

УДК 621.372.8

ПОЛЯРИЗАТОР НА СЕКТОРНОМУ ХВИЛЕВОДІ, ЧАСТКОВО ЗАПОВНЕНОМУ ДІЕЛЕКТРИКОМ

DOI 10.36994 / 2788-5518-2023-01-05-03

Почерняєв В.М., д.т.н., проф. Національна академія СБ України, Київ, Україна.
vpochernyaev@gmail.com

Магомедова М.С., Київський фаховий коледж зв'язку, Київ, Україна. kkz.praktika@ukr.net

Анотація: У статті досліджено поляризатор на секторному хвилеводі, частково заповненому діелектриком. Розроблено конструкцію поляризатора на секторному хвилеводі з меншими габаритами діелектричної пластини та кращим коефіцієнтом стоячої хвилі зчленування прямокутний хвилевод – поляризатор – прямокутний хвилевод порівняно з поляризатором на круглому хвилеводі. Показано схеми зчленування хвилеводних відрізків антено-фідерного тракту на прямокутних хвилеводах з поляризатором на секторному хвилеводі та з поляризатором на круглому хвилеводі. Наведено формулу постійної поширення секторного хвилеводу, частково заповненого діелектриком та ефективної діелектричної проникності секторного хвилеводу. Наведено залежність відносних діелектричних проникностей хвилеводу з секторною діелектричною пластиною, паралельною та перпендикулярною площині поляризації падаючої хвилі від усередненої товщини секторної діелектричної пластини. У роботі проаналізовано секторний хвилевод, частково заповнений діелектриком, який має $\theta = \pi/3$ і $\Phi = \pi/6$. У цьому випадку використовується власна скалярна функція секторного хвилеводу для хвилі H_{31} . Представлені відповідні залежності зміни диференціального фазового зсуву в діапазоні хвиль, що розглядається, від усередненої товщини секторної пластини. При малих товщинах фазуючих пластин зменшення широкосмугового поляризатора обумовлено збільшенням фазового зсуву в довгохвильовій частині діапазону, а при великих - в короткохвильовій. Підбором діелектричної проникності матеріалу можна збільшити широкосмуговий поляризатор за рахунок деякого збільшення довжини пластини. Наведено залежність коефіцієнта стоячої хвилі зчленування прямокутний хвилевод – поляризатор – прямокутний хвилевод від величини λ/λ_0 . Коефіцієнт стоячої хвилі для зчленування прямокутний хвилевод – поляризатор на секторному хвилеводі – прямокутний хвилевод на 3...5 % менше, ніж зчленування прямокутний хвилевод – поляризатор на круглому хвилеводі – прямокутний хвилевод. Поляризатор на секторному хвилеводі з діелектричною пластиною має перевагу перед поляризатором на круглому хвилеводі з діелектричною пластиною при побудові антено-фідерних трактів на прямокутних хвилеводах. Ця перевага полягає у досягненні меншого значення коефіцієнта стоячої хвилі на хвилеводному відрізку тракту з поляризатором та меншою довжиною діелектричної пластини – $1,25\lambda_0$.

Ключові слова: поляризатор, секторний хвилевод, секторна діелектрична пластинка, ефективна діелектрична проникність, постійна поширення.

POLARIZER ON A SECTOR WAVEGUIDE PARTIALLY FILLED BY DIELECTRIC

Vitaly Pochernyaev, Dr.habil. Prof. National Academy of Security of Ukraine, Kyiv, Ukraine.
vpochernyaev@gmail.com

Mariia Mahomedova, Kyiv Professional College of Communications, Kyiv, Ukraine. kkz.praktika@ukr.net

