

УДК 621.372.544

Манько О. О., д.т.н. (Держ. унів-т телекомунікацій. +380 (67) 408 67 80. manko_kiev@mail.ru)

МОДЕЛЮВАННЯ ДІАПАЗОННИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЗАХИСНОГО ПРИСТРОЮ НАДВИСОКИХ ЧАСТОТ

Манько О. О. Моделювання діапазонних характеристик захисного пристрою надвисоких частот. В роботі розглянуто принципи моделювання діапазонних характеристик широкосмугового захисного пристрою мікрохвильового діапазону. Розглянуто конструкцію пристрою на базі самокерованого обмежувача потужності. Робочий діапазон частот лежить в межах 25,87-37,5 ГГц. Визначено відстані між діодами керуючого блоку, які забезпечують рівномірність значень початкових втрат в робочому діапазоні частот. Внесені втрати в режимі низького рівня вхідної потужності за результатами розрахунку не перевищують 0,5 дБ в робочому діапазоні частот. В режимі високого рівня вхідної потужності внесені втрати складають не менше 40 дБ. Розглянута конструкція захисного пристрою може використовуватись в системах радіорелейного та супутникового зв'язку.

Ключові слова: захисний пристрій, самокерований обмежувач, внесені втрати, мікрохвильовий діапазон

Манько А. А. Моделирование диапазонных характеристик защитного устройства сверхвысоких частот. В работе рассмотрены принципы моделирования диапазонных характеристик широкополосного защитного устройства микроволнового диапазона. Рассмотрена конструкция устройства на базе самоуправляемого ограничителя мощности. Рабочий диапазон частот лежит в пределах 25,87-37,5 ГГц. Определено расстояние между диодами управляющего блока, которое обеспечивает равномерность значений начальных потерь в рабочем диапазоне частот. Внесенные потери в режиме низкого уровня входной мощности по результатам расчета не превышают 0,5 дБ в рабочем диапазоне частот. В режиме высокого уровня входной мощности внесенные потери составляют не менее 40 дБ. Рассмотренная конструкция может использоваться в системах радиорелейной и спутниковой связи.

Ключевые слова: защитное устройство, самоуправляемый ограничитель, внесенные потери, микроволновой диапазон

Manko O. O. Simulation of the range characteristics of the microwave protective device. In this work the principles of the performance range characteristics modeling of the wideband microwave protective device are considered. The design of the device on the basis of a self-controlled power limiter is considered. Operating frequency range is within 25,87-37,5 GHz. The distance between the diodes of control unit, which provides uniformity of the initial losses values in the operating frequency range is determined. Insertion losses by the low-level input power according to the calculation results do not exceed 0.5 dB in the operating frequency range. By high level of input power insertion losses are not less then 40 dB. Considered design can be used in microwave systems and satellite communications.

Keywords: protective device, self-controlled limiter, insertion losses, microwaves range

Вступ. На сучасному етапі розвитку безпроводних засобів зв'язку має місце все більш інтенсивне освоєння НВЧ-діапазону електромагнітних коливань, пов'язане з ростом робочої частоти засобів до міліметрового діапазону довжин хвиль включно [1]. Створюються нові типи радіорелейних систем передачі, удосконалюються супутникові інформаційні системи.

Внаслідок цього в наведених вище діапазонах частот створюється досить складна електромагнітна обстановка. Це пов'язано з застосуванням потужних стаціонарних імпульсних передавальних станцій, що використовуються у військових радіолокаційних станціях (РЛС) дальнього виявлення, аеродромних РЛС цивільної і військової авіації, а також передавальних станцій малої і середньої потужності, що використовуються у РЛС мобільних об'єктів (на військових і цивільних літаках, вертольотах, морських судах).

