

**ВЫХОДНАЯ ЦЕПЬ ДЛЯ УСИЛИТЕЛЯ С МАНИПУЛЯЦИЕЙ НА ГАРМОНИКАХ
НА П-ОБРАЗНЫХ ЩЕЛЕВЫХ РЕЗОНАТОРАХ**

Ю. В. Рассохина, В. Г. Крыжановский, В. А. Коваленко

В работе методом поперечного резонанса проведен анализ периодической структуры из связанных П-образных щелевых резонаторов в заземляющем слое микрополосковой линии передачи. Показано, что такая схема обеспечивает запирание основной волны микрополосковой линии одновременно на двух частотах с относительно широкими полосами пропускания. Синтезирована цепь в виде 2-звенной периодической структуры из связанных щелевых резонаторов с фильтрацией первых двух гармоник частоты 1.5 ГГц. На основе полученной матрицы рассеяния проведено моделирование высокоэффективного усилителя мощности с манипуляцией на гармониках на базе транзистора CRF24010 со стоковым КПД не менее 50% и выходной мощностью 2.7 Вт на частоте 1.5 ГГц.

Ключевые слова: микрополосковая линия передачи, щелевой резонатор, П-образный волновод, периодическая структура, метод поперечного резонанса, усилитель с манипуляцией на гармониках.

Введение. Одним из видов трехслойных планарных структур, которые активно исследуются в последнее десятилетие, являются периодические структуры из щелевых резонаторов различной формы в металлизированном слое микрополосковой линии передачи (МПЛ). К таким структурам относятся, в частности, цепи типа Electromagnetic Bandgap (EBG) или Electromagnetic bandstop (EBS) [1, 2], которые обеспечивают широкополосное запирание одной или двух гармоник основного сигнала. Простейшим вариантом такой периодической структуры является структура на полуволновых щелевых резонаторах прямоугольной формы в заземляющем слое микрополосковой линии [3], элементарная ячейка которой имеет одночастотную резонансную характеристику. Для уменьшения площади, занимаемой щелевым резонатором, часто используются емкостные нагрузки (например, форма щели в виде гантели) и изгибы щели [4]. Целью данной работы является анализ периодической структуры на связанных П-образных щелевых резонаторах в заземляющем слое микрополосковой линии передачи и ее использование в усилителях с высоким КПД.

Метод поперечного резонанса для анализа неоднородности в заземляющем слое микрополосковой линии передачи. Идея метода анализа щелевых резонансных структур сложной формы в заземляющем слое подложки описана в работе Sorrentino, Itoh [5], в которой при решении краевой задачи методом поперечного резонанса [6] поле на неоднородности в виде скачка ширины щели записывается через собственные волны волновода сложной формы поперечного сечения. В методе поперечного резонанса элементы матрицы рассеяния на неоднородности рассчитываются из решения краевых задач для виртуального резонатора с электрическими или магнитными стенками по продольной оси, который включает в себя эту неоднородность.

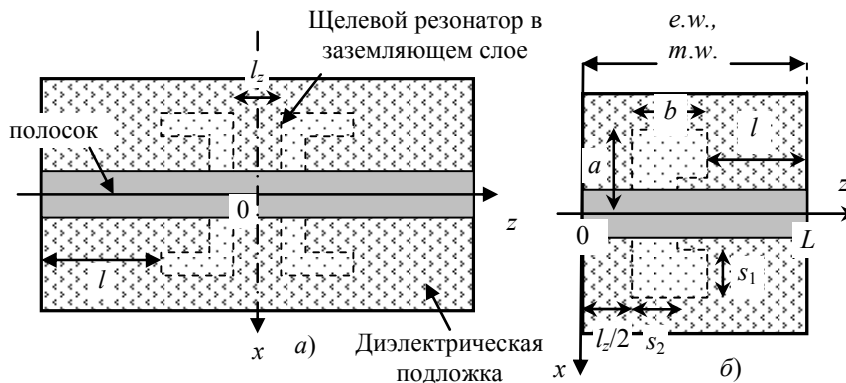


Рис. 1. а) – П-образный щелевой резонатор в заземляющем слое МПЛ, симметризованная структура, б) – топология полоскового резонатора с неоднородностью для «электрической» и «магнитной» краевых задач.

