

$$a_m = \prod_{i=1}^m \beta_{ii}.$$

В соответствии с изложенным выше следует отметить, что предлагаемый метод удобен при многократном изменении параметров схемы в интервале рабочих условий; траектория корневого годографа строится с высокой точностью. Кроме того, он обеспечивает выигрыш в затратах машинного времени и требуемого объема машинной памяти по сравнению с другими методами.

1. Кампе де Ферье Ж., Кемпбелл Р. и др. Функции математической физики. М., ИЛ., 1963, с. 29. 2. Крылов В. И., Бобков В. В., Монастырский П. И. Вычислительные методы. М., 1976, с. 101—103. 3. Маркушевич А. И. Теория аналитических функций. М.; Л., 1950, с. 666—673. 4. Рыбин А. И., Трохименко Я. К. Символьный анализ электрических цепей с использованием матрицы взаимных производных.—Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1977, 20, № 6, с. 45. 5. Трохименко Я. К. Метод обобщенных чисел и анализ линейных цепей. М., Сов. радио, 1972. 168 с.

Поступила в редколлегию 27.10.80

УДК 621.372.832.4

В. М. СТЕЧЕНКО, канд. техн. наук

КВАДРАТУРНОЕ МОСТОВОЕ УСТРОЙСТВО НА МАГНИТОСВЯЗАННЫХ ЛИНИЯХ

Квадратурные мостовые устройства (МУ), или направленные ответвители, обеспечивают в широкой полосе частот деление сигнала с одновременным сдвигом по фазе на 90° . Среди известных устройств [1, 2, 4] в метровом диапазоне волн наибольшую широкополосность могут иметь МУ, состоящие из двух сумматоров и фазовращателя [4] (см. рисунок, а). Характеристики такого МУ можно определить, используя метод направленных графов. В частности, выражение для коэффициента деления напряжений (отношения амплитуд выходных напряжений) получаем в виде

$$M = S_{12}/S_{13} = \operatorname{tg}(\varphi/2) = \operatorname{tg}(0,5\varphi_1 - 0,5\varphi_2), \quad (1)$$

где $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ — фазовый сдвиг фазовращателя. Отклонения фазы $\Delta\varphi$ от среднего значения φ_0 определяет величину изменения M

$$\Delta M = \Delta\varphi \operatorname{tg}(\varphi_0/2). \quad (2)$$

При выполнении сумматоров на магнитосвязанных линиях (см. рисунок, б), широкополосность которых достигает 2—3 декады, рабочий диапазон частот МУ ограничен полосой фазовращателя с фазовым сдвигом требуемой точности. Широкополосность же и точность фазовращателей пропорциональна количеству фазовых звеньев. Так, для фазовращателя из двух пар фазовых звеньев первого порядка (в) в полосе одной декады 90° фазовый сдвиг обеспечивается с точностью $1,1^\circ$ ($\Delta M = 0,2$ дБ) [3].

Анализ характеристик $|S_{11}|$ и $|S_{14}|$ показывает, что с учетом непредсказуемости фазовых сдвигов коэффициентов отражения

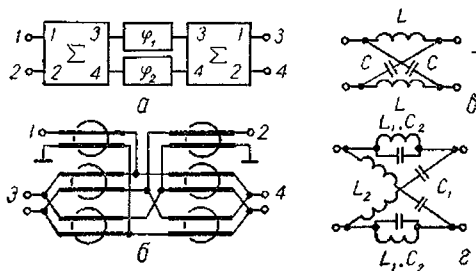
сумматоров со стороны входов 1 (4) Γ_{c1} и 2 (3) Γ_{c2} коэффициентов отражения фазовращателей $\Gamma_{\varphi 1}$, $\Gamma_{\varphi 2}$ и коэффициентов передачи сумматоров K_{23} и K_{14} максимальные значения $|S_{11}|$ и $|S_{14}|$ МУ могут быть определены из соотношений

$$|S_{11}| \leq |\Gamma_{c1}| + 0,5|\Gamma_{\varphi 1}| + 0,5|\Gamma_{\varphi 2}| + |K_{23}|; \quad (3)$$

$$|S_{14}| \leq |\Gamma_{c2}| + 0,5|\Gamma_{\varphi 1}| + 0,5|\Gamma_{\varphi 2}| + |K_{14}|. \quad (4)$$

Для сумматоров и фазовращателей, выполненных по схемам (а—г), обычно выполняются условия $|\Gamma_{c1}| \approx |\Gamma_{c2}| \geq 0,5$, $|K_{14}| \approx \approx 0,5/K_{23}$, поэтому значения развязки выходов $S_{14} = -20 \lg(|S_{14}|)$ определяется, в основном, степенью согласования входов сумматоров и фазовращателей.

Экспериментальное исследование макетов МУ в диапазоне 10—100 и 30—300 МГц подтвердили основные расчетные соотношения (1)—(4). Так, измеренные значения ΔM не превышали 0,3 дБ, т. е. на 0,1 дБ выше расчета. При измеренных значениях КСВ входов сумматоров 1,04—1,06 для первого диапазона и 1,06—1,15 для второго характеристики МУ имели такие значения: $S_{14} = 23—26$ дБ, $K_{ст} U = 1,07—1,12$ для первого устройства и $S_{14} = 17—20$ дБ, $K_{ст} U = 1,12—1,2$ для второго. Погрешность 90° фазового сдвига не превышала 3° для обоих макетов. Сумматоры были выполнены на линиях РД-50-1-21 длиной 9 см, намотанных на ферритовых сердечниках 1000НН $K7 \times 4 \times 2$ мм, количество витков $w = 7$. При таком конструктивном выполнении сумматоров ослабление сигнала в каждом из них было 0,4 и 0,6 дБ, а для МУ ослабление сигнала достигало значений 1 и 1,4 дБ соответственно для макетов на первой и второй диапазоны.



Структурная схема квадратурного МУ (а), схема сумматора на магнитосвязанных линиях (б) и схемы фазовых звеньев первого (в) и второго (г) порядков

1. Стеченко В. М. Широкополосные направленные ответвители для диапазона радиочастот.— Вести. Киев. политехн. ин-та. Радиотехника, 1982, вып. 19, с. 86—88. 2. Устройства сложения и распределения мощностей высокочастотных колебаний / Под ред. З. И. Моделя. М., Сов. радио, 1980. 296 с. 3. Штейн Б. Б., Черняк Н. А. Однополосная модуляция с помощью фазовых схем. М., Гос. изд-во лит. по вопр. связи и радио, 1959. 164 с. 4. Egger A., Krutzer P. Sehr breitbandige richkoppler aus konzentrierten schaltelementen.— Nachrichtentechnische Zeitschrift, 1970, N 2, 69—74.

Поступила в редколлегию 24.06.81