

## ВАРАКТОРНЫЙ УМНОЖИТЕЛЬ ЧАСТОТЫ НА НЕРЕГУЛЯРНЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

Показано, что использование нерегулярных линий передачи, нули и полюсы сопротивления которой удовлетворяют соотношениям Мэнли-Роу, позволяет улучшить энергетические характеристики варакторных устройств.

**Ключевые слова:** варакторный умножитель частоты, линия передачи, волновое сопротивление, преобразование.

Радиотехнические устройства на основе нелинейной ёмкости (варикапов, варакторов), широко применяются при построении различных радиосистем и во многом определяют их технические характеристики. Принцип работы варакторных устройств основан на частотно-энергетических соотношения Мэнли - Роу [1] и их параметры существенно зависят от амплитудно – частотных характеристик селективных устройств. Следовательно, одним из методов улучшения характеристик варакторных устройств является разработка фильтров, частотные характеристики которых удовлетворяют соотношениям Мэнли – Роу.

**Целью статьи** является определение волновых сопротивлений нерегулярных линий, реализующих соотношения Мэнли-Роу и анализ параметрических устройств, построенных на их основе.

Энергетические соотношения Мэнли-Роу, связывающие мощность, подводимую ко входу нелинейного реактивного элемента, с мощностью, получаемой на его выходе, позволяют оценить предельные значения эффективности преобразования энергии с помощью нелинейной реактивности без потерь.

Если на нелинейную ёмкость подается электрический сигнал с частотой  $f_{вх}$ , и мощностью  $P_{вх}$ , то из системы уравнений Мэнли-Роу вытекает соотношение

$$P_{вх} = -\sum_{n=2}^{\infty} P_n, \quad (1),$$

где  $P_n$  - мощность  $n$ -ой гармоники.

Коэффициент полезного действия (к.п.д.) такого преобразования  $\eta_{пр}$ , представляющего отношение преобразованной мощности к мощности основной частоты, для нелинейной ёмкости без потерь при наличии идеальных фильтров может достигь 1. Технические ограничения к.п.д. связаны со схемой включения и наличием различного рода потерь, присущих реальному прибору.

Рассмотрим варакторный умножитель последовательного типа рис. 1 а, где в качестве фильтров используются шлейфы на нерегулярных линиях передачи НЛ1, НЛ2. с распределением нулей и полюсов входного сопротивления, показанным на рис. 1 б.

На частоте  $\omega_1$  входное сопротивление НЛ1 максимально (соответствует полюсу сопротивления), а входное сопротивление НЛ2 минимально (соответствует нулю сопротивления). Поэтому всё напряжение  $u(t)$  будет приложено к нелинейной ёмкости  $C(u)$ , так как нагрузка  $R_H$  при этом шунтируется шлейфом НЛ2. Под воздействием этого напряжения через нелинейную ёмкость будут протекать гармоники тока с частотами  $\omega_1$ .

На частотах  $k\omega_1$ ,  $k \neq 1, n$ , сопротивления НЛ1, НЛ2 минимальны (для идеальных линий без потерь сопротивления равны нулю), поэтому энергия колебаний этих частот не будет поступать ни в источник ни в нагрузку, то есть рассеиваться не будет. На частоте  $n\omega_1$  сопротивление НЛ1 минимально, а сопротивление НЛ2 максимально. Следовательно, вся энергия данного колебания будет поглощена нагрузкой. Таким образом, для  $n$  – кратного умножителя частоты, распределение полюсов и нулей входных сопротивлений НЛ1, НЛ2 рис. 1 б является оптимальным.

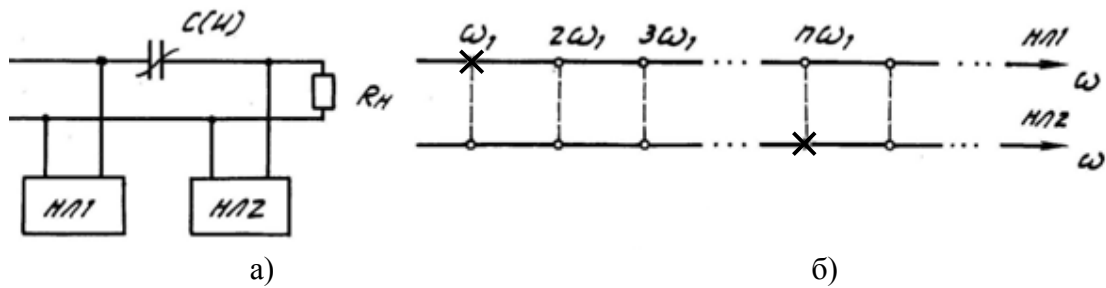


Рис. 1. Варакторный умножитель частоты (а) с параллельными шлейфами НЛ1, НЛ2 и оптимальное с точки зрения соотношений Мэнли-Роу распределение полюсов (крестики) и нулей (кружочки) входного сопротивления шлейфов

