

АВТОМАТИЧЕСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ МОЩНОСТИ СВЧ С КОМПАРИРОВАНИЕМ

Н. Д. Дубовой, В. И. Осокин, С. И. Чибриков

Рязань

Термисторные измерители мощности СВЧ в настоящее время являются, пожалуй, самыми распространенными приборами, широко применяемыми как для непосредственного измерения малых мощностей, так и в сочетании с направленными ответвителями, щелевыми мостами и т.д. для определения значения сравнительно больших мощностей. Основные недостатки подобных измерителей — необходимость компенсации влияния температуры внешней среды, наличие большого числа ручных операций при измерении и, как следствие, невысокое быстродействие.

Применение измерителей, построенных на основе самобалансирующихся мостов переменного тока, позволило существенно улучшить метрологические характеристики подобных приборов, однако непрерывно повышающиеся требования к быстродействию и точности измерения заставляют искать новые пути улучшения

Запоминающий конденсатор C_2 присоединен при этом к выходу выпрямителя В, следовательно, он заряжен до напряжения $U_{c_2} = U_{в1}$, пропорционального напряжению U_{oc1} . Операция измерения начинается с момента нажатия кнопки K_1 , переводящей реле P_1 в состояние, при котором контакты P_{12} размыкаются, а замкнувшимися контактами P_{11} запоминающий конденсатор C_2 подключается ко второму входу D_2 амплитудно-регенеративного компаратора K , первый вход D_1 которого соединен с выходом выпрямителя В. Одновременно замыкаются и контакты P_{13} , благодаря чему высокое напряжение E_1 через замкнутые контакты P_{21} реле P_2 и контакты P_{13} реле P_1 подается на переключатель П, прекращая поступление P_x на термистор R_t , а на вход интегрирующей цепи $R_5 C_1$ с этого момента поступает напряжение E_1 , обеспечивая получение нарастающего во времени напряжения U_{c1} . После выключения P_x напряжение на выходе В скачком возрастает до значения $U_{в} = U_{в0}$, где $U_{в0}$ — напряжение на выходе выпрямителя В при $P_x = 0$. Но так как одновременно со снятием P_x начинает заряжаться конденсатор C_1 , через мостовую схему при этом протекает ток $I(t)$, изменяющийся по закону

$$I(t) = \frac{E_1}{R_5 + R_6 + R_7 + R_M} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_0 C_1}} \right), \quad (2)$$

где R_M — сопротивление мостовой схемы между вершинами c и d ;

$$R_0 = \frac{R_5 (R_6 + R_7 + R_M)}{R_5 + R_6 + R_7 + R_M}.$$

Под действием возрастающего тока $I(t)$, образующего на термисторе мощность замещения $P_{зам}$, напряжение на выходе выпрямителя будет уменьшаться и в некоторый момент оно станет равным

$$U_{в(t)} = U_{c_2} - \Delta U = U_{в1} - \Delta U = U_{в2}, \quad (3)$$

где ΔU определяется порогом чувствительности компаратора K ; $U_{в1} = U_{c_2}$ — соответственно выходное напряжение выпрямителя В и напряжение, «запомненное» конденсатором C_2 при поданной на термистор мощности P . При выполнении равенства (3) компаратор срабатывает и запускает триггер Т, управляющий состоянием реле P_2 . Размыкание контактов P_{21} прекращает заряд C_1 , а замыкание контактов P_{22} запускает цифровой вольтметр ЭЦВ, позволяющий измерить напряжение U_{c1} , до которого конденсатор C_1 успел зарядиться к моменту достижения равенства (3). Так как $U_{c_2} = U_{в1}$, можно считать, что отсчет, полученный с ЭВЦ, моделирующий в этом случае замещающую мощность $P_{зам}$, дает информацию и о P_x , т. е.

$$P_{зам} = P_x = \frac{U_{c1}^2}{4} \frac{R_{t0}}{(R_6 + R_7 + R_M)^2} = K_0 U_{c1}^2. \quad (4)$$

Это соотношение тем справедливее, чем выше коэффициент усиления в схеме АМ. После отсчета показания ЭЦВ кнопка K_1 отпускается и через несколько секунд, достаточных для восстановления на C_2 напряжения, равного выходному напряжению с выпрямителя В, замер можно повторить.

