

СИНТЕЗ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ НА СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ЭЛЕМЕНТАХ СВЯЗИ

В. Ю. Лейкин, А. А. Маловичко

Москва

Значительное количество публикаций, посвященных вопросам синтеза коаксиальных направленных ответвителей, характеризует их широкое распространение в технике УКВ и СВЧ.

Среди конструкций коаксиальных ответвителей наиболее простыми в изготовлении и настройке оказываются направленные ответвители петлевого типа. Однако (как показано в ряде работ [1, 2, 3]) протяженность областей связи в ответвителях этого типа составляет около четверти длины волны: именно при таком условии функция передачи оказывается наименее частотнозависимой. Практически реализация четвертьволновой связи приводит к росту размеров ответвителя, а в ряде случаев вызывает значительные конструктивные трудности.

В связи с этим в длинноволновом участке диапазона СВЧ и на УКВ целесообразно применять модифицированные петлевые направленные ответвители, у которых область связи имеет протяженность, значительно меньшую длины волны, и помимо петли содержит в себе емкостный зонд.

Выравнивание частотной характеристики в этом случае, как правило, выполняется с помощью фильтра нижних частот, включительно на выходе вторичной линии.

Индуктивная петля может быть непосредственно опущена в основной канал ответвителя [6, 7] или связана с ним через ряд поперечных щелей [5, 8].

Ответвители второго типа достаточно разработаны и нашли практическое воплощение в некоторых промышленных приборах [5]. Недостатком такого ответвителя является слабая связь между вторичной и первичной линиями в диапазоне УКВ.

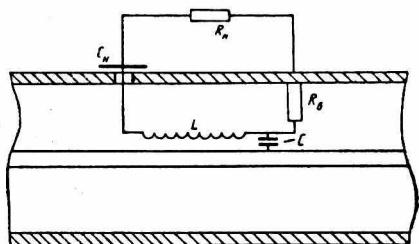


Рис. 1. Ответвитель на сосредоточенных элементах связи.

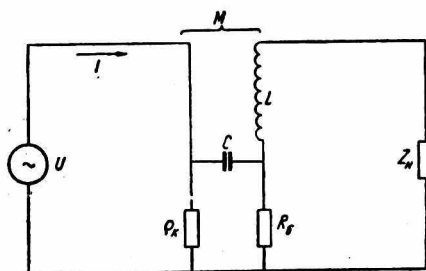


Рис. 2. Эквивалентная схема ответвителя.

Для ответвителей первого типа приводятся лишь основные выражения, поясняющие принцип его работы и недостаточные для расчета конкретных конструкций [4, 6, 7].

Ниже выведены соотношения для синтеза направленных ответвителей с сосредоточенной связью по заданной функции передачи.

На рис. 1 схематически показан рассматриваемый ответвитель; его эквивалентная схема представлена на рис. 2.

Введенные здесь амплитуды напряжения и тока при соответствующей нормировке полей выражаются следующим образом:

$$U = U_{\text{пад}} (1 + \Gamma), \quad (1)$$

$$I = \frac{U_{\text{пад}}}{\rho} (1 - \Gamma), \quad (2)$$

где ρ — волновое сопротивление коаксиальной линии;
 $U_{\text{пад}}$ — напряжение падающей волны;
 Γ — коэффициент отражения на выходе основного канала.

Коэффициент передачи направленного ответвителя можно записать в следующем виде:

$$S_{\omega} = \left(\frac{P_{\text{н}}}{P_{\text{вх}}} \right)^{1/2} = \frac{i_{\text{н}} \sqrt{R_{\text{н}} \rho}}{U_{\text{пад}}}, \quad (3)$$

где P_n — мощность и нагрузка вторичной линии;
 $P_{вх}$ — мощность волны в основном канале ответвителя;
 R_n — сопротивление нагрузки;
 i_n — ток через сопротивление нагрузки вторичной линии.