Abstract: In the article a polarizer based on a sector waveguide partially filled by dielectric is studied. The design of a polarizer based on a sector waveguide with smaller dimensions of the dielectric plate and a better coefficient of the standing wave rectangular waveguide - polarizer on sector waveguide - rectangular waveguide junction compared with rectangular waveguide-polarizer based on a circular waveguide -rectangular waveguide junction has been developed. The diagrams of the articulation of the waveguide segments of the antenna-feeder path on rectangular waveguides with a polarizer on a sector waveguide and with a polarizer on a circular waveguide are shown. Formulas for the propagation constant of a sector waveguide partially filled with a dielectric and the effective permittivity of a sector waveguide are given. The dependences of the relative permittivities of a waveguide with a sector dielectric plate parallel and perpendicular to the plane of polarization of the incident wave on the average thickness of the sector dielectric plate are presented. The paper analyzes a sector waveguide partially filled with a dielectric, which has $\theta = \pi/3$ and $\Phi = \pi/6$. In this case, the scalar eigenfunction of the sector waveguide for the quasi- H_{31} wave is used. The corresponding dependences of the change in the differential phase

shift in the considered wave range on the average thickness of the sector plate are presented. At small thicknesses of the phasing plates the decrease in the polarizer broadband is due to an increase in the phase shift in the long-wavelength part of the range and at large thicknesses in the short-wavelength one. By choosing the permittivity of the material, it is possible to increase the broadband of the polarizer at the expense of some increase in the length of the plate. The dependence of the standing wave coefficient of the junction rectangular waveguide - polarizer - rectangular waveguide on the value λ/λ_0 . The standing wave coefficient for the junction of rectangular waveguide - polarizer on a sector waveguide - rectangular waveguide is 3...5 % less than for a junction of rectangular waveguide - polarizer on a circular waveguide - rectangular waveguide. A polarizer based on a sector waveguide with a dielectric plate has an advantage over a polarizer based on a circular waveguide with a dielectric plate when building antenna-feeder paths on rectangular waveguides. This advantage consists in achieving a lower value of the standing wave coefficient on the waveguide section of the path with a polarizer and a shorter length of the dielectric plate – $1,25\lambda_0$.

Keywords: polarizer, sector waveguide, sector dielectric plate, effective permittivity, propagation constant.

Вступ

Одним із широко поширених поляризаторів є поляризатор на круглому хвильоводі. Такий поляризатор представляє собою круглий хвильовод з розташованою в ньому діелектричною пластиною. [1]. При проектуванні та аналізі роботи поляризатора на круглому хвильоводі, насамперед, необхідно знати відносні діелектричні проникності хвильоводу з діелектричною пластиною, паралельною та перпендикулярною площині поляризації падаючої хвилі. Однак багато антено-фідерних трактів телекомунікаційних станцій НВЧ діапазону реалізовані на прямокутних хвильоводах. Зчленування поляризатора на круглому хвильоводі з прямокутними хвильоводами на вході та виході має не завжди відповідний коефіцієнт стоячої хвилі при довжині діелектричної пластини $1,5\lambda_0$.

Метою роботи є розробка конструкції поляризатора з меншими габаритами діелектричної пластини та кращим коефіцієнтом стоячої хвилі зчленування прямокутний хвильовод – поляризатор – прямокутний хвильовод.

Виконання досліджень

Альтернативним варіантом побудови поляризатора на круглому хвильоводі з діелектричною пластиною є конструкція поляризатора на секторному хвильоводі. Власні функції та критичні хвильові числа полого секторного хвильоводу визначені К.М.Цибізовим у першій монографії [2], потім результати досліджень секторного хвильоводу наводяться у монографіях [3,4]. На рис.1. показані схеми зчленування хвильоводних відрізків антено-фідерного тракту на прямокутних хвильоводах з поляризатором на секторному хвильоводі (рис.1а) та з поляризатором на круглому хвильоводі (рис.1б). Для розрахунку характеристик поляризатора на секторному хвильоводі необхідне знання ефективної діелектричної проникності секторного хвильоводу та відповідні відносні діелектричні проникності хвильоводу з секторною діелектричною пластиною, паралельною та перпендикулярною площині поляризації падаючої хвилі.