Следует иметь в виду, что нули и полюсы сопротивления цепи без потерь должны чередоваться [2]. Поэтому для физической реализуемости НЛ1, НЛ2 надо ввести дополнительные полюсы, а, при необходимости, и нули.

В качестве исходной модели примем микрополосковую нерегулярную линию передачи. Тогда в соответствии с результатами [2] для получения заданного распределения нулей и полюсов замкнутой нерегулярной линии (НЛ) представим её входное сопротивление в виде

$$Z(p) = Z_e(0) \operatorname{th} p t_3 \prod_{n=1}^k \frac{p^2 + \mu_n^2}{p^2 + \beta_n^2}, \quad (2)$$

где  $\mu_n, \beta_n$  - числа, выбираемые из требуемого расположения нулей и полюсов  $Z(p)$  рис. 1 б.

Выражению (2) соответствует волновое сопротивление

$$\sqrt{Z_e(\tau)} = \sqrt{Z_e(0)} \prod_{m=1}^k \frac{\mu_m}{\beta_m} \frac{\left| \frac{\omega_m \operatorname{tg} \gamma_n \tau \cdot \operatorname{tg} \omega_m \tau + \gamma_n}{\omega_m^2 - \gamma_n^2} \right|^k}{\left| \frac{\gamma_n \operatorname{tg} \gamma_n \tau \cdot \operatorname{tg} \omega_m \tau + \omega_m}{\omega_m^2 - \gamma_n^2} \right|^k}, \quad (3)$$

где  $m$  - номер строки определителя,  $n$  - номер столбца.

На рис. 2 изображены зависимости волнового сопротивления (3) и уточнённой при математическом моделировании зависимости ширины полоски микрополосковых линий от времени задержки при следующих исходных данных ( $f = 3 \text{ ГГц}$  - частота исходного колебания,  $t_3$  - время задержки линии передачи):

- для НЛ1:

$$Z_{e1}(0) = 25 \text{ Ом}, \quad t_3 = \frac{1}{2f}, \quad \mu_1 = \frac{0,5\pi}{t_3}, \quad \mu_2 = \frac{1,5\pi}{t_3}, \quad \mu_3 = \frac{2,5\pi}{t_3},$$

$$\mu_4 = \frac{4,5\pi}{t_3}, \quad \mu_5 = \frac{0,78\pi}{t_3}, \quad \beta_1 = \beta_2 = \frac{\pi}{t_3}, \quad \beta_3 = \frac{2,75\pi}{t_3}, \quad \beta_4 = \frac{4,75\pi}{t_3}, \quad \beta_5 = \frac{0,75\pi}{t_3};$$

- для НЛ2:

$$Z_{e2}(0) = 25 \text{ Ом}, \quad t_3 = \frac{1}{2f}, \quad \mu_1 = \frac{2,5\pi}{t_3}, \quad \mu_2 = \frac{1,75\pi}{t_3}, \quad \beta_1 = \beta_2 = \frac{2\pi}{t_3}.$$

Расположение нулей и полюсов сопротивлений НЛ1, НЛ2 показано на рис. 3.

Диэлектрическая подложка изготовлена из поликора: относительная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_r = 9,6$ . Толщина подложки 1 мм, проводящая полоска толщиной 0,01 мм выполнена из меди.

Расчёт ширины полоски осуществлялся по известным формулам для микрополосковых линий [3].

**Данные экспериментальных исследований варакторного удвоителя частоты.** Экспериментальный образец умножителя и схема экспериментальной установки изображены на рис. 4, 5.