Для нахождения входящих в (3) величин преобразуем эквивалентную схему (рис. 2), используя хорошо известные методы теории цепей. Полученная эквивалентная схема показана на рис. 3.

Здесь приняты следующие обозначения:

$$U_s = j\omega U_{пад} \left[\frac{R_0 C (1 + \Gamma)}{1 + j\omega R_0 C} + \frac{M (1 - \Gamma)}{\rho} \right], \quad (4)$$

$$Z_s = R_0 + j\omega L + \frac{(\omega M)^2}{\rho}, \quad (5)$$

где L — индуктивность петли связи;
 R_0 — балансное сопротивление;
 C — емкость связи.

Знаки \pm в (4) определяются коэффициентом взаимной индукции M и зависят от конструктивного расположения петли связи и направления распространения падающей волны.

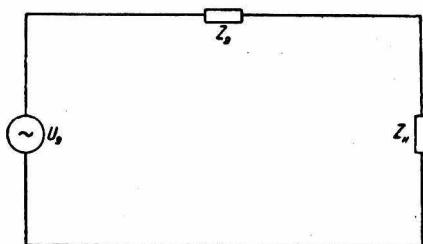


Рис. 3. Модифицированная эквивалентная схема ответвителя.

Экспериментальное исследование направленных ответвителей, изготовленных в соответствии с эквивалентной схемой рис. 2, показывает весьма незначительную (около 23 дБ) направленность устройств.

При этом регулировка размеров и положения петли оказывается недостаточной для получения баланса.

Причиной неудовлетворительной работы конструкции является наличие ряда неучтенных реактивностей, которые необходимо ввести в эквивалентную схему. Так, балансное сопротивление R_0 помимо чисто активной имеет и реактивную составляющую; ее можно обозначить L_0 и включить в эквивалентную схему рис. 2 последовательно с петлей связи. Компенсация влияния индуктивности L_0 позволяет значительно увеличить направленность ответвителя.

С этой целью схему целесообразно дополнить реактивным настроечным элементом, в качестве которого удобно использовать корректирующую емкость C_k , распределенную вдоль сопротивления R_0 .

Комплексное балансное сопротивление с учетом сделанных добавлений можно представить следующим выражением:

$$Z_{\delta} = R_{\delta} \frac{1 + j\omega \frac{L_{\delta}}{R_{\delta}}}{1 + j\omega R_{\delta} C_k \left(1 + j\omega \frac{L_{\delta}}{R_{\delta}}\right)}, \quad (6)$$

В этом случае (4) принимает вид

$$U_{\delta} = j\omega U_{\text{пад}} \left[\frac{\left[1 + \left(\frac{\omega M}{R_{\delta}}\right)^2\right] R_{\delta} C (1 + \Gamma)}{1 + j\omega C \left[R_{\delta} (C + C_k) \frac{L_{\delta}}{R_{\delta}} \right] \left[1 + \frac{(\omega L_{\delta})^2}{R_{\delta}^2}\right]} \pm \frac{M(1 - \Gamma)}{\rho} \right]. \quad (7)$$

Вводим обозначение

$$R_{\delta} C = \frac{M}{\rho} = q \quad (8)$$

и принимаем следующие условия:

$$\left(\frac{\omega L_{\delta}}{R_{\delta}}\right)^2 \ll 1, \quad (9)$$

$$R_{\delta} (C + C_k) = \frac{L_{\delta}}{R_{\delta}}. \quad (10)$$

Согласно (6), параметр q равнозначно определяется либо через емкость связи C , либо через коэффициент взаимной индукции M . Задача настройки ответвителя на максимальную направленность в заданном диапазоне частот сводится к подбору емкости C_k , обеспечивающей выполнение условия (10).

Как показывает анализ экспериментальных данных, величину R_{δ} целесообразно выбирать в интервале 50—120 ом.

Увеличение R_{δ} снижает связь по магнитной составляющей поля первичной линии; при малых значениях балансного сопротивления возникают трудности в конструировании корректирующей емкости C_k .