Таким чином, з урахуванням практично непередбаченої можливості опромінення НВЧ-приймача системи зв'язку імпульсом високої потужності, виникає задача побудови ефективного швидкодіючого і широкосмугового захисного пристрою (ЗП), у функції якого входить обмеження вхідної потужності, що надходить на чутливі елементи [2]. Захисний пристрій повинен знаходитися в постійній готовності, не перешкоджати проходженню слабких сигналів, виконувати свої функції при відключенні живлення приймача, тому що напівпровідникові елементи вхідних кіл чутливі до НВЧ-потужності навіть у "холодному" стані [3]. Імпульсна завада значної потужності може пошкодити вхідні кола приймальних пристроїв засобів НВЧ зв'язку, зокрема, призвести до пробую або підвищити рівень шуму змішувальних діодів. І це знижує рівень надійності телекомунікаційних мереж [4].

Основна частина. Визначальним параметром при виборі схеми побудови захисного пристрою є робочий діапазон частот, який у нашому випадку перекриває весь робочий діапазон прямокутного хвилеводу перерізом $7,2 \times 3,4$ мм і складає 25,86...37,5 ГГц. В теперішній час відбувається інтенсивне освоєння цього та суміжних діапазонів. У такій широкій смузі частот в ЗП вже не можуть використовуватися інтегральні ґратки й інші пристрої, що використовують трансформатори імпедансів на основі відрізків лінії передачі [5], оскільки ці елементи забезпечують прийнятні характеристики в порівняно вузькій смузі частот (порядку 5...10 %). Очевидно, що необхідна ширина робочої смуги ЗП може бути забезпечена за його реалізації на основі регулярної лінії передачі без використання узгоджувальних резонансних елементів.

Можливі варіанти схем побудови ЗП на основі регулярної лінії передачі показані на Рис.1 а, б, в.

