

УДК 621.362

В. Ю. ЛЕЙКИН, А. А. МАЛОВИЧКО

### РАСЧЕТ ШИРОКОПОЛОСНОГО МОСТОВОГО ВАТТМЕТРА ПРОХОДЯЩЕЙ МОЩНОСТИ

Измерение проходящей мощности является одним из основных видов функционального контроля в радиодиапазоне. Поскольку используемые здесь радиосредства имеют различное назначение, уровни излучаемых мощностей и перекрываемые полосы частот чрезвычайно многообразны, что обуславливает широкую номенклатуру ваттметров. Стремление к уменьшению типовых размеров разрабатываемых приборов приводит к необходимости решать задачу максимальной унификации входящих в ваттметры блоков и узлов.

Одним из решений, удовлетворяющим эти требования, является построение ваттметров проходящей мощности из трех основных узлов: измерительной секции, представляющей собой отрезок линии передачи с высокочастотными разъемами и посадочным гнездом для вставки, сменной вставки, содержащей элементы связи и датчик-преобразователь, блока индикации. Измерительная секция для коаксиальных линий выполняется в виде базовой конструкции с рядом переходов на линии других сечений. Волноводные ваттметры снабжаются одной секцией на каждое сечение тракта.

Такой принцип построения ваттметров позволяет с помощью набора сменных вставок, имеющих единое конструктивное исполнение и входящих в посадочное гнездо, обеспечить широкий частотный и динамический диапазоны ваттметра. При этом измерительная секция и блок индикации неизменно остаются в составе прибора.

Возможности схемы могут быть значительно расширены, если по желанию потребителей комплектовать прибор измерительной секцией с двумя посадочными гнездами. В этом случае помимо падающей мощности непосредственно (т. е. без поворота вставки) измеряется и отраженная мощность. В блок индикации мо-

жет быть введена дополнительная шкала, проградуированная в единицах КСВН.

Принцип построения ваттметров проходящей мощности подразумевает наличие малогабаритных и надежных элементов связи, которые обеспечивают широкополосное и направленное ответвления сигнала из основной линии. Исследования, проведенные в этом направлении, показывают, что наибольшие трудности при создании таких элементов связи возникают на уровнях мощности до  $50 \text{ вт}$  в метровом и дециметровом диапазонах и выше  $10 \text{ квт}$ . В первом случае сложно обеспечить широкополосную связь  $10\text{--}20 \text{ дб}$  на участке линии, значительно меньшем длины волны. При создании же ваттметров большого уровня опраничением оказывается электрическая прочность сменных вставок.

Настоящая работа посвящена решению первой из указанных задач, т. е. созданию ответвляющих устройств в коаксиальном тракте, которые совместно с кристаллическим диодом образуют сменные вставки ваттметра проходящей мощности на уровне от  $0,5 \text{ вт}$  в диапазоне частот  $1\text{--}300 \text{ Мгц}$ .

Среди конструкций коаксиальных направленных ответвителей наибольшее распространение получили ответвители на связанных линиях. Ответвители в таком исполнении просты в изготовлении, настройке и в широкой полосе частот обеспечивают высокую направленность и равномерность частотной характеристики. Однако поставленная задача не может быть решена на основе петлевых ответвителей, поскольку площадь петли будет ограничена габаритами сменной вставки и без введения дополнительных устройств, концентрирующих электромагнитное поле в зоне элементов связи, переходное ослабление невозможно сделать достаточно малым.

В последнее время предложено несколько схем ответвителей на сосредоточенных элементах, эквивалентных «гибридному кольцу» и «квадратному мосту» [2]. Такие устройства компактны, имеют сильную связь ( $3 \text{ дб}$ ) при достаточно высокой направленности ( $25 \text{ дб}$ ). Однако практическая реализация ответвителей такого класса требует тщательного подбора реактивных элементов, кроме того, высокие электрические параметры достигаются в узкой полосе частот.

Большой интерес представляют разработанные иностранными фирмами мостовые приборы. Устройства на основе моста Уинстона с успехом используются в панорамных измерителях КСВН и полных сопротивлений [3]. Точность мостовых схем сохраняется в широкой полосе частот вплоть до СВЧ-диапазона.