С учетом (8), (9), (10) выражение (7) упрощается:

$$U_{\delta} = j\omega 2q U_{\text{пад}} [(1 + \Gamma) \pm (1 - \Gamma)]. \quad (11)$$

В зависимости от знака коэффициента взаимной индукции (11) распадается на два уравнения:

$$U_{\delta} = j\omega 2q U_{\text{пад}}, \quad (12)$$

$$U_{\delta} = j\omega 2q U_{\text{пад}} \Gamma = j\omega 2q U_{\text{отр}}. \quad (13)$$

Таким образом, при выполнении (8) рассматриваемая эквивалентная схема обеспечивает с точностью до (9) и (10) бесконечную и частотнонезависимую направленность.

Дальнейшие преобразования выполняются при условии настройки ответвителя на падающую волну.

Из эквивалентной схемы рис. 3 определяется величина тока через сопротивление нагрузки

$$i_n = \frac{j\omega 2q U_{\text{пад}}}{j\omega \left[C_n R_n R_\delta + C_n R_n \frac{(\omega M)^2}{\rho} + L \right] + R_\delta + R_n + \omega^2 \left(\frac{M^2}{\rho} - C_n R_n L \right)}, \quad (14)$$

где C_n — емкость, шунтирующая сопротивление нагрузки вторичной линии.

Подставляя (14) в (3), получаем

$$S_\omega = \frac{j\omega 2q \sqrt{R_n \rho}}{j\omega \left[C_n R_n R_\delta + C_n R_n \frac{(\omega M)^2}{\rho} + L \right] + R_\delta + R_n + \omega^2 \left(\frac{M^2}{\rho} - C_n R_n L \right)}. \quad (15)$$

При расчете направленных ответвителей с переходным ослаблением выше 20 дБ (15) можно упростить

$$S_\omega = \frac{j\omega 2g \sqrt{R_n \rho}}{j\omega (L + C_n R_n R_\delta) + R_\delta + R_n - \omega^2 C_n R_n L}. \quad (16)$$

Экстремум функции (16) соответствует центральной частоте рабочего диапазона ответвителя

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_n + R_\delta}{LC_n R_n}}. \quad (17)$$

На центральной частоте коэффициент передачи определяется выражением

$$S_0 = 2q \frac{\sqrt{R_n \rho}}{L + C_n R_n R_\delta}. \quad (18)$$

С учетом (18) модуль коэффициента передачи имеет следующий вид:

$$|S_\omega| = S_0 \left\{ 1 + \left[\frac{S_0 (R_\delta + R_n)}{2q\omega} \right]^2 \left[\frac{1 - (\omega/\omega_0)^2}{R_n \rho} \right]^2 \right\}^{-1/2}. \quad (19)$$

Расчет конструктивных размеров направленного ответвителя производится на центральной частоте рабочего диапазона с помощью выражения (18). Входящие сюда активные сопротивления R_n , R_δ и ρ задаются исходя из конкретных условий

работы устройства. Величина нагрузочной емкости C_n определяется из (17) с учетом индуктивности прямоугольной петли [5]:

$$L = 4 \left[2\Delta z \ln \frac{8\Delta z b}{d(2\Delta z + p)} + b \ln \frac{8\Delta z b}{d(b+p)} - 2(2\Delta z + b - p) \right] + 2\Delta z - b, \quad (20)$$

где b , $2\Delta z$ — высота и протяженность петли, $p = [b^2 + (2\Delta z)^2]^{1/2}$.