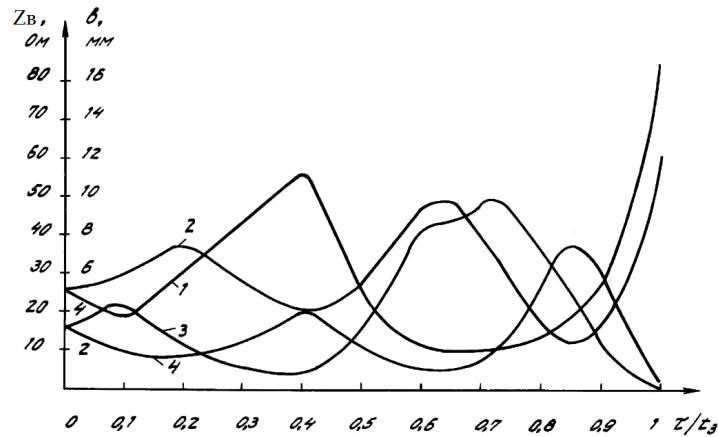


Рис. 2. Зависимости волнового сопротивления (1 - НЛ1, 2 - НЛ2) и ширины полоски микрополосковых линий (3 - НЛ1, 4 - НЛ2) от относительного времени задержки

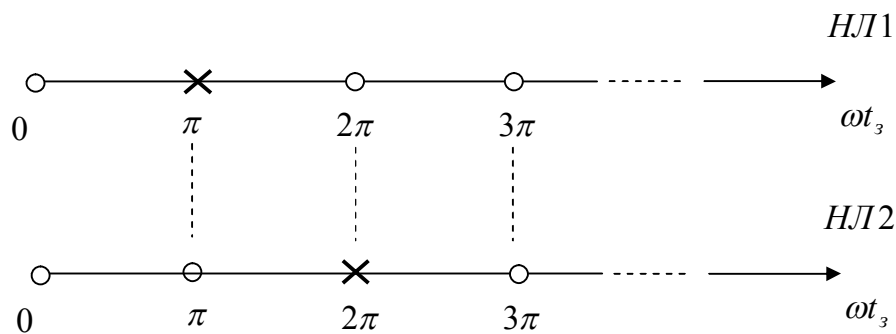


Рис. 3. Распределение нулей и полюсов сопротивлений НЛ1, НЛ2 удвоителя частоты, которые соответствуют соотношениям Мэнли - Роу

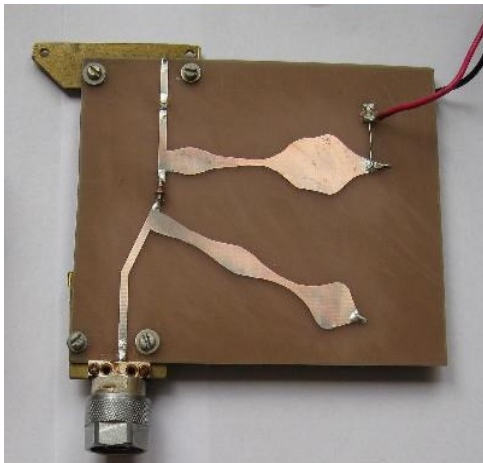


Рис.4. Экспериментальный образец варакторного удвоителя частоты с односторонними шлейфами

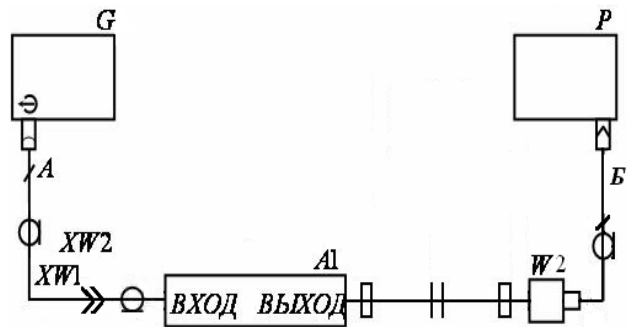


Рис. 5. Схема измерительной установки для измерения характеристик умножителя: А1 изучаемый умножитель; G – свип-генератор сигналов высокочастотный Г4-220 с усилителем мощности УМ2; P – ваттметр МЗ-54; W2 – головка термисторная из комплекта МЗ-54; A – кабель высокочастотный из комплекта Х1-43; B – кабель термисторной головки к МЗ-54; XW1, XW2 – коаксиальные разъёмы для сочленения кабелей

Экспериментальный образец выполнен по традиционной микрополосковой технологии с использованием тех же материалов, что и рассмотренные выше фильтры НЛ1, НЛ2. Специальные согласующие нерегулярные структуры диода с внешней цепью отсутствуют. В

качестве нелинейной ёмкости использовался кремниевый умножительный диод 2A613A. Вход и выход умножителя нагружался на 50-омные нагрузки.

