t + \varphi), \quad (2)$$

где $U_0 = \frac{U_{1m} + U_{2m}}{2}$ — среднее значение амплитуды несущего сигнала с выхода автобалансного моста;

$U(\Omega t)$ — огибающая промодулированного сигнала

$$U(\Omega t) = \frac{U_{1m} - U_{2m}}{2} \text{sign} \sin \Omega t; \quad (3)$$

$\text{sign} \sin \Omega t$ — сигнум-функция (сгибающая знака периодического процесса).

После детектирования амплитудным детектором АД, усиления и выделения огибающей частоты Ω усилителем $У_\Omega$ с учетом выражений (2) и (3) сигнал на выходе фазового детектора ФД описывается выражением

$$U_{ФД} = K_{АД} K_{У_\Omega} K_{ФД} \cdot \frac{U_{1m} - U_{2m}}{2}. \quad (4)$$

Выходное выражение фазового детектора $U_{\text{ФД}}$ фиксируется нуль-органом НО.

Неизвестная мощность СВЧ может быть измерена путем изменения величины замещающей мощности $P_{\text{зам}}$ до значения, обеспечивающего равенство амплитуд напряжений $U_1(t)$ и $U_2(t)$, т. е. $U_{1m} = U_{2m}$. При этом выходное напряжение фазового детектора, описываемое выражением (4), а вместе с ним и показания нуль-органа равны нулю. Эффекты воздействия на термистор измеряемой и замещающей мощности в этом случае одинаковы. Значение измеряемой мощности можно оценить по измерителю мощности постоянного тока ИМ, включенному в цепь подачи замещающей мощности.

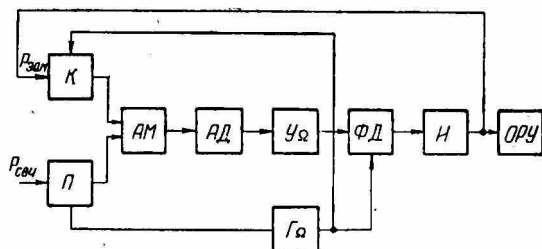


Рис. 2. Блок-схема автоматического следящего измерителя мощности СВЧ с периодическим сравнением.

Одноканальная схема периодического сравнения исключает необходимость подбора элементов с идентичными характеристиками и, в отличие от известных схем с периодическим преобразованием, нестабильность коэффициентов преобразования отдельных звеньев не влияет на погрешность измерения.

Используя схему периодического сравнения и осуществив обратную связь, позволяющую с помощью выходного сигнала фазового детектора управлять величиной замещающей мощности постоянного тока, строим следящий измеритель мощности СВЧ с периодическим сравнением. При этом процесс измерения будет полностью автоматизирован. Из схемы, приведенной на рис. 2, видно, что замещающая мощность формируется автоматически изменением величины выходного напряжения интегратора И. Схема работает следующим образом. Измеряемая и замещающая мощности, в общем случае различные по величине, соответственно через высокочастотный переключатель П и ключ К, управляемые в противофазе модуляционным генератором Γ_2 , подаются на автобалансный мост АМ, вызывая модуляцию по амплитуде его выходного напряжения прямоугольным напряжением с частотой модуляционного генератора Γ_2 и амплитудой, определяемой разностью измеряемой и замещающей мощностей. Далее обработка выходного сигнала автобалансного моста производится, как и в схеме рис. 1. Отличие заключается в том, что импульсное выходное напряжение фазового

детектора с частотой Ω и амплитудой, определяемой разностью значений измеряемой и замещающей мощностей, подается на вход интегратора И, выходное напряжение которого будет возрастать по мере поступления импульсов. Напряжение с выхода интегратора И через ключ К поступает на вход (термистор) автобалансного моста. По мере сближения значений измеряемой и замещающей мощностей амплитуда импульсов на выходе фазового детектора уменьшается и, следовательно, скорость изменения напряжения на выходе интегратора уменьшается.