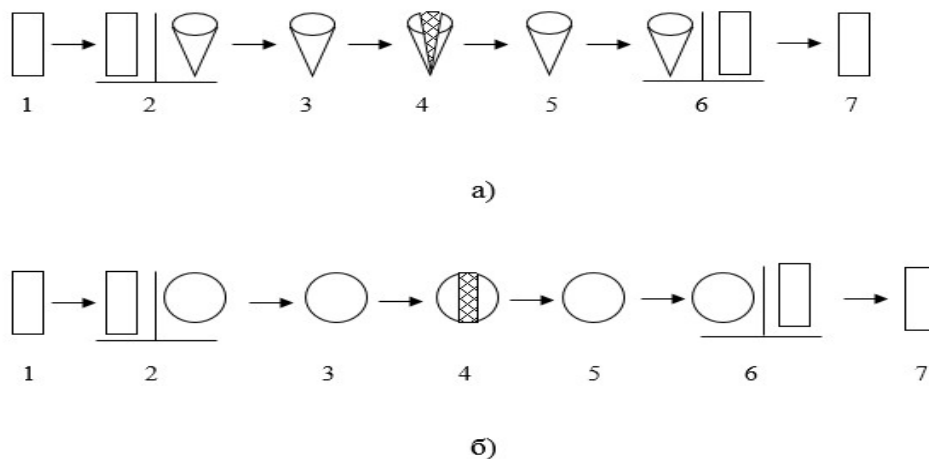


Рис.1. Схеми, що пояснюють включення поляризатора до антено-фідерного тракту: а) поляризатора на секторному хвильоводі; б) поляризатора на круглому хвильоводі

На рис.1а показано: 1,7 - прямокутний хвилевод; 2 – перехід із прямокутного хвилеводу на секторний хвилевод; 3,5 – секторний хвилевод; 4 - секторний хвилевод, частково заповнений діелектриком; 6 - перехід із секторного хвилеводу на прямокутний хвилевод.

На рис.1б показано: 1,7 - прямокутний хвилевод; 2 – перехід із прямокутного хвилеводу на круглий хвилевод; 3,5 – круглий хвилевод; 4 - круглий хвилевод з діелектричною пластиною; 6 - перехід із круглого хвилеводу на прямокутний хвилевод.

Постійне розповсюдження частково заповненого діелектриком секторного хвилеводу знайдемо у вигляді:

$$\gamma_0 = k_0 \sqrt{\varepsilon_{\text{еф}} - (\lambda/\lambda_{\text{кр}})^2}, \quad (1)$$

де k_0 – хвильове число; $\varepsilon_{\text{еф}}$ – ефективна діелектрична проникність; $\lambda, \lambda_{\text{кр}}$ – довжина хвилі та критична довжина хвилі відповідно.

Ефективна діелектрична проникність у (1) секторному хвилеводі знайдена в роботі [5]:

$$\varepsilon_{\text{еф}}^c = 1 + (\varepsilon_r - 1)(R_\delta \Phi / R^2 \theta) [1 - \sin(2\varphi_1 + \varphi) F_c],$$

де ε_r – відносна діелектрична проникність секторної пластини; R, R_δ – радіус хвилеводу та радіус пластини відповідно; θ, Φ – кут сектора поперечного перерізу хвилеводу та кут сектора поперечного перерізу пластини відповідно; φ_1 – кут, що фіксує положення діелектричної пластини; F_c – комбінація функції Бесселя першого роду, визначається залежно від застосованих власних скалярних функцій секторного хвилеводу.

