АКАДЕМИЯ НАУК СССР

РАДИОТЕХНИКА
И
ЭЛЕКТРОНИКА

Том XXXII

(ОТДЕЛЬНЫЙ ОТТИСК)

8

МОСКВА · 1987

$$\alpha=ka,\quad \alpha_1=k_1a,\quad \beta=kd,\quad w_0=\sqrt{\mu_0/\varepsilon_0},\quad w=\sqrt{\mu/\varepsilon}.$$

Можно показать, что система уравнений (7) сводится к фредгольмовской и поэтому может исследоваться методом усечения (редукции).

Из формул (5) следует, что коэффициент прохождения системы равен произведению коэффициентов прохождения решетки в присутствии слоя и самого слоя, а коэффициент отражения – сумме коэффициентов отражения от слоя и решетки в присутствии слоя. Влияние слоя учитывается внутри матричных элементов и свободных членов системы (7). Подбирая параметры системы, можно минимизировать коэффициент отражения.

На рис. 2, *а*, *б* для различных значений $s=2a/d$ представлена зависимость модуля коэффициента прохождения $|B_0|$ от относительного периода решетки $D=d/\lambda$, вычисленная на ЭВМ БЭСМ-6 соответственно для $l/d=0{,}1$ и 0,25 и некоторых параметров системы. Из рисунка видно, что наличие диэлектрического слоя вблизи решетки не приводит к качественному изменению дифракционной зависимости системы. Эта зависимость имеет резонансный характер, причем число резонансов возрастает с ростом заполнения решетки, проницаемостей цилиндров и слоя и расстояния от решетки до слоя. При малых проницаемостях слоя дифракционные зависимости системы практически не отличаются от характеристик изолированной решетки.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Заридзе Р. С., Талаквадзе Г. М.* Численное исследование резонансных свойств металлодиэлектрической решетки. Тбилиси: Изд-во Тбил. ун-та, 1983.
2. *Кеванишвили Г. Ш., Дагарейшвили О. П.* // РЭ. 1976. Т. 21. № 3.

Поступило в редакцию
27.IX.1985

УДК 621.372.832.01

СИНТЕЗ МНОГОЗВЕННЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ СВЧ С ЗАДАННЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ МОЩНОСТИ МЕЖДУ КАНАЛАМИ

Конин В. В.

Основное положительное свойство многозвенных делителей мощности (МДМ) СВЧ – равномерность амплитуды и линейность фазы коэффициента передачи в широком диапазоне частот. В работах [1–4] приведены сведения по синтезу и расчету МДМ на N каналов с равным делением мощности и на два канала с равным и требуемым делением. Эти сведения позволяют синтезировать ряд частных схем делителей, но не распространяются на делители с заданным распределением мощности между выходными каналами. В данной работе предлагается синтезировать МДМ с заданным распределением мощности между выходными каналами с помощью делителя-прототипа (ДП). В качестве ДП выбран многозвенный двухканальный делитель мощности с равным делением. Такой подход позволяет определить сопротивления всех цепей делителя с заданным распределением мощности между каналами и требуемым числом выходов через параметры ДП.

Рассмотрим схему, представленную на рис. 1. МДМ состоит из входной и выходных линий с сопротивлениями $R_н$ и R_0 соответственно. Каждый канал делителя выполнен из n-ступенчатого трансформатора с волновыми сопротивлениями ступеней $Z_1 - Z_n$. Электрические длины всех ступеней одинаковы. Между ступенями каналов по схеме «звезда» включены балластные сопротивления $R_1 - R_n$. Не учитывая структуру поля в каналах МДМ и полагая, что всегда существует один тип волны, по аналогии с коаксиальной линией [5] цепь рис. 1 будем рассматривать как линию передачи, по которой распространяются волны тока и напряжения. В сечениях схемы рис. 1, равноудаленных от входа, потенциалы проводников одинаковы и напряжения равны. Мощность, выделяемая в нагрузочных сопротивлениях R_0, обратно пропорциональна их величине.