П-образный щелевой резонатор в металлизированном слое МПЛ – это несимметричная относительно плоскости $z=Const$ структура, однако ее можно симметризовать, если рассмотреть два связанных через отрезок МПЛ длиной l_z П-образных щелевых резонатора, как показано на рис. 1. Для анализа симметричной относительно плоскости $z=0$ неоднородности, показанной на рис. 1а, достаточно решить две краевые задачи для полоскового резонатора [5]: задачи с условиями электрических (*e.w.*) и магнитных (*m.w.*) стенок в плоскости симметрии $z=0$ и на границе резонатора $z=L$, рис. 1, б. Тогда элементы матрицы рассеяния основной волны МПЛ в плоскостях $z = \pm(l_z/2 + b)$

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $S_{11} = S_{22}$, $S_{12} = S_{21}$, получаются из решений двух, «электрической» и «магнитной», краевых задач относительно длин резонатора (l_1 и l_2) по формулам:

$$S_{11} = \frac{\Gamma_2 - \Gamma_1}{2}, \quad S_{12} = \frac{\Gamma_1 + \Gamma_2}{2}. \quad (2)$$

Здесь $\Gamma_{1(2)} = \exp(2j\beta_{m,z}l_{1(2)})$, $\beta_{m,z}$ - постоянная распространения основной волны МПЛ.

Постановка и решение краевой задачи для П-образного щелевого резонатора в заземляющем слое МПЛ. Рассматривается трехслойная экранированная структура (рис. 2) – полосковый резонатор с неоднородностью в заземляющем слое МПЛ. Первый слой – это диэлектрическая подложка толщиной h и относительной диэлектрической проницаемостью ε_{r1} , второй и третий слои – с воздушным заполнением. Краевая задача для резонатора решается методом частичных областей с разбиением исходной области по вертикальной оси плоскостями $y=0$ и $y=h$ на 3 частичные. Рассмотрим решение «электрической» краевой задачи, с условиями *e.w.* в плоскостях $z = 0, z = L$ (рис. 1, б).

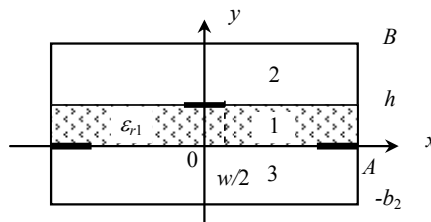


Рис. 2. Поперечное сечение полоскового резонатора плоскостью $z = l/2 + s/2$ с разбиением исходной области на три частичные подобласти.

Решается уравнение Гельмгольца для электрического (*e*) и магнитного (*h*) векторных потенциалов $A_{h(e)y} = (0, A_{h(e)y}, 0)$ в каждой из частичных областей $i=1-3$ резонатора:

$$\Delta A_{h(e)y,i} + k_0^2 \varepsilon_{ri} A_{h(e)y,i} = 0,$$

где $k_0 = \omega/c$, ε_{ri} – относительная диэлектрическая проницаемость *i*-го слоя. В силу симметрии структуры, решение краевой задачи ищется для четверти поперечного сечения области резонатора. Для «электрической» краевой задачи разложения электрического и магнитного векторных потенциалов в ряды Фурье имеют вид:

$$\begin{aligned} A_{ey,i} &= \sum_{m=1} \sum_{n=1} P_{mn} \cos k_{xm} x \sin k_{zn} z F_{ei,mn}(y), \\ A_{hy,i} &= \sum_{m=1} \sum_{n=0} P_{mn} \sin k_{xm} x \cos k_{zn} z F_{hi,mn}(y), \end{aligned} \quad (3)$$