Нехай секторний хвилевод, частково заповнений діелектриком, має $\theta = \pi/3$ та $\Phi = \pi/6$. У цьому випадку будемо використовувати власну скалярну функцію секторного хвилеводу для хвилі H_{31} . Така власна скалярна функція має вигляд:

$$\psi_{h31} = C_{h31} \mathfrak{I}_3(\alpha_{31} r) \cos 3(\varphi - \frac{\pi}{3}), \quad (2)$$

$$C_{h31} = \sqrt{\frac{2(2 - \delta_{03})}{\pi/3}} \frac{\mu_{31}}{R \sqrt{\mu_{31}^2 - \mathfrak{I}_3(\mu_{31})}} = \sqrt{\frac{12}{\pi}} \frac{\mu_{31}}{R \sqrt{\mu_{31}^2 - 9\mathfrak{I}_3(\mu_{31})}},$$

де α_{31} – поперечне хвильове число хвилі H_{31} ; μ_{31} – перший корінь похідної функції Бесселя першого роду третього порядку.

Відносні діелектричні проникності секторного хвилеводу з секторною діелектричною пластиною, паралельною та перпендикулярною площині поляризації падаючої хвилі мають такий вигляд:

$$\varepsilon_{\parallel} = (\frac{\mu_{31}}{k_0 R})^2 + (\frac{\gamma_{\parallel}}{k_0})^2, \quad (3)$$

$$\varepsilon_{\perp} = (\frac{\mu_{31}}{k_0 R})^2 + (\frac{\gamma_{\perp}}{k_0})^2. \quad (4)$$

Умовні постійні поширення, що враховують відносні діелектричні проникності (3) та (4) та власна скалярна функція хвилі H_{31} (2) мають вигляд:

$$\gamma_{\parallel} = \gamma_0 - \frac{k_0(\varepsilon_r - 1)\psi_{h31}}{2\pi\gamma_0},$$

$$\gamma_{\perp} = \gamma_0 - \frac{k_0(\varepsilon_r - 1)\psi_{h31}}{2\pi\gamma_0}.$$

На рис.2 наведено залежності відносних діелектричних проникностей хвилеводу від усередненої товщини s секторної діелектричної пластини: крива 1 – відносна діелектрична

проникність $\varepsilon_{\parallel}$ для $\varepsilon_r = 2,5$; крива 2 - відносна діелектрична проникність $\varepsilon_{\perp}$ для $\varepsilon_r = 2,5$; крива 3 - відносна діелектрична проникність $\varepsilon_{\parallel}$ для $\varepsilon_r = 2$; крива 4 - відносна діелектрична проникність $\varepsilon_{\perp}$ для $\varepsilon_r = 2$. З графіків видно, що з певної товщини пластини забезпечується максимальний фазовий набіг ортогональних векторів електричного поля. Для діелектрика з $\varepsilon_r = 2,5$ товщина пластини складає $0,19\lambda_0$, а для діелектрика з $\varepsilon_r = 2$ товщина пластини складає $0,21\lambda_0$.

