

зоваться рекуррентными соотношениями

$$B_i = a_i B_{i-1} + b_i D_{i-1}; \quad D_i = -c_i B_{i-1} + d_i D_{i-1}; \quad B_1 = b_1, \\ D_1 = d_1; \quad i = 2, 3, \dots, n.$$

Была рассчитана и измерена дисперсия исследуемой ЗС. Размеры системы: $L = 27,5$ мм; $p = 20,6$ мм; $a = 8$ мм; $c = 12$ мм; $b = 45$ мм; $h = 33$ мм; $d = 4$ мм. При расчете штырь был разделен на 10 элементарных отрезков равной длины. Волновая проводимость отрезков рассчитывалась по формулам работы [2], значение емкости кольца — по формулам работы [1]. Результаты расчета и эксперимента представлены на рис. 2. Кривая 1 представляет рассчитанную, а кривая 2 измеренную дисперсионную характеристику. Сравнение результатов, полученных тем и другим путем, показывает, что при одних и тех же значениях φ расчетные значения замедления c/v и длины волны λ отличаются от соответствующих значений, полученных экспериментально, не более чем на 8 %.

1. Гусева Е. В., Косых В. Е., Найдено В. И. Теоретическое исследование свойств замедляющей системы типа «семафор». — IX Межвузовская конференция по электронике СВЧ. Киев, 1979, с. 93—95. 2. Дашенков В. М. Волновые сопротивления многопроводных линий с круглыми проводниками. — Радиотехника и электроника, 1961, № 4, с. 584—592. 3. Силин Р. А., Сазонов В. П. Замедляющие системы. М., Сов. радио, 1966. 631 с.

Поступила в редколлегию 24.09.79

E. V. Guseva, V. E. Kosykh, V. I. Naidenko

CALCULATION OF SLOW-WAVE STRUCTURE WITH INHOMOGENEOUS MULTIPLE LINE

Dispersion characteristics of multiwire line inhomogeneous lines in circle waveguide is calculated by proposed method of step approximation. The theoretical and experimental results are compared.

УДК 621.372.5

М. Е. Ильченко, канд. техн. наук, С. Б. Могильный, асп.

УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ С СЕЛЕКЦИЕЙ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ СВЧ-ФИЛЬТРОМ

Одним из путей получения высокостабильных по частоте СВЧ-сигналов является использование низкочастотного стабильного источника с последующим умножением частоты сигнала. На рис. 1 показана конструкция умножителя частоты на полупроводниковом диоде. Умножитель размещен в корпусе 1 на диэлектрической подложке 2. В качестве нелинейного элемента использован диод с накоплением заряда (ДНЗ) 4, позволяющий в отличие от варикапов увеличить уровень рабочей мощности при повышении к. п. д., получить однокаскадное генерирование гармоник высоких поряд-

ков, сократив габариты и повысив надежность устройства [2]. ДНЗ для упрощения подачи смещения на дно и лучшего теплоотвода включен параллельно в микрополосковую линию передачи 6. Входной сигнал от высокостабильного источника поступает через СВЧ-разъем 5. Эффективность умножения повышается за счет введения «холостых» контуров 3 и 7, которые обеспечивают протекание в схеме определенных гармоник входного сигнала. При таком решении

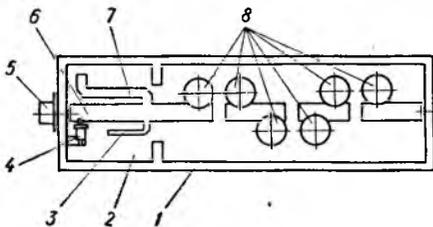


Рис. 1. Конструкция умножителя частоты с выходным диэлектрическим СВЧ-фильтром

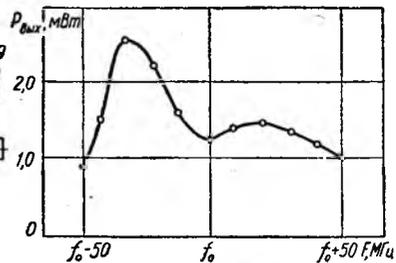


Рис. 2. Зависимость выходной мощности пятой гармоники от частоты

имеют место одновременно процессы умножения и смещения [3], что повышает общий к. п. д. устройства. Контура 3 и 7 выполнены в виде разомкнутых на конце четвертьволновых отрезков линии передачи. На частоте выходного сигнала (пятая гармоника) входное сопротивление этих отрезков имеет различный реактивный характер, и для компенсации возникших неоднородностей отрезки линии передачи выполнены с различным волновым сопротивлением. Так, для контура второй гармоники (7) $Z_0 = 60$ Ом, а для контура четвертой гармоники (3) $Z_0 = 150$ Ом. Отметим, что использование микрополосковых линий передачи позволило получить механически прочную и технологически простую конструкцию.