где нормировочный коэффициент

$$P_{mn} = \sqrt{2/A} \sqrt{(2 - \delta_{n0})/L} \chi_{mn}^{-1}, \quad \chi_{mn}^2 = k_{xm}^2 + k_{zn}^2,$$

и $k_{xm} = \pi(2m-1)/2A$, $k_{zn} = \pi n/L$, $i=1..3$ – номер частичной области. Функции $F_{ei,mn}(y), F_{hi,mn}(y)$ имеют вид ($l = m, n$ и $y_0 = h/2$):

$$\begin{aligned} F_{e1,l}(y) &= \left[R_{e11l} \frac{\sin k_{yl}(y-y_0)}{\cos k_{yl}y_0} + R_{e12l} \frac{\cos k_{yl}(y-y_0)}{\sin k_{yl}y_0} \right] \frac{1}{k_{yl}}, \\ F_{e2,l}(y) &= R_{e2l} \frac{\cos k_{y2l}(B-y)}{\sin k_{y2l}b_1} \frac{1}{k_{y2l}}, \quad F_{e3,l}(y) = R_{e3l} \frac{\cos k_{y2l}(b_2+y)}{\sin k_{y2l}b_2} \frac{1}{k_{y2l}}, \\ F_{h1,l}(y) &= R_{h11l} \frac{\cos k_{yl}(y-y_0)}{\cos k_{yl}y_0} + R_{h12l} \frac{\sin k_{yl}(y-y_0)}{\sin k_{yl}y_0}, \\ F_{h2,l}(y) &= R_{h2l} \frac{\sin k_{y2l}(B-y)}{\sin k_{y2l}b_1}, \quad F_{h3,l}(y) = R_{h3l} \frac{\sin k_{y2l}(b_2+y)}{\sin k_{y2l}b_2}, \end{aligned}$$

где $k_{yi,mn}^2 = k_0^2 \varepsilon_{ri} - k_{xm}^2 - k_{zn}^2$, $R_{e11(2),mn}$, $R_{e2(3),mn}$, $R_{h11(2)mn}$, $R_{h2(3)mn}$ – неизвестные коэффици-

енты разложения в ряды Фурье.

Поле на П-образной щели записывается через разложения в ряды по собственным функциям $T_{h(e)y,k}$ нечетных H - и E -волн П-волновода:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{0t} &= \sum_{k=1} V_{hk} (\nabla_t T_{hy,k} \times \mathbf{e}_y) + \sum_{k=1} V_{ek} \nabla_t T_{ey,k}, \\ \mathbf{H}_{0t} &= \sum_{k=1} I_{hk} \nabla_t T_{hy,k} - \sum_{k=1} I_{ek} (\nabla_t T_{ey,k} \times \mathbf{e}_y), \end{aligned} \quad (4)$$

где $V_{h(e)k}$ – неизвестные коэффициенты разложения. Токи на полоске записываются в виде разложений в ряды по полиномам Чебышева [3,4] с неизвестными коэффициентами c_k, d_k с учетом условия магнитной стенки в плоскости симметрии $x=0$ (симметрия основной волны МПЛ):

$$\begin{aligned} J_z(x) &= \left(1 - (2x/w)^2\right)^{-1/2} \sum_{k=0} c_k T_{2k}(2x/w) = \sum_{k=0} c_k \varphi_k(2x/w), \\ J_x(x) &= \sqrt{1 - (2x/w)^2} \sum_{k=0} d_k U_{2k+1}(2x/w) = \sum_{k=0} d_k \psi_k(2x/w), \end{aligned} \quad (5)$$