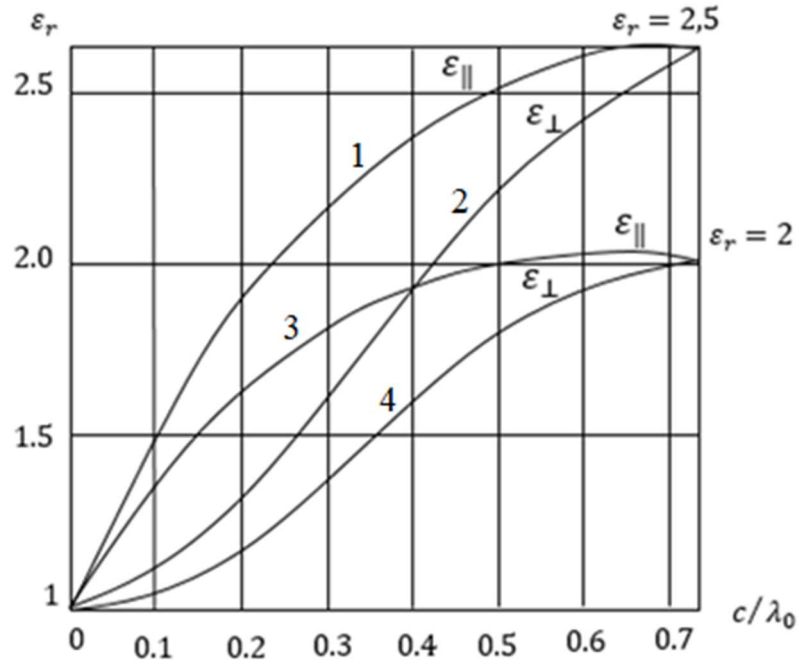


Рис. 2. Залежність відносних діелектричних проникностей хвильоводу від усередненої товщини секторної діелектричної пластини $\varepsilon_r = 2,5$ та $\varepsilon_r = 2$ за рівнем $R_d/2$

Розглянемо діапазонні можливості поляризатора. Основним параметром, що характеризує його роботу, є диференціальний фазовий зсув ортогональних векторів електричного поля. Він визначається виразом:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi l}{\lambda} \left(\sqrt{\varepsilon_{\parallel} - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2} - \sqrt{\varepsilon_{\perp} - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2} \right), \quad (5)$$

де l - довжина пластини.

Неважко помітити, що диференціальний фазовий зсув має екстремальну точку, яка обумовлюється максимальною швидкістю зміни набігу фаз і визначається за допомогою рівняння:

$$\frac{\partial}{\partial \lambda} \Delta\varphi = 0.$$

Таким чином, у кожному конкретному випадку існує певне співвідношення між $\varepsilon_{\parallel}$ та $\varepsilon_{\perp}$ або певна товщина пластини, що забезпечує при заданій λ_0 мінімальне значення зміни β у діапазоні хвиль. Зміна довжини хвилі в обидва боки від λ_0 призводить до збільшення фазового зсуву. Знайшовши екстремум виразу (5), отримаємо значення для λ_0 , при якій забезпечується максимальна широкосмуговість поляризатора:

$$\lambda_{0\text{max}} = \lambda_{\text{кр}} \sqrt{\frac{\varepsilon_{\parallel} \varepsilon_{\perp}}{\varepsilon_{\parallel} + \varepsilon_{\perp}}}. \quad (6)$$

Побудувавши за допомогою формул (3) та (4) залежність кореня виразу (6) від ступеня заповнення хвиеводу s при заданих середній довжині хвилі робочого діапазону λ_0 і діаметр хвиеводу, можна визначити товщину фазуючої діелектричної пластини, що забезпечує максимальну широкосмуговість. Можна також показати, що фазовий зсув на довжину хвилі для такої товщини діелектричної пластини на середній довжині хвилі визначається виразом:

$$\Delta\varphi|_{\lambda_{0max}} = \frac{2\pi\lambda_0(\varepsilon_{\parallel} - \varepsilon_{\perp})}{\lambda_{кр}\sqrt{\varepsilon_{\parallel}\varepsilon_{\perp}}}.$$

Наведемо кількісну оцінку описаних положень. На рис. 3 і 4 наведені частотні залежності диференціального фазового зсуву на довжину хвилі, розраховані для $\varepsilon_r = 2,5$ та $\varepsilon_r = 2$ за формулою (5) за допомогою графіку (рис.2).

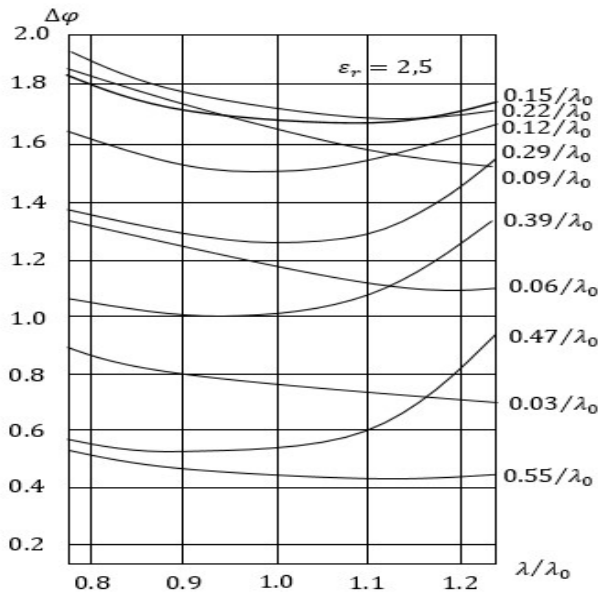


Рис.3. Частотні залежності диференціального фазового зсуву, віднесений до довжини хвилі