Для экспериментального изучения умножителя частоты использовалась установка на основе измерительного комплекса МЗ-54, структурная схема которой приведена на рисунке 7.22. Результаты экспериментальных исследований представлены на рис. 6, 7.

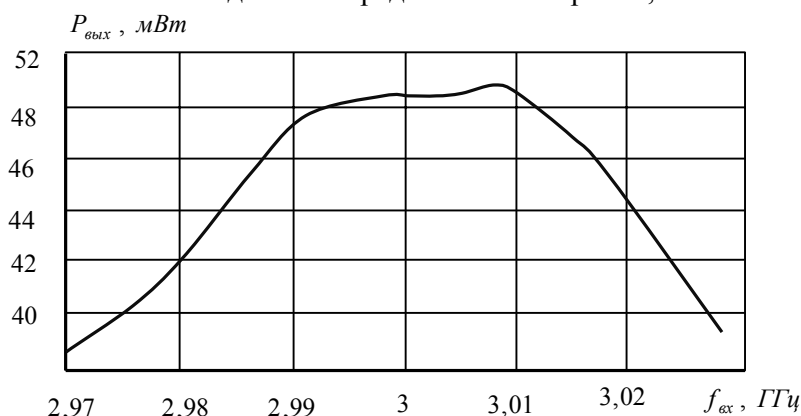


Рис. 6. Экспериментальная зависимость выходной мощности умножителя от частоты входного колебания при входной мощности  $P_{вх} = 60$  мВт

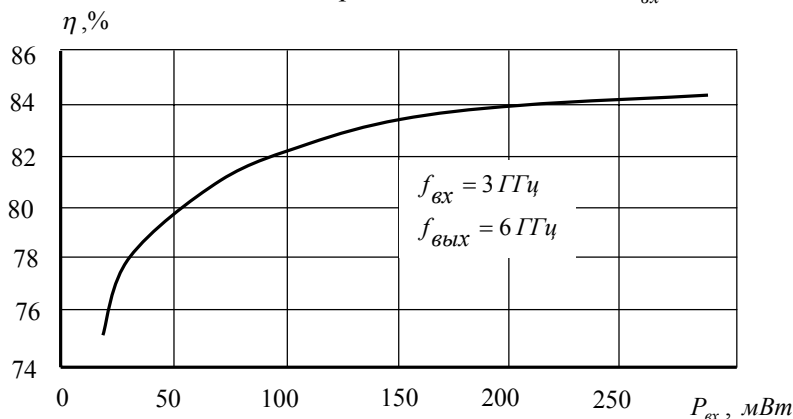


Рис. 7. Экспериментальная зависимость коэффициента преобразования умножителя от мощности входного колебания

**Заключение.** Из анализа полученных зависимостей следует, что распределение нулей и полюсов входных сопротивлений фильтрующих линий существенно влияет на характеристики варакторных умножителей. Для повышения к.п.д. параметрических устройств следует так подобрать зависимость волновые сопротивления линий, чтобы как можно больше количество нулей и полюсов входного сопротивления удовлетворяли соотношениям Мэнли-Роу. В частности, экспериментальные исследования показали, что в рабочем диапазоне частот, благодаря использованию нерегулярных линий, удалось получить к.п.д. удвоителя частоты не менее 75%, что превышает к.п.д. известных аналогов. Таким образом теоретически и экспериментально доказана возможность повышения энергетических характеристик параметрических устройств за счёт использования в качестве фильтров нерегулярных линий передачи.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей / В.С. Андреев. - М.: Радио и связь, 1982 - 280 с.
2. Литвиненко О.Н. Теория неоднородных линий и их применение в радиотехнике / О.Н.Литвиненко, В.И.Сошников. - М.: Сов. радио, 1964. - 535 с.
3. Гупта К. Машинное проектирование СВЧ устройств / К. Гупта, Р. Гардж, Р.Чадха. - М.: Радио и связь, 1987 - 429 с.

Надійшла: 13.03.2013 р.

Рецензент: д.т.н., проф. Толюпа С.В.