Вопросам теории мостовых схем и методам их расчета посвящена обширная литература, однако совершенно не исследованы возможности использования таких устройств в качестве направ-

ленных ответвителей. Между тем, именно мостовая схема на основе известного соотношения

$$\vec{i} = [\vec{n} H_\tau], \quad (1)$$

где  $\vec{n}$  — нормаль к проводящей поверхности;  $\vec{H}_\tau$  — тангенциальная составляющая магнитного поля, позволяет осуществить переход от связи по полю к связи по току и получить малое переходное ослабление ответвителя путем введения в разрыв центрального проводника коаксиальной линии сосредоточенного сопротивления  $Z_{св}$ . Один из возможных вариантов такого направленного ответвителя приведен на рис. 1, где приняты обозначения:  $U_{пр}$ ,  $U_{обр}$  — амплитуды прямой и обратной волны в основной линии ответвителя;  $\rho$  — волновое сопротивление линии;  $Z_{св}$  — сопротивление в разрыве центрального проводника;  $Z_d$  — нагрузка вторичной линии;  $Z_1$ ,  $Z_2$  — делитель напряжения; 1, 2 — вход и выход основной линии; 3 — выход вторичной линии ответвителя.

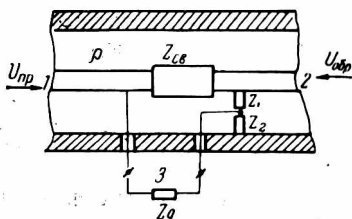


Рис. 1. Схема мостового направленного ответвителя.

В данной конструкции сохраняется принцип разделения связи по составляющим поля, используемый в петлевых ответвителях. Ток  $I$ , протекающий по центральному проводнику коаксиальной линии, создает на сопротивлении  $Z_{св}$  напряжение, пропорциональное напряженности магнитного поля (1). Связь по электрической составляющей выполняется посредством включения делителя напряжения ( $Z_1$ ,  $Z_2$ ) между проводниками коаксиальной линии  $Z_d$ , которая представляет собой входное сопротивление СВЧ-преобразователя. Элементы ответвителя  $Z_1$ ,  $Z_2$ ,  $Z_{св}$  и нагрузка основной линии  $Z_n$  образуют классический четырехплечный мост, в одну диагональ которого включен генератор с э. д. с.  $E_{обр}$  и внутренним сопротивлением  $Z_r$ , а в другую — нагрузка вторичной линии  $Z_d$ . Для согласованной линии ( $Z_n = \rho$ ) при выполнении условия равновесия

$$A = \frac{Z_{св}}{\rho} = \frac{Z_1}{Z_2}, \quad (2)$$

где  $A$  — отношение сопротивлений плеч моста, мощность обратной волны в нагрузку  $Z_d$  не поступает, что соответствует бесконечной направленности ответвителя. Реальные значения направленности и зависимость ее от частоты обусловлены неучтенными реактивностями и чувствительностью моста к случайным изменениям величин элементов схемы. Влияние паразитных реактивностей сводится до минимума рациональным расположением плеч и введением в схему компенсирующих элементов. Чувствитель-

ность моста к изменениям сопротивлений плеч оказывается минимальной при использовании схем с нулевой разностью фазовых углов ветвей по обе стороны измерительной диагонали [1]. Из этих соображений сопротивления  $Z_1$  и  $Z_2$  выбираются активными либо реактивными одного знака.

При возбуждении основной линии прямой волной нагрузка  $Z_d$  оказывается включенной в плечо неравновешенного моста и степень разбаланса определяет коэффициент передачи ответвителя. Согласно цифровым обозначениям, принятым на схеме рис. 1, коэффициент передачи может быть определен следующим выражением:

$$S_{13} = \sqrt{\frac{P_g}{P_0}} = \frac{2V_2}{E_{np}} \sqrt{\frac{\rho}{Z_g}}, \quad (3)$$

где  $\frac{P_g V_g^2}{Z_g}$  — мощность в нагрузке вторичной линии;

$P_0 = \frac{E_{np}^2}{4\rho}$  — мощность в согласованной основной линии.

Произведя необходимые преобразования схемы (рис. 1), находим

$$S_{13} = \frac{1}{(Z_n Z_2 + Z_1 Z_2) [Z_{cb} (Z_n + Z_2 + Z_1) + Z_n Z_1] + [Z_g (Z_n + Z_2 + Z_1) + Z_2 Z_1] [\rho (Z_n + Z_2 + Z_1) + Z_n Z_1]}. \quad (4)$$

В настроенном ответвителе выполняется условие (2) и выражение (4) значительно упрощается:

$$S_{13} = \frac{2\sqrt{Z_g \rho}}{\rho \frac{1+B}{B} + Z_g \frac{1+A}{A}}, \quad (5)$$

где коэффициент

$$B = \frac{\rho}{Z_2}, \quad (6)$$

устанавливает связь между параметрами делителя напряжения и волновым сопротивлением линии передачи. Так как элементы связи ответвителя выполняются совместно с преобразователем СВЧ, возникает необходимость в расчете вольт-ваттной характеристики ваттметра  $U_2 = f(P_0)$ .