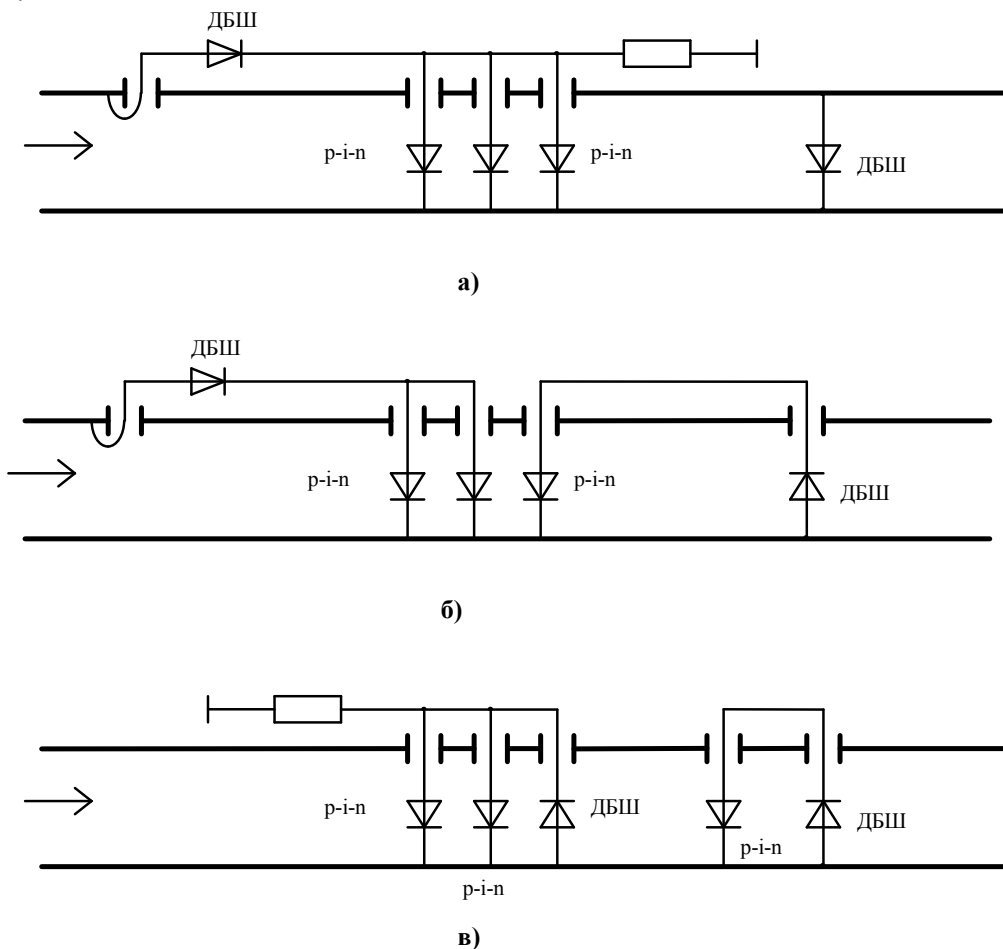


Рис. 1. Варіанти побудови ЗП на основі регулярної лінії передачі

Усі приведені схеми використовують принцип самокерованих обмежувачів НВЧ потужності, коли енергія продетектованого НВЧ сигналу використовується для живлення керуючих *p-i-n*-діодів. В цьому випадку ЗП завжди знаходиться у стані робочого режиму навіть якщо апаратура відключена від джерела живлення [6].

Втрати (загасання сигналу) в цих схемах у режимі слабкого сигналу визначаються як втратами в активних елементах, так і відбиттям сигналу від входу ЗП за рахунок неузгодженості лінії передачі в місцях розташування діодів, що має місце навіть за відсутності втрат у діодах. Якщо в узгоджену довгу лінію з хвильовим опором ρ у деякому перерізі включено ємність C , коефіцієнт відбиття від цього перерізу визначається виразом:

$$r = \frac{1}{-1 + i \cdot \frac{2}{\omega \rho C}}, \quad (1)$$

де $\omega = 2\pi f$ – кругова частота; i – уявна одиниця.

З (1) можна обчислити величину коефіцієнта передачі лінії між входом та виходом:

$$\frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{4} \cdot \omega^2 \cdot \rho^2 \cdot C^2}, \quad (2)$$

і, відповідно, втрати в лінії:

$$L = 10 \lg \left(1 + \frac{1}{4} \cdot \omega^2 \cdot \rho^2 \cdot C^2 \right). \quad (3)$$

З розрахунків випливає, що для забезпечення втрат порядку 1 дБ необхідно виконання умови $\rho C \leq 5 \text{ Ом} \cdot \text{пФ}$.

Ємності *p-i-n*-діодів, що використовуються у міліметровому діапазоні, мають зазвичай величину 0.05...0.1 пФ [7] і не можуть бути зменшені як за технологічних причин, так і з огляду на тепловий режим, що визначає граничну величину НВЧ потужності, яка комується. Звідси випливає, що для створення ЗП з малим загасанням у режимі слабкого сигналу необхідно використовувати лінію з хвильовим опором не вищим від 50 - 100 Ом.

Очевидно, що звичайний прямокутний хвилевід мало підходить для цієї мети, оскільки його хвильовий опір має більш високе значення. Крім того, поле електромагнітної хвилі в ньому розподілене практично по всьому перерізу, в той час як активні елементи (АЕ), що розміщені в прямокутному хвилеводі, можна розглядати, як точкові елементи із зосередженими параметрами. Рівень взаємодії АЕ з електромагнітною хвилею в цьому випадку достатньо низький. Можливе використання хвилеводно-щілинних ліній (ХЩЛ), однак, при цьому виникають труднощі з тепловідводом від АЕ, тому що в самій ХЩЛ тепловідвід від АЕ практично відсутній, а введення спеціальних теплопровідних штифтів чи пластин призводить до виникнення додаткових втрат у лінії, оскільки ці елементи (штифти, пластини) є електродинамічними неоднорідностями, і спричиняють додаткове відбиття сигналу.

У зв'язку з викладеним, найбільш прийнятними для реалізації ЗП, з точки зору забезпечення достатнього тепловідводу, можна вважати наступні типи ліній:

1. Н-хвилевід, де можна монтувати АЕ на гребені хвилеводу, що забезпечить потрібний тепловідвід, або вводити спеціальні теплопровідні штифти до складу гребеня хвилеводу, не створюючи при цьому електродинамічних неоднорідностей у тракці.