Если M каналов на схеме рис. 1 объединить, т. е. соединить между собой эквипотенциальные точки, то полученный канал будет передавать в нагрузку с сопротивлением R_0/M мощность, в M раз бо́льшую. При этом волновые сопротивления

ступеней канала и соответствующие балластные сопротивления должны быть уменьшены в M раз. Таким образом, получается делитель, распределяющий одинаковую мощность в $N-M$ нагрузок с сопротивлениями R_0 и мощность, в M раз бо́льшую, в нагрузку с сопротивлением R_0/M. Величины сопротивлений эквивалентной цепи, объединяющей M каналов, определяются выражениями

$$R_{0э}=R_0/M,\quad R_{iэ}=R_i/M,\quad Z_{iэ}=Z_i/M. \tag{1}$$

Рассуждая аналогичным образом, можно создать схему делителя с любым требуемым распределением мощности между каналами. Соотношения (1) могут быть выведены, например, с помощью аппарата матриц проводимости.

Изложенное выше можно использовать и для решения задачи не «объединения», а «разъединения» каналов. Поясним это. Пусть имеем двухканальный многозвенный

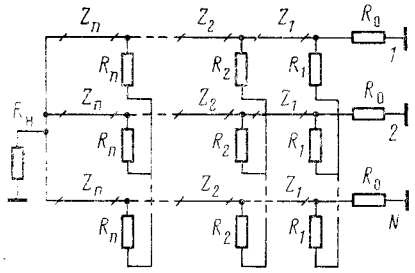

Рис. 1. Схема N-канального n-звенного делителя мощности

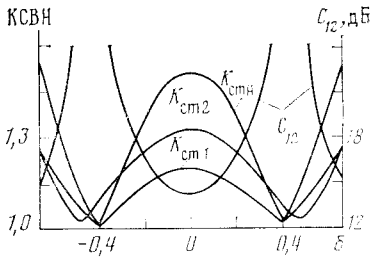

Рис. 2. Частотные характеристики двухканального делителя, $\delta=\Delta f/f_0$ — относительная частотная расстройка

делитель с равным делением (на рис. 1 $N=2$). Обозначим сопротивления такого делителя R_i', Z_i'. От схемы двухканального делителя можно перейти к схеме N-канального, пересчитав сопротивления по следующим формулам:

$$R_i=R_i'N/2,\qquad Z_i=Z_i'N/2. \tag{2}$$

Получим выражения для расчета делителя на q каналов с мощностями в каналах $P_1, P_2, \ldots, P_q$ ($P_1>P_m$, $m=2, 3, \ldots, q$).

Обозначим

$$k_m'=P_m/P_1. \tag{3}$$

Выберем такой коэффициент α, при котором все величины в (3) при умножении на α становятся целыми числами:

$$k_m=\alpha k_m'=\alpha P_m/P_1. \tag{4}$$

Коэффициенты k_m ($m=1, 2, \ldots, q$) пропорциональны мощности в каналах $1-q$. Определим число каналов:

$$N=\sum_{m=1}^{q} k_m. \tag{5}$$

Величина N есть число каналов делителя с равным делением, величины k_m — число объединяемых каналов N-канального делителя для получения требуемой мощности P_m в нагрузке m-го канала.

Итак, расчет делителя на q каналов с мощностями в каналах $P_1, P_2, \ldots, P_q$ сводится к следующему. Определяются сопротивления цепей двухканального делителя-прототипа R_i', Z_i'; по формулам (3), (4) рассчитываются α и k_m; по (5) определяется N; по формулам, полученным с учетом (1), (2), вычисляются сопротивления

$$R_{iэm}=R_i'N/(2k_m),\quad i=0, 1, \ldots, n;\quad m=1, 2, \ldots, q;$$
$$Z_{iэm}=Z_i'N/(2k_m),\quad i=1, 2, \ldots, n;\quad m=1, 2, \ldots, q, \tag{6}$$