Используя (3) и (5), определяем искомую функцию

$$U_2 = S_{13} \sqrt{P_0 Z_g} K_g = \frac{2Z_g \sqrt{P_0 \rho} K_g}{\rho \frac{1+B}{B} + Z_g \frac{1+A}{A}}, \quad (7)$$

где  $K_d, Z_g$  — коэффициент преобразования и входное сопротивление датчика.

Анализ выражений (5) и (7) показывает отсутствие зависимости коэффициента передачи мостового ответвителя от сопротивления нагрузки основной линии  $Z_n$ , следовательно, устройство ответвляет во вторичную линию сигнал, пропорциональный падающей мощности.

Помимо найденных коэффициентов передачи, мостовой направленный ответвитель характеризуется коэффициентом отражения на входе  $\Gamma_{вх}$  и величиной прямых потерь в основном канале  $S_{12}$ :

$$\Gamma_{вх} = \frac{B(1-A) - A(1+A)}{(1+A)(2+A+B)}, \quad (8)$$

$$S_{12} = \frac{2}{2+A+B}. \quad (9)$$

Приведенные соотношения найдены из анализа схемы рис. 1.

Как правило, на практике выполняется условие  $A \ll 0,1$  и выражения (8), (9) значительно упрощаются:

$$\Gamma_{вх} = \frac{B}{2+B}. \quad (10)$$

$$S_{12} = \frac{2}{2+B}. \quad (11)$$

Характер зависимости модулей функций (10) и (11) приведен в таблице. Требуемые характеристики ваттметра  $\Gamma_{вх}$  и  $S_{12}$  обеспечиваются подбором параметра  $B$ .

$B$	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0
$ \Gamma_{вх} $	0,05	0,1	0,15	0,19	0,24	0,28	0,33	0,37	0,41	0,44
$ S_{12} , \text{ дБ}$	0,01	0,04	0,09	0,17	0,25	0,35	0,46	0,63	0,8	0,98

Выбор элементов, входящих в схему мостового ответвителя, в значительной степени определяется конкретными требованиями к ваттметру. Поэтому схемная и конструктивная реализации рассмотренных направленных ответвителей может оказаться весьма многообразной. Авторами рассмотрена конструкция на активных сопротивлениях, обеспечивающая хорошее согласование всех входов ответвителя [4]. Широкополосность устройства определялась паразитными реактивностями, шунтирующими про-

водимость резисторов схемы. Вход вторичной линии не имел заземленного полюса и поэтому для передачи ответвленного сигнала к нагрузке  $Z_g$  использовался переходный трансформатор.

Первичная обмотка трансформатора включалась в диагональ моста, вторичная нагружалась сопротивлением  $Z_g$ . При использовании мостового ответвителя в диодном ваттметре трансформатор может быть исключен из схемы. В этом случае диод под-

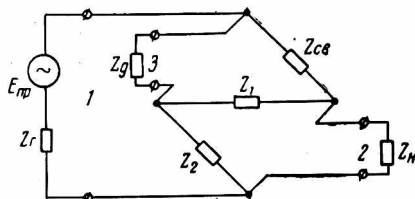


Рис. 2. Эквивалентная схема мостового ваттметра для прямой волны.

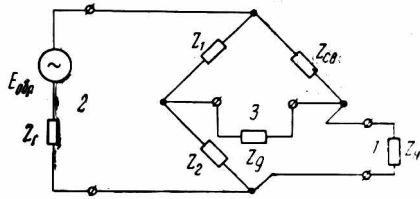


Рис. 3. Эквивалентная схема мостового ваттметра для обратной волны.