2. Мікросмужкова лінія (МСЛ). Якщо в діелектричній пластинці виконати отвори в місцях розміщення АЕ, діоди можна монтувати прямо на металеву пластину, яка буде виконувати функції тепловідводу.

Однак, МСЛ мають порівняно високі втрати, а виконання отворів в діелектричній пластинці є порівняно складною технологічною операцією. Таким чином, всю сукупність вимог до прямої системи забезпечує Н-хвилевід. Для оцінки основних параметрів ЗП і розрахунку характеристик його елементів необхідно в першу чергу визначити характеристики регулярної хвилеводнової структури та її геометричні розміри.

На Рис. 2. приведена конструкція Н-подібного хвилеводу. Хвилевід утворений двома симетрично розташованими гребенями шириною $2t$, відстань між ними $2l$. Ці гребні розташовані у прямокутному хвилеводі, ширина якого 7.2 мм, висота 3.4 мм.

В роботі були проведені розрахунки залежності хвильового опору, приведеного до центра гребеня, від параметра $2t$ для різних частот діапазону та для значення $2l = 0.4$ мм.

З результатів розрахунків видно, що за ширини гребеня $2t = 2.8$ мм і відстані $2l = 0.4$ мм хвильовий опір дорівнює 45.3 Ом на середній частоті діапазону і мало змінюється в робочому діапазоні частот (від 44.9 Ом до 46.5 Ом), тобто зміна хвильового опору в діапазоні

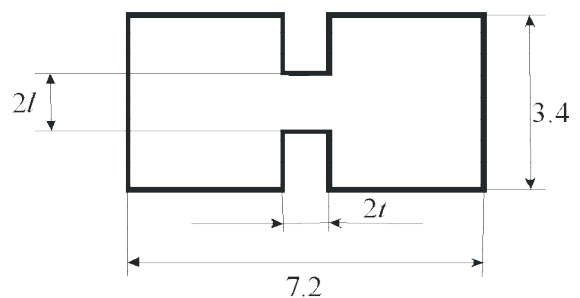


Рис. 2. Конструкція Н-хвилеводу

складає $\pm 1.75\%$ від середнього значення. Збільшення відстані $2l$ до величини $2l = 0.6$ мм дає величину хвильового опору $66.3 \text{ Ом} \pm 2.6\%$, що може призвести до збільшення втрат в режимі малого сигналу. Керуючими елементами ЗП є $p-i-n$ -діоди. Керуючий вузол ЗП являє собою 4 $p-i-n$ -діоди, встановлені у регулярній лінії з хвильовим опором ρ на однаковій відстані l один від одного. Еквівалентна схема керуючого вузла приведена на Рис. 3.

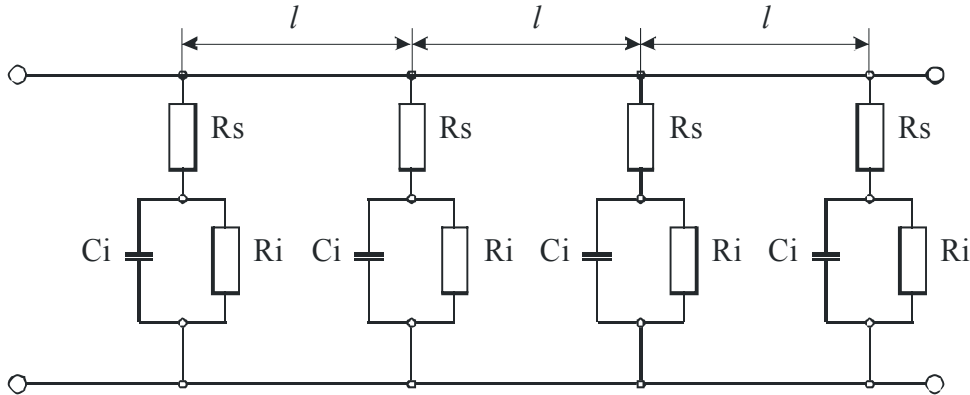


Рис. 3. Еквівалентна схема керуючого вузла

R_i – опір i -шару; C_i – ємність $p-i-n$ структури; R_s – опір низькоомного напівпровідника та металу