Оценивая точность измерения с помощью построенного прибора, следует остановиться на оценке некоторых специфических источников погрешностей, присущих именно этой схеме, из которых наиболее существенными являются погрешность, определяемая нестабильностью ΔU_k порога срабатывания компаратора К, и погрешность, определяемая явлением разряда запоминающего конденсатора C_2 за время подачи на термистор замещающего напряжения с C_1 . Эти составляющие общей погрешности можно определить с помощью графиков, приведенных на рис. 2, а.

В первом случае можно записать, что

$$P_x = K_0 U_m^2 \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right)^2 \approx \approx K_0 U_m^2 \left(\frac{t}{T}\right)^2 \approx K_0 V^2 t^2, \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \text{где } T &= R_0 C_1; U_m = \\ &= \frac{E(R_6 + R_7 + R_m)}{R_5 + R_6 + R_7 + R_m}; \\ U &= \frac{U_m}{T}. \end{aligned}$$

Отсюда для момента времени t_1 (верхнего порога срабатывания компаратора) получим (рис. 2, а)

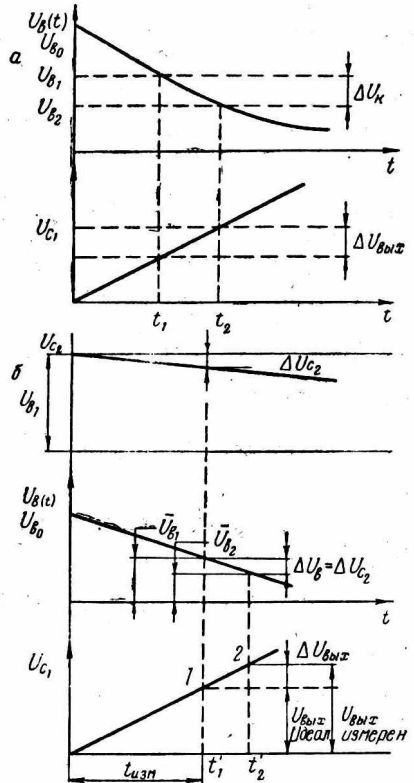
$$t_1 \approx \frac{T}{U_m} \sqrt{\frac{P_x}{K_0}}. \quad (6)$$

Наличие разброса ΔU_k приведет к появлению погрешности δ_p и тогда уравнение (5) запишется в ином виде:

$$P_x + \delta_p = K_0 U_m^2 \left(\frac{t_2}{T}\right)^2. \quad (7)$$

Отсюда находим значение времени t_2 :

$$t_2 = \frac{T}{U_m} \sqrt{\frac{P_x + \delta_p}{K_0}}. \quad (8)$$



2. Временные диаграммы работы измерителя.

Но из условий баланса мостовой схемы должно сохраняться равенство

$$P_{\text{зам}} + P_{\text{о.с}} + P_t = P_0, \quad (9)$$

где
$$P_{\text{зам}} = K_0 U_{\text{вых}}^2 = K_0 U_m^2 \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right)^2 \approx K_0 \frac{U_m^2 t^2}{T^2};$$

$$P_{\text{о.с}} = \frac{U_{\text{ос}}^2}{4R_t} = K U_{\text{в1}}^2;$$

K — коэффициент пропорциональности между $U_{\text{в}}^2$ и $P_{\text{о.с}}$.

Подставив значения $P_{\text{зам}}$ и $P_{\text{о.с}}$ в (9), получим временную функцию выходного напряжения выпрямителя:

$$U_{\text{в}}(t) = \bar{K} \sqrt{P_0 - P_t - K_0 \frac{U_m^2 t^2}{T^2}}, \quad (10)$$

где
$$\bar{K} = 2K \sqrt{\frac{R_t}{k}}.$$

Из (10) для известных величин t_1 и t_2 находим уровни выходного напряжения выпрямителей $U_{\text{в1}}$ и $U_{\text{в2}}$ соответственно для порога чувствительности компаратора $\Delta U_k = 0$ и $\Delta U_k \neq 0$, и для полученных значений $U_{\text{в1}}$, $U_{\text{в2}}$ определяем порог чувствительности компаратора как

$$\Delta U_k = U_{\text{в1}} - U_{\text{в2}} = \bar{K} \left(\sqrt{P_0 - P_t - P_x} - \sqrt{P_0 - P_t - (P_x + \delta_p)} \right). \quad (11)$$

Решив полученное соотношение (11) относительно $\delta_p = f(\Delta U_k)$, можно записать

$$\delta_p = \frac{\Delta U_k}{\bar{K}} \left(2\sqrt{P_0 - P_t - P_x} - \frac{\Delta U_k}{\bar{K}} \right). \quad (12)$$

Дифференцируя (12) по ΔU_k , найдем составляющую погрешность измерения, определяемую нестабильностью значения ΔU_k , в следующем виде:

$$\delta_p' = \frac{2\Delta U_k'}{\bar{K}} \left(\sqrt{P_0 - P_t - P_x} - \frac{\Delta U_k}{\bar{K}} \right), \quad (13)$$

где $\Delta U_k' \frac{d\Delta U_k}{dt}$ — скорость изменения значения ΔU_k .