которые и являются сопротивлениями синтезированного МДМ. Приведен пример синтеза двухканального делителя с мощностями в выходных каналах $P_1=0{,}75$, $P_2=0{,}25$. В качестве прототипа выберем двухзвенный делитель. По формулам из работ [1, 4] при коэффициенте отражения 0.2 для чебышевской характеристики определим $R_0'=R_н'=1$; $Z_1'=1{,}32$; $Z_2'=1{,}52$; $R_1'=1{,}62$; $R_2'=1{,}35$. По формулам (3)–(5) рассчитываем $k_1'=1$; $k_2'=1/3$; $\alpha=3$; $k_1=3$; $k_2=1$; $N=4$. По формулам (6) определяем $R_{0\,э\,1}=0{,}667$; $R_{0\,э\,2}=2$; $R_{2\,э\,1}=0{,}9$; $R_{1\,э\,1}=1{,}08$; $R_{2\,э\,2}=2{,}7$; $R_{1\,э\,2}=3{,}24$; $Z_{1\,э\,1}=0{,}88$; $Z_{1\,э\,2}=2{,}64$; $Z_{2\,э\,1}=1{,}013$; $Z_{2\,э\,2}=3{,}04$.

Все рассчитанные сопротивления приведенные и, следовательно, безразмерные. На рис. 2 показаны частотные характеристики синтезированного МДМ, рассчитанные по методу и алгоритму [6]. Коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) входного плеча $K_{ст\,н}$ точно соответствует чебышевской характеристике коэффициента отражения при уровне пульсаций 0,2; КСВН выходных плеч $K_{ст\,1}$ и $K_{ст\,2}$ имеют уровень пульсаций меньше, чем $K_{ст\,н}$; развязка между выходными каналами имеет чебышевскую характеристику и изменяется от 14 дБ до ∞; модули коэффициентов передачи каналов 1 и 2 находятся в пределах 1,25...1,44 дБ и 6,02...6,2 дБ соответственно и обеспечивают требуемое распределение мощности, так как $10\lg 0{,}25=-6{,}02$ дБ, $10\lg 0{,}75=-1{,}25$ дБ.

Отметим, что предложенный подход к синтезу МДМ позволяет проводить проектирование делителей с различным числом каналов и требуемым распределением мощности при использовании значений сопротивлений цепей двухканального ДП с равным делением, параметры которого могут быть табулированы в широком диапазоне.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Cohn S. B.* // IEEE Trans. 1968. V. MTT-16. № 2. P. 110.
2. *Yee H. Y., Chang F. C., Audeh N. F.* // IEEE Trans. 1970. V. MTT-18. № 10. P. 682.
3. *Tetarenko R. P., Gond P. A.* // IEEE Trans. 1971. V. MTT-19. № 11. P. 887.
4. *Явич Л. Р.* // РЭ. 1972. Т. 17. С. 1580.
5. *Фельд Я. Н., Бенесон Л. С.* Антенно-фидерные устройства. М.: ВВИА им. проф. И. Е. Жуковского, 1959. Ч. 2.
6. *Конин В. В., Бутырина Л. А., Сыч Н. С.* // Электронная техника. Сер. 1, Электроника СВЧ. 1983. Вып. 1. С. 69.

Поступило в редакцию
12.XI.1985

Статистическая радиофизика и радиотехника

УДК 621.396.010.4

ОПТИМАЛЬНОЕ УСЛОВНОЕ ОЦЕНИВАНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ МОМЕНТОВ В ЗАДАЧАХ АДАПТИВНОЙ НАСТРОЙКИ СИСТЕМЫ КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ

Абрамович Ю. И., Качур В. Г.

В ряде задач адаптивной компенсации помех возникает ситуация, когда параметры настройки системы компенсирующих каналов приема на значительном временно́м интервале не меняются, в то время как защищаемые каналы должны изменять свои параметры настройки [1]. В подобных случаях оценивание корреляционной матрицы $\hat{R}_{M-1}$ сигналов на выходе компенсирующих $M-1$ каналов приема и вектора взаимных корреляций $\hat{R}_{XY}$ между сигналами на выходе защищаемого и компенсирующих каналов для построения адаптивного фильтра компенсации помех $\hat{W}_{M-1}$ по критерию минимума среднеквадратичной ошибки (СКО) [1]

$$\hat{W}_{M-1}=\hat{R}_{M-1}^{-1}\hat{R}_{XY} \tag{1}$$

может быть проведено на различных временны́х интервалах и в различном темпе. В этой ситуации временно́й ресурс позволяет заранее оценивать корреляционную матрицу R_{M-1} с произвольной точностью, а в высоком темпе – лишь вектор R_{XY}.

Однако, как следует из результатов [1], независимое безусловное оценивание