ключается непосредственно в диагональ моста. Эквивалентная схема такого ваттметра для прямой и обратной волны представлена на рис. 2, 3. В качестве делителя напряжения  $Z_1$ ,  $Z_2$  используются емкости  $C_1$ ,  $C_2$ . В соответствии со схемой рис. 2 на диод поступает СВЧ-сигнал, пропорциональный прямой волне и определяемый соотношением (5). Нагрузка диода (резистор  $R_2$ ) шунтируется по высокой частоте емкостью  $C_2$ . После детектирования видеосигнал, снимаемый с  $R_2$ , поступает через фильтр нижних частот ( $R_\Phi$ ,  $C_\Phi$ ) в индикаторную часть ваттметра. Для обратной волны (рис. 3) на диоде, включенном в диагональ уравновешенного моста, СВЧ-напряжение отсутствует и на выходе вторичной линии видеосигнал не фиксируется. Баланс моста выполняется в случае

$$R_{cb} C_1 = \rho C_2; \quad (12)$$

$$R_2 \gg \frac{1}{\omega C_2}. \quad (13)$$

Нагрузка диода  $R_2$ , как правило, составляет десятки и сотни килоом, и условия (12), (13) легко реализуемы. Регулировка ответвителя на максимальную направленность осуществляется подстройкой емкости  $C_1$  или  $C_2$ . Для этого ваттметр включается в согласованную линию по схеме рис. 3.

Результаты экспериментальных исследований двух макетов ваттметра, схемы которых отличались номиналами элементов делителя напряжения ( $Z_1$ ,  $Z_2$ ), подтверждают широкополосные свойства прибора.

Если ограничить рабочую полосу частот участками диапазона с направленностью  $N \geq 30$  дБ, то коэффициент перекрытия по частоте для двух вариантов ваттметра составляет 40 и 20, причем

в низкочастотной части диапазона перекрытие больше. Таким образом, конструкция двумя сменными вставками с большим запасом перекрывает диапазон частот 1—300 МГц.

Кроме направленности, экспериментально получены частотные характеристики выходного напряжения ваттметра при фиксированном уровне мощности в линии передачи. Неравномерность этих характеристик составляет 4%.

На рис. 4 показаны теоретические (сплошные линии) и экспериментальные (пунктирные линии) вольт-ваттные характеристики. Некоторое несовпадение характеристик объясняется допущениями, принятыми при выборе  $Z_g$  и  $K_g$ . Из теории детектирования известно, что при большой

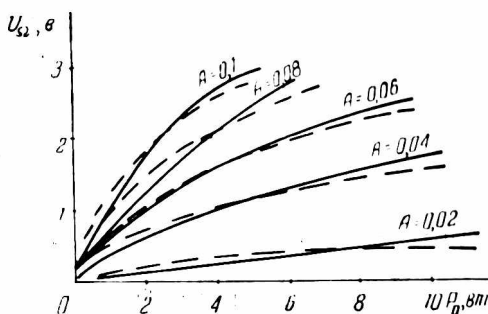


Рис. 4. Динамические характеристики мостового ваттметра.

нагрузке ( $R_2 = 100$  ком) входное сопротивление диода  $Z_g \approx \frac{R_2}{2}$ , а коэффициент передачи близок к единице. При расчете принималось  $K_g = 0,90$ . Предварительный расчет  $Z_g$  и  $K_g$  в динамическом диапазоне ваттметра позволяет уточнить расчетные кривые.

Выведенные соотношения и номограммы дают возможность выбрать оптимальную схему моста и с достаточной точностью рассчитать элементы направленного ответвителя.

Порядок расчета следующий.

1. В большинстве случаев заданными являются следующие параметры ваттметра:  $P_{\max} \cdot P_{\min}$  — максимальная и минимальная измеряемая мощность; диапазон частот;  $\Gamma_{\text{вх}}$  — коэффициент отражения на входе прибора;  $S_{12}$  — прямые потери ваттметра;  $\rho$  — волновое сопротивление линии передачи.

2. Частотный и динамический диапазон ваттметра определяет тип и режим работы диода.

3. По допустимому напряжению на нагрузке диода и максимальной измеряемой мощности, используя номограмму рис. 4, определяем параметр  $A$ , а из выражения (2) находится сопротивление  $Z_{\text{св}}$ .

4. Параметр  $B$  определяем из таблицы, а из выражений (6), (2) находим величины сопротивления  $Z_2, Z_1$ .

На этом расчет ответвителя заканчивается, и в реализованной конструкции незначительной подстройкой сопротивления  $Z_1$  или  $Z_2$  выполняется условие равновесия моста (2).

## ЛИТЕРАТУРА

1. Карандеев К. Б. Мостовые методы измерений. Киев, Техиздат УССР, 1953. 168 с.
2. Гридин А. Н. Докл. научн.-техн. конф. по итогам научн.-исслед. работ за 1966—1967 гг. М., 1967, 201 с.
3. Реклама — «Wiltrom Company, Palo Alto, Cal.». Microwave Journal. 1970, vol. 13, N 6.