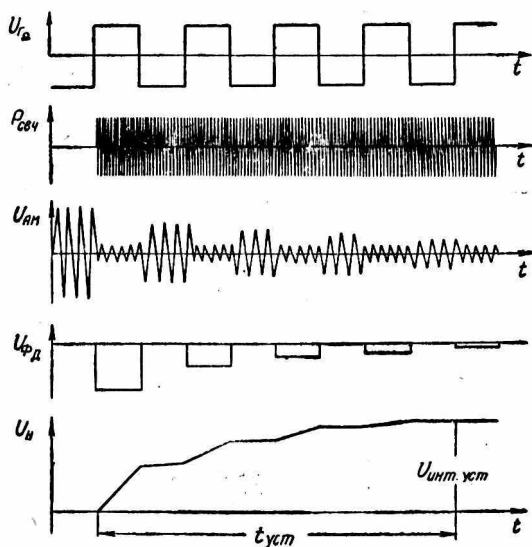


Рис. 3. Временные диаграммы работы автоматического следящего измерителя мощности с периодическим сравнением.

При равенстве мощностей модуляция выходного напряжения автобалансного моста прекращается, амплитуда импульсов на выходе фазового детектора становится равной нулю, а выходное напряжение интегратора устанавливается на некотором постоянном уровне. Если учесть, что измерение мощности сводится при этом к измерению напряжения постоянного тока на выходе интегратора, которое в настоящее время может быть произведено автоматически, без особых затруднений, процесс измерения мощности СВЧ будет автоматизирован в целом. Временные диаграммы работы автоматического следящего измерителя мощности с периодическим сравнением приведены на рис. 3.

Для установившегося состояния функция преобразования измерителя определяется зависимостью

$$P_{\text{СВЧ}} = P_{\text{зам}} = \left[\frac{U_{\text{инт.уст}}}{2(R + R_0)} \right]^2 R_T = K U_{\text{инт.уст}}^2 \quad (5)$$

где $U_{\text{вых. уст}}$ — выходное напряжение интегратора в установившемся режиме;

R — сопротивление в цепи обратной связи между выходом интегратора и термистора;

R_T — сопротивление термистора в рабочей точке;

$K = \frac{R_T}{4(R + R_T)^2}$ — коэффициент пропорциональности.

Таким образом, выходное напряжение интегратора И может служить мерой измеряемой мощности при соответствующей градуировке отсчетно-регистрающего устройства.

Автоматический следящий измеритель мощности с периодическим сравнением [2] представляет собой систему автоматического регулирования, задающим воздействием (входным сигналом) которой является измеряемая мощность СВЧ, а реакцией системы (выходным сигналом) — напряжение постоянного тока.

Первичным датчиком системы служит инерционный нелинейный элемент — термистор, поэтому принципиально система относится к классу нелинейных инерционных систем. Рассмотрим некоторые обстоятельства, позволяющие пренебречь инерционностью термистора и произвести линеаризацию системы.

Величина коэффициента усиления $K_{\text{УАМ}}$ усилителя автобалансного моста должна быть выбрана достаточной для того, чтобы результирующая постоянная времени $\tau_{\text{АМ}}$ автобалансного моста, определяемая известным выражением

$$\tau_{\text{АМ}} = \frac{\tau_T}{K_{\text{УАМ}} + 1}, \quad (6)$$

(τ_T — постоянная времени термисторов), была бы пренебрежимо малой в сравнении со скоростью изменения входного сигнала.

Линеаризация системы производится исходя из того, что рабочий участок характеристики $R_T = f(P)$, по которому перемещается рабочая точка термистора, достаточно мал, и уровень системы в этом случае для малых отклонений от равновесного состояния можно приближенно считать линейным. Входной ключ постоянного тока k и высокочастотный переключатель Π являются модулятором, а фазовый детектор — демодулятором сигнала. Выделение низкочастотного напряжения огибающей частоты Ω осуществляется фильтром АД и усилителем $У_2$ с разделительными конденсаторами достаточно большой емкости на входе и выходе.