Дальнейший расчет сводится к нахождению расстояния h между центральным проводником коаксиальной линии и петлей связи. При фиксированной длине петли $2\Delta z$ величина h определяет коэффициент магнитной связи, который может быть найден методом эквивалентных источников из уравнения

$$\mu_0 \int_{r+h}^R \int_{-\Delta z}^{\Delta z} \frac{\partial H}{\partial t} dz dr = j\omega M I_0 \sqrt{\frac{2\pi}{\ln \frac{R}{r}}} \exp(-j\omega t), \quad (21)$$

где

$$H = I_0 \frac{1}{r'} \frac{\exp[-j(kz - \omega t)]}{\sqrt{2\pi \ln R/r}}$$

нормированная составляющая магнитного поля в коаксиальной линии;

μ_0 — магнитная проницаемость свободного пространства;

R — внутренний диаметр оболочки коаксиальной линии;

r — диаметр центрального проводника.

После интегрирования (21) получаем выражение коэффициента взаимной индукции через размеры петли

$$M = \frac{\mu_0 \sin(\Delta z k) \ln \frac{R}{r+h}}{\pi k}, \quad (22)$$

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ — постоянная распространения волны ТЕМ в коаксиальной линии.

Теперь из (18) с учетом (8) и (22) легко определяется смещение петли относительно центрального проводника коаксиала.

С целью проверки приведенных соотношений проведен расчет нескольких ответвителей в различных диапазонах частот.

Результаты расчета приведены в табл. 1—3. Здесь же представлены экспериментальные результаты.

Таблица 1

f (Гц)	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8
S_{ω} (дб) расчетное . . .	33,2	32,6	32,1	32	32,1	32,4	32,9
S_{ω} (дб) экспериментальное	34,7	34,6	34,4	33,7	33,5	33,2	33,7
Направленность (дб) .	32	37	40	42	34	29	27

Таблица 2

f (Гц)	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4
S_{ω} (дб) расчетное	30,4	29,6	29,4	29,4	29,4	29,4	29,8	30,5	30,5	31,0
S_{ω} (дб) экспериментальное	30,6	29,8	29	29,2	29,3	29,4	29,1	29,8	30,3	30,6
Направленность (дб)	29	31	33	38	42	36	32	30	28	26

Таблица 3

f (Гц)	1,8	1,9	2,0	2,1	2,2	2,3	2,4	2,5	2,6
S_{ω} (дб) расчетное	18,3	18	19,86	17,72	17,7	17,86	18,1	18,1	18,2
S_{ω} (дб) экспериментальное	20,5	20,1	19,7	19,7	20,2	20,05	20,0	20,8	21,1
Направленность (дб)	30	33	37	42	38	36	33	31	28

Как видно из таблиц, величина направленности изменяется от 27 до 42 дб в диапазоне 200—800 мГц, в полосе 500—1400 мГц направленность спадает от 42 дб на частоте настройки до 25 и 29 дб по краям диапазона. В высокочастотном варианте ответителя (табл. 3) направленность не менее 30 дб в полосе 1,8—2,5 ГГц.

Экспериментальные величины переходного ослабления с достаточной для практики точностью совпадают с расчетом.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. М. Дашенков, Л. Н. Николашина, Ю. К. Сорokin. Расчет и конструирование направленных ответителей на связанных линиях. «Вопросы радиоэлектроники», сер. VI, 1962, вып. 1.
2. В. А. Сосунов, А. А. Шибяев. Направленные ответители сверхвысоких частот. Приволжское кн. изд-во, 1964.

3. И. Г. Рубан. К вопросу расчета и конструирования широкополосных петлевых коаксиальных направленных ответвителей. «Вопросы радиоэлектроники», сер. VI, 1966, вып. 2.

4. И. К. Бондаренко и др. Автоматизация измерений параметров СВЧ трактов. Изд-во «Сов. радио», М., 1969.

5. Автоматизация радиоизмерений под редакцией В. П. Балашова. Изд-во «Сов. радио», М., 1966.

6. Патент США, кл. 324—95, № 2936417.

7. Патент США, кл. 324—95, № 2891221.

8. В. Я. Мальцев, С. И. Айзенварг. Измеритель проходящей мощности для коаксиальных трактов. «Вопросы радиоэлектроники», сер. XII, общетехническая, вып. 3, 1964.