Для зниження коефіцієнта стоячої хвилі напруги (КСХН) і збільшення широкосмуговості, відстані l і значення провідності діодів треба вибрати такими, щоб кожен каскад вносив в режимі малого сигналу відносно малі втрати і відбиття, причому відбиття, внесені кожним каскадом, повинні у середньому компенсуватись. Аналіз і синтез багатокаскадних пристроїв ґрунтується на застосуванні еквівалентної схеми у вигляді каскадного з'єднання зосереджених неоднорідностей (Рис. 4), роль яких виконують рознесені на фазові відстані

$$\Theta = \frac{2 \cdot \pi \cdot l}{\lambda} \quad (4)$$

керовані діоди $VD_1 \dots VD_n$ (тут λ – довжина хвилі), що представлені на схемі провідностями $y_1 \dots y_n$.

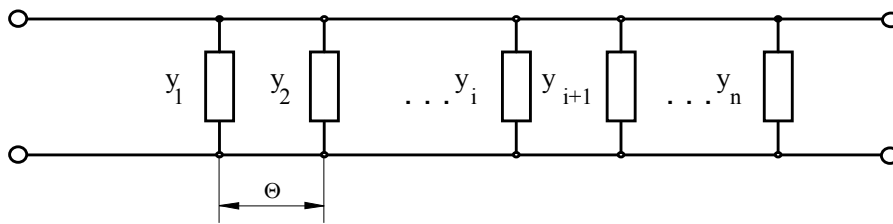


Рис. 4. Еквівалентна схема керуючого вузла ЗП у вигляді каскадного з'єднання зосереджених неоднорідностей

У випадку рівних відстаней між однаковими діодами теорія матриць дозволяє одержати співвідношення для коефіцієнта передачі n -каскадного керуючого блоку [8]:

$$L = \left| T_n (\cos \Theta + i \cdot \gamma \cdot \sin \Theta) + (\gamma \cdot \cos \Theta + i \cdot \sin \Theta) \cdot V_{n-1} (\cos \Theta + i \cdot \gamma \cdot \sin \Theta) \right|^2, \quad (5)$$

де $T_n(x)$, $V_{n-1}(x)$ – поліноми Чебишева 1-го і 2-го роду за значення $x = \cos \Theta + i \cdot \gamma \cdot \sin \Theta$. Величина $\gamma = Z_0 / 2Z$, де Z_0 – хвильовий опір лінії, а Z – повний опір діода.

Потрібно зауважити, що початкові втрати (втрати в режимі малого сигналу) L_0 , n -каскадного керуючого вузла завжди відповідають знеструмленому режиму $p-i-n$ -діодів, коли активна провідність діода g порівняно невелика, і починає давати порівняно великий внесок реактивна провідність b ємнісного характеру. Компенсацію ємності діода досягають підбором відстані

$$\Theta = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}\left(\frac{1}{b}\right), \quad (6)$$

В роботі були проведені розрахунки початкових втрат L_0 (в режимі малого сигналу) керуючого вузла ЗП, що використовує p - i - n -діоди з $R_s=0$, $C_i=0.05$ пФ, $R_i=20$ кОм для лінії з хвильовим опором $\rho=70$ Ом.

При розрахунках відстань l між діодами враховувалась у вигляді електричної довжини відрізка лінії між діодами на середній частоті діапазону (32 ГГц):

$$\Theta = \frac{2 \cdot \pi \cdot l}{\lambda_{32}},$$

де λ_{32} – довжина хвилі у напрямній системі на частоті 32 ГГц.