а их Фурье-компоненты рассчитываются по формулам:

$$\begin{aligned} J_{zn} &= \sqrt{\frac{2}{A}} \int_0^{w/2} J_z(x) \cos(k_{xn}x) dx = \sum_{k=0} c_k \alpha_{nk}^m, \quad \alpha_{nk}^m = (-1)^k \sqrt{\frac{2}{A}} \frac{w}{2} \frac{\pi}{2} J_{2k} \left(k_{xn} \frac{w}{2} \right), \\ J_{xn} &= \sqrt{\frac{2}{A}} \int_0^{w/2} J_x(x) \sin(k_{xn}x) dx = \sum_{k=0} d_k \beta_{nk}^m, \quad \beta_{nk}^m = (-1)^k \sqrt{\frac{2}{A}} \frac{2k+2}{k_{xn}} \frac{\pi}{2} J_{2k+2} \left(k_{xn} \frac{w}{2} \right). \end{aligned}$$

Для «магнитной» краевой задачи на собственные волны полоскового резонатора (условие $m.w.$ в плоскостях $z=0$ и $z=L$) разложение поля в частных областях 1-3 имеет вид:

$$\begin{aligned} A_{ey,i} &= \sum_{m=1} \sum_{n=0} P_{mn} \cos k_{xm}x \cos k_{zn}z F_{ei,mn}(y), \\ A_{hy,i} &= \sum_{m=1} \sum_{n=1} P_{mn} \sin k_{xm}x \sin k_{zn}z F_{hi,mn}(y). \end{aligned} \quad (6)$$

«Сшивая» поля на границах частных областей $y=0$ и $y=h$ и применяя к уравнениям непрерывности процедуру Галеркина [3,4], получим однородную систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно неизвестных коэффициентов разложения c_k, d_k, V_{hk}, V_{ek} с неизвестным параметром (продольным размером резонатора L либо его собственной частотой $k_0 = \omega/c$). Приравняв определитель СЛАУ к нулю, получаем уравнение для определения этого параметра.

Решение обеих задач в некотором диапазоне частот используется затем для расчета матриц рассеяния основной волны МПЛ на двух связанных П-образных щелевых резонаторах в ее металлизированном слое по формулам (2).

Результаты расчетов. После исследования алгоритмов на сходимость в численных расчетах мы ограничили ряды по полиномам Чебышева до 4 членов ряда ($k = 0..3$), а двойные ряды Фурье – до 300 членов ряда. В рядах по собственным волнам П-волновода учли по одной волне H - и E -типа, поскольку рассчитывались только П-волноводы с узкими относительно размеров плеч волновода щелями $s_{1(2)}$. Были проведены расчеты спектра резонансных частот полоскового резонатора с неоднородностью, полученного из решения «электрической» и «магнитной» задач, а также характеристики рассеяния периодической структуры с элементарной ячейкой в виде неоднородности в заземляющем слое МПЛ (рис. 3).

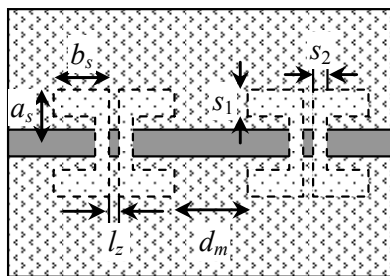


Рис. 3. Периодическая структура на связанных П-образных щелевых резонаторах в заземляющем слое МПЛ.

На рис. 4, а приведена зависимость резонансных частот полоскового резонатора с неоднородностью из двух связанных П-образных щелевых резонаторов размерами $a_s=6,0$; $b_s=5,0$; $s_1=1,0$; $s_2=0,5$ в его заземляющем слое от его длины L_1 , а на рис. 4, б – рассчитанная по этим данным характеристика коэффициента передачи 2-звенной ($n=2$, рис. 3) периодической структуры на основе этой неоднородности.