Таким образом, дополнительная погрешность определяется и абсолютным значением ΔU_k , и ее нестабильностью во времени.

Второй источник погрешности измерения в этой схеме определяется неизбежным разрядом на ΔU_{C_2} запоминающего конденсатора C_2 за время $t_{\text{изм}}$ проведения операции замещения мощности P_x .

Рассмотрим эту погрешность для случая линейного нарастания напряжения на интегрирующем конденсаторе C_1 и линейного изменения напряжения на C_2 , что вполне допустимо, поскольку всегда

можно обеспечить постоянную времени заряда конденсатора C_1 и разряда конденсатора C_2 много больше времени $t_{изм}$. Из чертежа рис. 2, б можно записать

$$\Delta U_{c2} = U_{в1} \frac{t_{изм}}{\tau}, \quad (14)$$

где $t_{изм}$ — время измерения;

$U_{в1}$ — напряжение, до которого заряжен конденсатор C_2 при поступлении на генератор мощности P_x ;

τ — постоянная времени разряда запоминающего конденсатора C_2 , определяемая входным сопротивлением компаратора и качеством переменного конденсатора C_2 .

Учитывая (5), для времени измерения $t_{изм}$ можно записать

$$t_{изм} = \frac{1}{V} \sqrt{\frac{P_x}{K_0}}. \quad (15)$$

Подставив (15) в (14), получим

$$\Delta U_{c2} = U_{в1} \frac{1}{\tau V} \sqrt{\frac{P_x}{K_0}}. \quad (16)$$

Но компаратор, очевидно, сработает в момент времени t_2 , при котором выполнится равенство $\Delta U_{c2} = \Delta U_{в} = \bar{U}_{в1} - \bar{U}_{в2}$, т. е. при соблюдении соотношения

$$\Delta U_c = \bar{K} (\sqrt{P_0 - P_t - P_x} - \sqrt{P_0 - P_t - (P_x + \delta P_1)}). \quad (17)$$

При этом для $\bar{U}_{в1}$ и $\bar{U}_{в2}$ можно записать

$$\bar{U}_{в1} = U_{в1} = \bar{K} \sqrt{P_0 - P_t - P_x}; \quad (18)$$

$$\bar{U}_{в2} = \bar{K} \sqrt{P_0 - P_t - (P_x + \delta P_1)}.$$

Тогда, подставив в (16) значение $U_{в1}$ из (18) и приравняв полученное выражение для ΔU_{c2} к (17), имеем

$$\frac{1}{\tau V} \sqrt{\frac{P_x}{K_0}} \sqrt{P_0 - P_t - P_x} = \sqrt{P_0 - P_t - P_x} - \sqrt{P_0 - P_t - (P_x + \delta P_1)}. \quad (19)$$

Решив (19) относительно δP_1 , можно записать

$$\delta P_1 = \frac{\sqrt{\frac{P_x}{K_0}}}{\tau V} (P_0 - P_t - P_x) \left(2 - \sqrt{\frac{P_x}{K_0}} \right). \quad (20)$$

В практических случаях второй член в последнем множителе почти на два порядка меньше двух, поэтому его влияние можно не учитывать.

Построенный прибор по описанной схеме без применения термостатирования термистора применялся для измерения мощности СВЧ в пределах от 200 до 2000 мквт при изменении температуры

внешней среды от $+10$ до $+60^\circ$. Время измерения составило $1\div 3$ сек в зависимости от уровня измеряемой мощности при точности не хуже $\pm 5\%$. В качестве конденсаторов C_1 и C_2 применялись конденсаторы типа ЭТО-4 ($C_1 = 500$ и $C_2 = 50$ мкф). Очевидно, что термостатирование термисторной головки позволит существенно повысить точность измерения мощности СВЧ с помощью этого прибора, поскольку позволит в этом случае исключить случайную погрешность, обусловленную вариациями величины P_t , которая входит в формулы погрешностей δP и δP_1 .