Представим канал преобразования до выхода фазового детектора в виде схемы, приведенной на рис. 4, и, воспользовавшись методикой, приведенной в [3], получаем выражение передаточных функций для двух принципиально возможных режимов синхронизации:

$$\Phi_1(p) = \frac{K(T_1^2 P^2 + T_2 P + 1)}{T_3 T_4 P^3 + (T_3 + T_4) P^2 + (1 + K K_{\text{о.с}} T_2) P + K K_{\text{о.с}}}; \quad (7)$$

$$\Phi_2(p) = \frac{K(T_2 p + 1)}{T_3 T_4 p^3 + (T_3 + T_4 + T_1^2 K K_{oc}) p^2 (1 + K K_{oc} T_2) p + K K_{oc}}, \quad (8)$$

$$\text{где } T_1^2 = T_4 T_3 \frac{r_{\text{вхк}} + g r_{\text{н}}}{g(r_{\text{вхк}} + r_{\text{н}})};$$

$$T_2 = T_3 + T_4 \frac{r_{\text{вхк}} + g r_{\text{н}}}{r_{\text{вхк}} + r_{\text{н}}};$$

$$T_3 = C_1 (r_{\text{вхк}} + r);$$

$$T_4 = \frac{C_2 r_{\text{вхк}} (r_{\text{вхк}} + r_{\text{н}})}{r_{\text{вхк}} + g r_{\text{н}}};$$

$$K = K_0 K_{\text{AM}} K_{\text{AD}} K_{\text{УФ}} K_{\text{ФД}} K_{\text{М}};$$

$$K_0 = \frac{r_{\text{вх}}}{r_{\text{вх}} + r} \cdot \frac{g(1-g)(r_{\text{вхк}} + r_{\text{н}})}{r_{\text{вхк}} + g r_{\text{н}}};$$

K_{oc} — коэффициент передачи цепи обратной связи; K_{AM} , K_{AD} , $K_{\text{УФ}}$, $K_{\text{ФД}}$, $K_{\text{н}}$ — коэффициенты передачи соответствующих звеньев; $r_{\text{н}}$ — входное сопротивление интегратора; $g = 0,5$ — коэф-

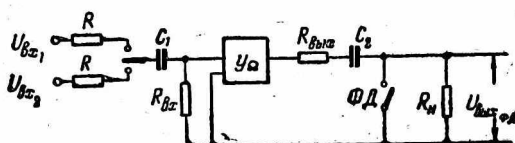


Рис. 4. Эквивалентная схема канала модулятор-демодулятор.

фициент заполнения периода следования импульсов фазового детектора.

Используя преобразование Карсона-Хевисайда, получаем выражение переходной характеристики для режима работы, определяемого передаточной функцией $\Phi_1(t)$:

$$h_1(t) = 1 - \frac{(T_{11}^2 + T_1^2 - T_2 T_{11})}{(T_{11}^2 + T_{21}^2 - 2\xi_{21} T_{21} T_{11})} e^{-\frac{t}{T_{11}}} +$$

$$+ \frac{\sqrt{[T_{21}^2 \xi_{21} T_2 T_{21} - T_1^2 (1 - 2\xi_{21}^2)]^2 + (1 - \xi_{21}^2) (T_{21} T_2 - 2T_1^2 \xi_{21})^2}}{T_{12} \sqrt{T_{21}^2 - 2\xi_{21} T_{21} T_{11}} + T_{11}^2} \sqrt{1 - \xi_{21}^2} \times$$

$$\times e^{-\frac{\xi_{21} t}{T_{21}}} \sin\left(\frac{1}{T_{21}} \sqrt{1 - \xi_{21}^2} t + \varphi_1 - \varphi_2 - \varphi_3\right), \quad (9)$$

$$\varphi_1 = \text{arctg} \frac{\sqrt{1 - \xi_{21}^2} (T_{21} T_2 - 2T_1^2 \xi_{21})}{[T_{21}^2 - \xi_{21} T_{21} T_2 - T_1^2 (1 - 2\xi_{21}^2)]};$$

$$\varphi_2 = \text{arctg} \frac{T_{11} \sqrt{1 - \xi_{21}^2}}{T_{21} - T_{11} \xi_{21}};$$

$$\varphi_3 = \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1 - \xi_{21}^2}}{-\xi_{21}},$$

$$\text{где } T_{11} = T_2; \quad T_{21} = \sqrt{\frac{T_3}{KK_{0.c}}};$$

$$\xi = \frac{1}{2\sqrt{T_3 KK_{0.c}}}.$$

Аналогично находим выражение переходной характеристики для режима работы, определяемого передаточной функцией $\Phi_2(P)$:

$$\begin{aligned} h(t) = & 1 + \frac{T_{12}(T_2 - T_{12})}{T_{22}^2 - 2\xi_{22}T_{22}T_{12} + T_{12}^2} e^{-\frac{t}{T_{12}}} + \\ & + \frac{\sqrt{T_{22}^2 - 2T_{22}\xi_{22}T_2 + T_2^2}}{\sqrt{T_{22}^2 - 2\xi_{22}T_{22}T_{12}^2} \sqrt{1 - \xi_{22}^2}} \times \\ & \times e^{\frac{\xi_{22}t}{T_{22}}} \sin\left(\frac{1}{T_{22}} \sqrt{1 - \xi_{22}^2} t + \varphi_1 - \varphi_2 - \varphi_3\right); \end{aligned} \quad (10)$$

$$\varphi_1 = \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1 - \xi_{22}^2} T_2}{(T_{22} - \xi_{22}T_2)};$$

$$\varphi_2 = \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1 - \xi_{22}^2} T_{12}}{T_{22} - \xi_{22}T_{12}};$$

$$\varphi_3 = \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1 - \xi_{22}^2}}{\xi_{22}},$$

где

$$T_{12} = \frac{1}{KK_{0.c}}; \quad T_{22} = \sqrt{T_3 T_4}; \quad \xi_{22} = \frac{1,4T_3}{2\sqrt{T_3 T_4}}.$$

Анализ характеристики системы с помощью приведенных выражений позволяет оптимально выбрать параметры отдельных звеньев измерителя мощности. Общая погрешность измерения определяется суммой погрешностей термисторной головки (первичного датчика), следящего преобразователя с периодическим сравнением и отсчетно-регистрирующего устройства. В качестве первичного датчика можно применить любую стандартную, централизованно поставленную термисторную головку, которая предварительно аттестуется и, следовательно, погрешность ее известна.

Методы построения отсчетно-регистрирующих устройств, способных автоматически измерять напряжение постоянного тока, разработаны достаточно хорошо. Для этой цели могут быть также использованы стандартные автоматические вольтметры. Например,

при испытании следящего измерителя мощности с периодическим сравнением, принцип построения которого описан в данной статье, использовался автоматический цифровой вольтметр типа ВК7-10А, погрешность которого при измерении постоянного напряжения не превышает $\pm 0,5\% + 1$ знак младшей декады.

Учитывая все изложенное, при экспериментальном исследовании определяли погрешность (без учета погрешности, вносимой СВЧ трактом) преобразования мощности, поданной на термистор, и напряжения постоянного тока в условиях воздействия на измеритель совокупности дестабилизирующих факторов (окружающей температуры $-10 \div +60^\circ\text{C}$ изменения питающих напряжений на $\pm 10\%$).

Результаты измерения обрабатывались методом дисперсионного анализа. Результаты сведены в таблицу.

$P_{\text{МК}}, \text{вт}$	50	100	200	600	1000	1200	1400	1800	2000
$\gamma_{\text{Рсист}}, \%$	5,4	4	3,2	0,2	0,1	0,36	0,2	0,21	0
$\gamma_{\text{Рслуч}}, \%$	8,4	5,6	4,9	2,7	2,1	2,1	2	2,4	1,4

Систематическую погрешность $\gamma_{\text{Рсист}}$ определяли как относительное отклонение среднего арифметического значения ряда измерений от идеального, подсчитанного по формуле (5). Случайную погрешность $\gamma_{\text{Рслуч}}$ — как устроенное средне-квадратическое отклонение.

Таким образом, автоматическое следящее преобразование с периодическим сравнением обеспечивает малую зависимость результата преобразования от действия дестабилизирующих факторов.

Поочередное, с малым разнесением во времени, прохождение измеряемого и замещающего сигнала через один и тот же тракт дает возможность применить менее стабильные, зато более чувствительные элементы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ю. А. Скрипник. Модуляционный фазочувствительный дифференциальный индикатор. «Измерительная техника», 1962, № 2, с. 18—30.
2. Н. Д. Дубовой, С. В. Груздев, Р. Г. Карпов, В. И. Осокин, С. И. Чибриков. Автоматический прибор для измерения мощности СВЧ разновременным компарированием. «Обмен опытом в радиопромышленности», 1969, вып. II, с. 49—70.
3. В. И. Анисимов. Анализ амплитудно-частотной характеристики канала модулятор — демодулятор. «Автоматика и телемеханика», 1962, № 1, с. 42—63.