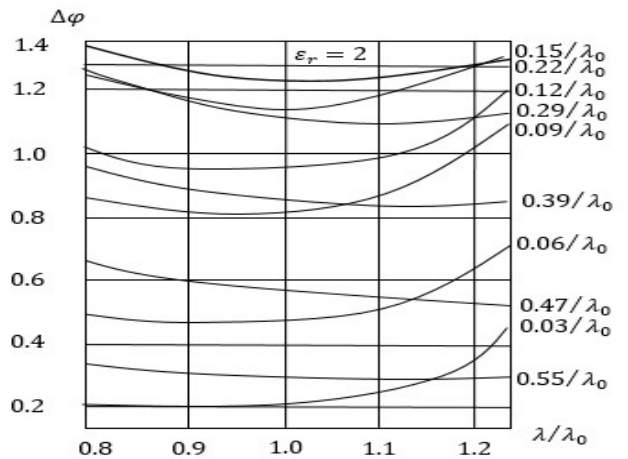


Рис.4. Частотні залежності диференціального фазового зсуву, віднесений до довжини хвилі $\varepsilon_r = 2$

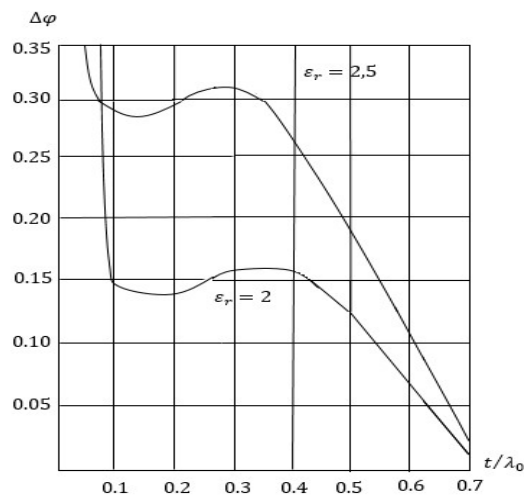


Рис.5. Відповідні рис.3 та 4 частотні залежності зміни диференціального фазового зсуву в діапазоні хвиль від усередненої товщини секторної пластини.

На рис. 5 представлені відповідні рис.3 та 4 залежності зміни диференціального фазового зсуву в аналізованому діапазоні хвиль від товщини пластини. Підбором діелектричної проникності матеріалу можна збільшити широкосмуговість поляризатора за рахунок деякого збільшення товщини пластини. Ще більшу широкосмуговість можна отримати при дотриманні нерівності ($c > \frac{\lambda_0}{2}$), однак при цьому збільшуються подовжні габарити поляризатора та ускладнюється узгодження поляризатора з антено-фідерним трактом.

При товщині пластини з відносною діелектричною проникністю $\varepsilon_r = 2$ зміна диференціального фазового зсуву на довжину хвилі в діапазоні хвиль 45% не перевищує 6° . Визначено, що при довжині фазуючої діелектричної пластини $\varepsilon_r = 2$ рівню $1,3\lambda_0$ забезпечується фазовий зсув у 90° . Зміна диференціального фазового зсуву діелектричної пластини $\varepsilon_r = 2,5$ при смузі частот 30% склало 3° .