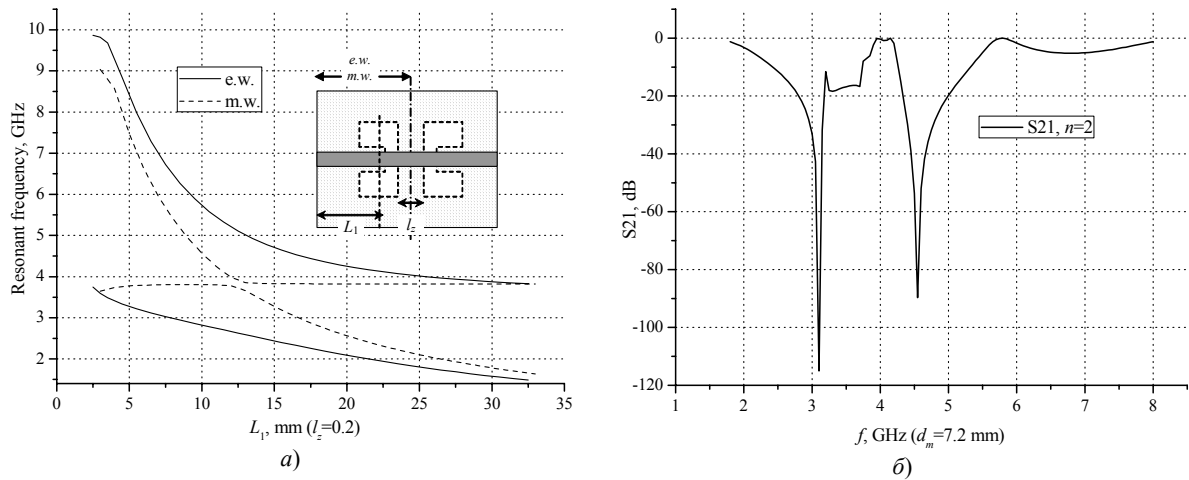


Рис. 4. (а) - спектр резонансных частот из решения «электрической» и «магнитной» краевой задачи; (б) – коэффициент передачи 2-звенной периодической структуры из двух связанных П-образных щелевых резонаторов в заземляющем слое МПЛ. Параметры структуры (в мм): подложка $h=1,0$; $\epsilon_r=9,8$; ширина полоска $w=1,0$, размеры экрана $b_1=b_2=15,0$, $A=24,0$, П-образный щелевой резонатор: $a_s=6,0$; $b_s=5,0$; $s_1=1,0$; $s_2=0,5$.

Видно, что спектр резонансных частот как «электрической», так и «магнитной» задачи – разрывный и имеет в рассматриваемом диапазоне частот 2-10 ГГц по две ветви решений. Это обусловлено тем, что щелевой резонатор имеет конечные размеры, и во взаимодействии с основной волной МПЛ участвуют обе, «электрическая» и «магнитная», стоячие волны резонатора. Характеристика коэффициента передачи основной волны МПЛ на П-образном щелевом резонаторе, рассчитанная по формуле (2), содержит два резонанса, и, следовательно, такая структура формирует характеристику в виде полосно-запирающего фильтра с двумя полосами запираения. Расстояние между ячейками $d_m=7,2$ мм соответствует четверти длины волны полосковой линии на средней для двух резонансов частоте 4 ГГц. Из рис. 4, б видно, что такая периодическая структура фильтрует вторую и третью гармоники основной частоты 1,55 ГГц.

Моделирование высокоэффективного усилителя СВЧ с манипуляцией на гармониках. По результатам расчетов матрицы рассеяния периодической структуры из связанных П-образных щелевых резонаторов в заземляющем слое МПЛ был промоделирован усилитель СВЧ на транзисторе CRF24010. Схема усилителя показана на рис. 5, где введена матрица рассеяния периодической структуры на рис. 3 в виде 4-полосника. Моделирование усилителя проведено с помощью коммерческой программы нелинейного моделирования микроволновых цепей при следующих параметрах: смещение на затворе $V_{gs} = -11,5$ В, питание на стоке $V_{ds} = 20$ В, остальные параметры схемы показаны на рисунке. Входная и выходная согласующие микрополосковые цепи также рассчитывались для подложки из поликора с приведенными выше параметрами. Для моделирования транзистора использовались нелинейная модель Матерки с параметрами для данного транзистора.