На Рис. 5. приведено залежність початкових втрат для керуючого вузла ЗП від частоти в припущенні, що для p - i - n -діодів виконується умова $R_s=0$. Як видно з графіків, параметр Θ визначає не тільки величину початкових втрат, але і їхню зміну в діапазоні частот.

З приведених результатів випливає, що для забезпечення рівномірних характеристик та невеликих значень початкового загасання у робочому діапазоні частот, відстані між діодами керуючого блоку повинні бути обрані згідно з виразом: $l \approx \frac{\lambda_{32}}{8}$.

В нашому випадку ця величина знаходиться в межах $\sim 0,8...1$ мм.

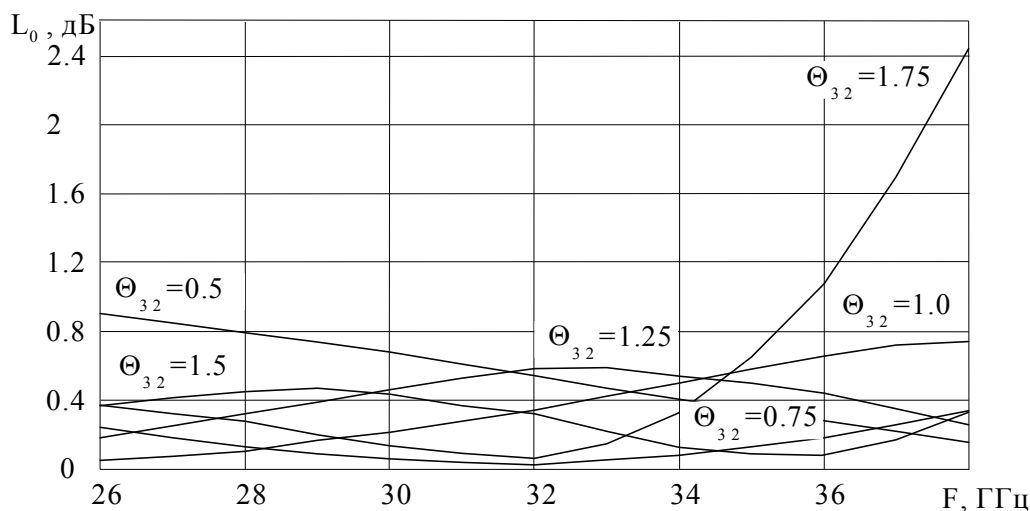


Рис. 5. Залежність початкових втрат від частоти для керуючого вузла ЗП

Для режиму високих рівнів НВЧ-потужності, коли p - i - n -діоди відкриті, вони можуть бути подані як опір R . У цьому випадку керуючий вузол забезпечує наступні значення внесеного загасання $L_{вн}$ в режимі потужного сигналу (Табл. 1).

В Табл. 1 показана залежність внесеного загасання керуючого вузла в режимі потужного сигналу від опору p - i - n -діодів в цьому режимі. Як видно з таблиці, керуючий вузол з 4-х p - i - n -діодів в діапазоні наведених величин R забезпечує досить високе значення внесеного загасання.

Табл. 1

R , Ом	2	4	6	8
$L_{вн}$, дБ	73	55	46	40

Таким чином, для конструктивної побудови ЗП доцільно використати регулярну лінію на Н-хвильоводі. Рівномірність втрат в режимі малого сигналу в цьому випадку та їх величина забезпечуються за рахунок вибору відстані між p - i - n -діодами і параметрами діодів в режимі малого сигналу [9]. Величина внесеного загасання в режимі потужного сигналу визначається, в основному, опором p - i - n -діодів в цьому режимі за фіксованих інших параметрів.

На Рис. 6 приведена схема конструкції ЗП на Н-хвильоводі, яка використовує за керуючий вузол 4 p - i - n -діоди.

Висновки

Таким чином, в роботі проведено моделювання широкосмугового захисного пристрою, який функціонує в широкому діапазоні частот (порядку 40%). Показано, що для побудови такого пристрою доцільно використовувати регулярну лінію на Н-хвилеводі. Рівномірність втрат в режимі малого сигналу та їх величина забезпечуються за рахунок вибору відстані між р-і-п-діодами та параметрами діодів в режимі малого сигналу.