Выходной полосно-пропускающий фильтр, выделяющий пятую гармонику, выполнен на открытых диэлектрических резонаторах 8, обеспечивающих резонансную связь через разрывы микрополосковой линии передачи. Диэлектрические резонаторы 8 имеют вид цилиндров дисков, изготовленных из термостабильной высокочастотной керамики ТБНС с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 80$, и позволяют обеспечить постоянство параметров устройства в широком температурном диапазоне. Взаимная компенсация неоднородностей «холостых» контуров 3 и 7 позволила настраивать выходной фильтр независимо и получить низкие потери, используя высокочастотные диэлектрические резонаторы [1]. Выходной фильтр обладает повышенной частотной избирательностью, обусловленной полюсами затухания, расположенными по обе стороны полосы пропускания. Эти полюса возникают вследствие дополнительной реактивной связи полосков линии передачи через разрывы. Выходной сигнал снимаем с СВЧ-разъема 9.

Изменение выходной мощности умножителя в частотном диапазоне при уровне входного сигнала 1,7 В показано на рис. 2.

Проведенные исследования подтвердили достаточно высокую эффективность разработанного умножителя для получения стабильной мощности СВЧ-сигнала в сантиметровом диапазоне.

1. Ильченко М. Е., Меликов Г. А., Мирских Г. А. Твердотельные СВЧ-фильтры. Киев, Техніка, 1977. 120 с. 2. Пильдон В. И., Визель А. А. Полупроводниковые приборы для умножителей частоты. — Полупроводниковые приборы и их применение, 1970, вып. 23, с. 82—108. 3. Уцунomia Юань. Теория, расчет и работа умножителей частоты на элементе с переменной реактивностью при максимальном к. п. д. — Труды Института радиоинженеров, 1962, т. 50, № 1, с. 76—85.

Поступила в редколлегия 26.09.79

М. Е. Ilchenko, S. B. Mogilnyj

FREQUENCY MULTIPLIERS WITH USE OF SELECTION OUTPUT SIGNAL FROM DIELECTRIC MICROWAVE FILTERS

The design of semiconductor frequency multipliers with use of output dielectric filters is proposed. The power of five harmonic on output multipliers which dependent from frequency are given.

УДК 621.372.852.5

М. Е. Ильченко, канд. техн. наук, М. А. Старков, мл. науч. сотр.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СФЕРИЧЕСКОГО РЕЗОНАТОРА В ВОЛНОВОДЕ

При создании устройств на основе диэлектрических резонаторов представляет интерес изучение резонансных частот и параметров связи резонаторов с линиями передачи. Соотношение для резонансной частоты низшего магнитного вида колебаний диэлектрического сферического резонатора получено в работе [4]. Аналогичным путем находятся выражения для резонансных частот высших видов колебаний. В порядке возрастания резонансных частот эти соотношения имеют вид

$$H_{101} \quad \varepsilon (qtgq + 1) = 1 - \sqrt{\varepsilon} qctg(\sqrt{\varepsilon} q); \quad (1)$$

$$E_{101} \quad q^2 \left[\frac{1}{q \operatorname{tg} q + 1} + \frac{1}{\sqrt{\varepsilon} qctg(\sqrt{\varepsilon} q) - 1} \right] = 1 - \frac{1}{\varepsilon}; \quad (2)$$

$$H_{201} \quad q^2 \left[\frac{1}{g \operatorname{tg} q + 1} + \frac{1}{\sqrt{\varepsilon} qctg(\sqrt{\varepsilon} q) - 1} \right] = 3 \left(1 - \frac{1}{\varepsilon} \right); \quad (3)$$

$$H_{301} \quad q^4 \left[\frac{1}{3 - q^2 + 3q \operatorname{tg} q} - \frac{\varepsilon}{3 - \varepsilon q^2 - 3\sqrt{\varepsilon} qctg \sqrt{\varepsilon} q} \right] = 15 \left(1 - \frac{1}{\varepsilon} \right), \quad (4)$$