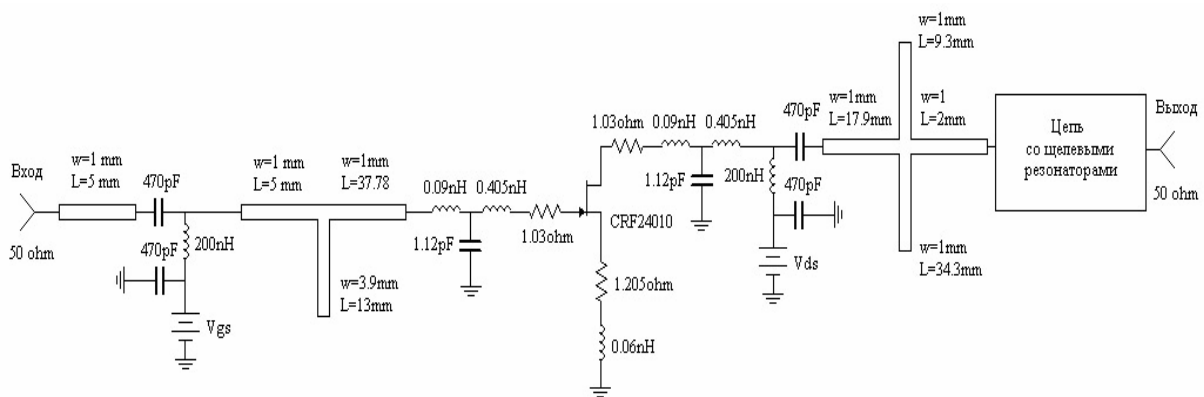


Рис. 5. Схема для моделирования усилителя с контролем уровня гармоник в выходной цепи с помощью 2-звенной периодической структуры на связанных П-образных щелевых резонаторах в заземляющем слое МПЛ.

Частотные характеристики усилителя показаны на рис. 6. Здесь максимальный стоковый КПД составил 56,8 % на частоте 1,5 ГГц при выходной мощности 2,7 Вт.

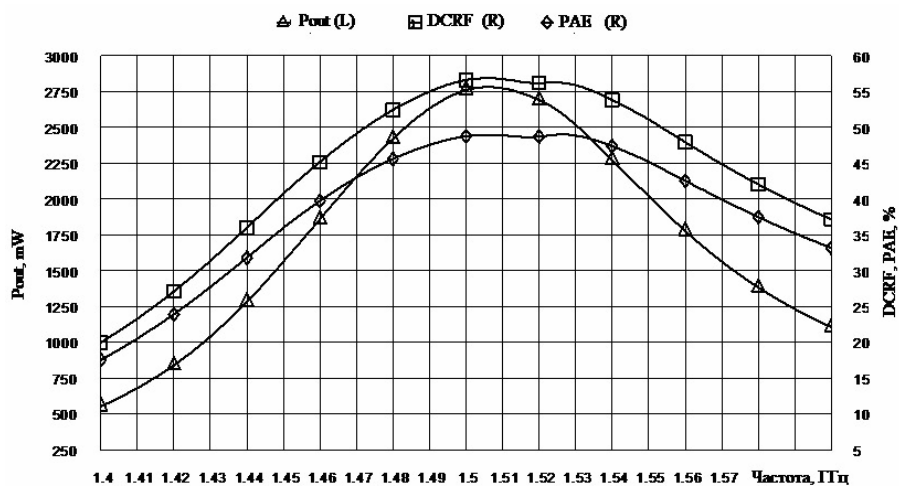


Рис. 6. Результати моделювання характеристик усилителя с манипуляцией на гармониках: P_{out} – выходная мощность, DCRF – стоковый КПД, PAE – КПД по добавленной мощности.