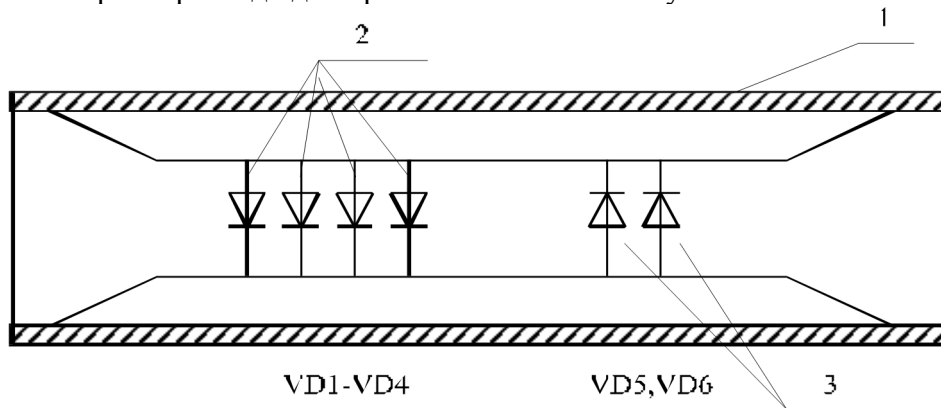


Рис. 6. Захисний пристрій на Н-хвилеводі

- 1 – Н- хвилевід;
- 2 – керуючий вузол на р-і-п-діодах;
- 3 – вузол детекторних діодів (ДБШ).

Література

1. Кременецька Я. А. Сучасні тенденції розвитку джерел міліметрового і субміліметрового діапазонів для перспективних систем зв'язку / Я. А. Кременецька // Вісник Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій. – 2013. – №2. – С.94-97.
2. David Lopez, J.-F. Villimazet, D. Geffroy, J.-L. Cazaux, G. Mouchon, J. Maynard, V. Perrel, M. Amarouali. Ka Band Power Limiter For Satellite Channel Amplifier//2009 SBMO/IEEE MTT-S International Microwave & Optoelectronic Conference (IMOC 2009), THALES ALENIA SPACE, Toulouse, France P. 200-203.
3. Кручинин И. В. Твердотельные устройства для ограничения СВЧ мощности / И. В. Кручинин, О. С. Орлов, Н. В. Шипунова // Труды 13-й Международной крымской микроволновой конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо 2003. – 8-12 сентября, Севастополь: СГТУ (Украина) . – 2003. – С.193-194.
4. Турупалов В. В. Надежность промышленных телекоммуникационных сетей / В. В. Турупалов // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2012. – №2(22). – С.47-51.
5. Лебедев И. В. Твердотельные СВЧ ограничители – проблемы и решения" (обзор) / И. В. Лебедев, А. С. Шнитников, Е. И. Купцов // Известия ВУЗов, Радиоэлектроника. – 1985. – Т.28, №10. – С. 34-44.
6. Вайсблат А. В. Коммутационные устройства СВЧ на полупроводниковых диодах / А.В. Вайсблат. – М.: Радио и связь, 1987. –120 с.
7. Гусятинер М. С. Полупроводниковые сверхвысокочастотные диоды / М. С. Гусятинер, А. И. Горбачев. – М.: Радио и связь, 1983. – 224 с.
8. Дзехцер Г. Б. Р-І-N-диоды в широкополосных устройствах СВЧ / Г. Б. Дзехцер, О. С. Орлов. – М.: Сов. радио, 1970. – 199 с.
9. Катов В. Б. Оптимизация конструкции ограничителя мощности мм диапазона / В. Б. Катов, А. А. Манько // Труды 16-й Международной крымской микроволновой конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» КрыМиКо 2006. – Севастополь: СГТУ (Украина). – 2006. – С.127-128.