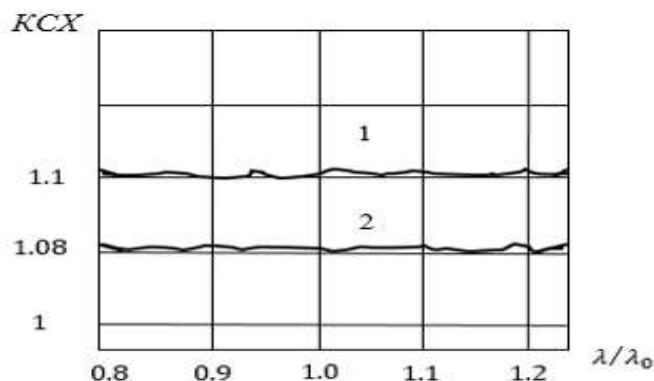


Рис.6. Залежність коефіцієнта стоячої хвилі зчленування прямокутний хвильовод – поляризатор – прямокутний хвильовод від величини λ/λ_0 : 1 – для поляризатора на круглому хвильоводі; 2 – для поляризатора на секторному хвильоводі

З рис.6 видно, що коефіцієнт стоячої хвилі для зчленування прямокутний хвильовод – поляризатор на секторному хвильоводі – прямокутний хвильовод менше, ніж для зчленування прямокутний хвильовод – поляризатор на круглому хвильоводі – прямокутний хвильовод на 3...5% у робочому діапазоні частот. Коефіцієнт стоячої хвилі визначається через модуль коефіцієнта відображення, який знаходиться через коефіцієнт трансформації, що є інтегралом від добутку відповідних поперечних електричних власних векторних функцій досліджуваного хвильоводу. Приклади таких розрахунків містяться в роботі [6].

Висновки

Поляризатор на секторному хвильоводі з діелектричною пластиною має перевагу перед поляризатором на круглому хвильоводі з діелектричною пластиною при побудові антено-фідерних трактів на прямокутних хвильоводах. Ця перевага полягає в досягненні меншого на 3...5% значення коефіцієнта стоячої хвилі на хвильоводному відрізку антено-фідерного тракту з поляризатором та меншою довжиною діелектричної пластини – $1,25\lambda_0$.

Література

- Орлеанская Э.В. Широкополосное устройство для поворота плоскости поляризации. *Радиотехника*, 1969. №8. С.23-29.
- Коган Н.Л., Машковцев Б.М., Цибизов К.Н. Сложные волноводные системы. Л.: Судпромгиз, 1963. -356 с.
- Машковцев Б.М., Цибизов К.Н., Емелин Б.Ф. Теория волноводов. М.: Наука, 1966. 351с.
- Почерняев В.Н., Цибизов К.Н. Теория сложных волноводов. Киев: Науковий світ, 2003. 224с.
- Почерняев В.Н., Скрыпник Л.В. Фазовые постоянные частично заполненных цилиндрических волноводов. *Радиоэлектроника*, 1996. №11. С.67– 70.
- Почерняев В.Н. Устройства на частично заполненных диэлектриком волноводах. Киев: УКНИПСК, 2000. 224с.

References

- Orleanskaya E.V. Shirokopolosnoe ustrojstvo dlya povorota ploskosti polarizacii. *Radiotekhnika*, 1969. №8. pp.23-29.

2. Kogan N.L., Mashkovtsev B.M., Tsibizov K.N. Slozhnie volnovodnie sistemi. L.: Sudpromgiz, 1963. 356 s.
3. Mashkovtsev B.M., Tsybyzov K.N., Emelyn B.F. Teoriya volnovodov. M.: Nauka, 1966. pp. 351.
4. Pochernyaev V.N., Tsibizov K.N. Teoriya slozhnikh volnovodov. Kiev: Naukovii svit, 2003. 224s.
5. Pochernyaev V.N., Skripnik L.V. Fazovie postoyannie chastichno zapolnennikh tsilindricheskikh volnovodov. *Radioelektronika*, 1996. №11. S. 67–70.
6. Pochernyaev V.N. Ustroystva na chastichno zapolnennykh dielektrikom volnovodah. Kiev: UKNIPS, 2000. 224c.