Заключення. Таким образом, методом поперечного резонанса рассчитаны характеристики рассеяния неоднородности в виде двух связанных П-образных щелевых резонаторов в заземляющем слое микрополосковой линии передачи. Показано, что такая схема обеспечивает загирання сигнала одночасово на двух частотах с относительно широкими полосами загирання. Синтезована цепь в виде периодической структуры на основе П-образного щелевого резонатора в заземляющем слое МПЛ, которая фильтрует первые две гармоники частоты основной частоты 1,5 ГГц. На основе рассчитанной матрицы рассеяния 2-звенной периодической структуры из щелевых резонаторов проведено моделювання високоєфективного усилителя с манипуляцией на гармониках на базе транзистора CRF24010 со стоковым КПД не менее 56% и выходной мощностью 2,7 Вт на центральной частоте 1,5 ГГц.

РЕЗЮМЕ

В роботі методом поперечного резонансу виконано аналіз періодичної структури з пов'язаних П-подібних щілинних резонаторів у заземлюючому шарі мікросліткової лінії передачі. Показано, що така схема забезпечує замикання основної моди мікросліткової лінії одночасно на двох частотах з відносно широкими смугами придушення. Був синтезований ланцюг у вигляді 2-ланкової періодичної структури з пов'язаних щілинних резонаторів із фільтрацією перших двох гармонік частоти 1,5 ГГц. На основі отриманої матриці розсіяння проведено моделювання високоєфективного підсилювача із маніпуляцією на гармоніках на базі транзистора CRF24010 із стоковим ККД не менш 56% і вихідною потужністю 2,7 Вт на центральній частоті 1,5 ГГц.

Ключові слова: мікросліткова лінія передачі, щілинний резонатор, П-хвилевід, періодична структура, метод поперечного резонансу, матриця розсіяння, підсилювач із маніпуляцією на гармоніках.

SUMMARY

In this paper the scattering characteristics of two coupled П-shaped slot resonators in microstrip line ground plane was calculated by transverse resonance method. It is shown that such a circuit provides signal rejection at two frequencies simultaneously with relatively wide bandwidth. This circuit was synthesized as 2-cells periodic structure using coupled П-shaped slot resonators with first two harmonics filtration at operating frequency 1,5 GHz. The high-efficiency harmonic manipulation amplifier with CRF24010 transistor was modeled using the obtained scattering matrix. The modeled drain efficiency was not less than 56% with the output power 2,7 W at operating frequency 1,5 GHz.

Keywords: microstrip line, slotline resonator, П-shaped waveguide, periodic structure, transverse resonance technique, scattering matrix, harmonic manipulation amplifier.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- Harris M. Summary on preferred terminology to replace “photonic bandgap” in describing microwave and millimeter wave periodic structure / M. Harris // IEEE Microwave Mag. – 2002. – Vol. 3, N 3. – P. 74-75.
- Gao C. Study and suppression of ripples in passbands of series/parallel loaded EBG filters / C. Gao, Z. N. Chen, Yu. Y. Wang et al. // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2006. – Vol. 54, N 4. – P. 1519-1525.
- Rassokhina Yu. V. Periodic structure on the slot resonators in microstrip transmission line / Yu. V. Rassokhina, V. G. Krizhanovski // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2009. – Vol. 57, N 7. – P. 1694-1699.
- Микроэлектронные устройства СВЧ / Под ред Г. И. Веселова. – М: Высш. школа, 1988. – 280 с.
- Sorrentino R. Transverse resonance analysis of finline discontinuities / R. Sorrentino, T. Itoh // IEEE Trans. on MTT. – 1984. – V. 32, No. 12. – P. 1633-1638.
- Itoh T. Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures / T. Itoh. – New York: Wiley, 1989. – 707 p.

Поступила в редакцию 12.04.2010 г.