

ผลงานวิจัยที่เสนอเพื่อประกอบ
การพิจารณาแต่งตั้งเป็นรองศาสตราจารย์



ของ

ผู้ช่วยศาสตราจารย์สมผล โกศลวิตร

RCH
TK
7871.6

เลขหมู่.....ศ 261 ๗

เลขทะเบียน.....53939

วัน,เดือน,ปี..... 30 พ.ย. 2547

114 10358
b.....
i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารหมายเลข 1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง A Bidirectional Antenna using a Probe Excited Rectangular Ring

ผู้ร่วมงาน จำนวน 3 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายสมพล โกศลวิตร	50.00
2. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	25.00
3. นายโมไนย ไกรฤกษ์	25.00



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ScienceAsia - The Journal of
Science Society of Thailand (JSST)
was founded in 1975.
Published quarterly,
March/June/September/December



ScienceAsia
Journal of the Science Society of Thailand
วารสารของสมาคมวิทยาศาสตร์แห่งประเทศไทย

ISSN 1513-1874

Vol 27 No 4

December 2001

CONTENTS

Research Articles

- No Significant Sexual Dimorphism of the Corpus Callosum in Thai Subjects: A Study Using Stained Plastinated Brain Slices 203-209
Pisit Poltana, Noppawon Poulpanich, Boonsirm Withyachumnarnkul, Lalita Suriyaprapadilok and Phensiri Inthisean
- Chromatin Condensation During Spermiogenesis in Rats 211-220
Chaitip Wanichanon, Wattana Weerachayanukul, Worawit Suphamungmee, Ardool Meepool, Somjai Apisawetakan, Vichai Linthong, Prapee Sretarugsa, Jittipon Chavadej and Prasert Sobhon
- Freezing Time Prediction for Cuttlefish 221-226
Saiwarun Chaiwanichsiri, Kalaya Laohasongkram and Ommee Koon-Aree
- Alterations in Chloroplast Ultrastructure of Suspension Cultured *Nicotiana tabacum* Cells by Cadmium 227-231
Uriwan Vijaranakul, Radeshyum K Jayaswal and Mathew J Nadakavukaren
- In vitro* Studies on the Effect of Light Intensity on Plant Growth of *Phaius tankervilleae* (Banks ex L' Herit.) Bl. and *Vanda coerulea* Griff 233-237
Puangpaka Soontornchainaksaeng, Sarinee Chaicharoen, Matura Sirijuntarut and Maleeya Kruatrachue
- Effect of Calcination Temperature on Phase Transformation and Particle size of Barium Titanate Fine Powders Synthesized by the Catecholate Process 239-243
Wongduan Maison, Supon Ananta, Tawee Tunkasiri, Prasak Thavornyutikarn and Sukon Phanichphant
- Quantitative Structure-Activity Relationship Study on Phthalimide Derivatives as HIV-1 Reverse Transcriptase Inhibitors 245-250
Jiraporn Ungwitayatorn, Chutima Matayatsuk and Pathanakarn Sothipatcharasai
- NN Scattering and Nucleon Quark Core 251-259
Y Yan and R Tegen
- Degradation of Methyl Parathion in an Aqueous Medium by Soil Bacteria 261-270
Charoensri Keprasertsup, E Suchart Upatham, Nouwarath Sukhapanth and Pairote Prempre
- Demand Forecasting and Production Planning for Highly Seasonal Demand Situations: Case Study of a Pressure Container Factory 271-278
Pisal Yenradee, Anulark Pinnoi and Amnaj Charoenthavomying
- Occupancy-Based Control of Indoor Air Ventilation: A Theoretical and Experimental Study 279-284
T Leephakpreeda, R Thitipatanapong, T Griittiyachot, V Yungchareon
- A Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Rectangular Ring 285-291
Sompol Kosulvit, Chuwong Phongchareonpanich and Monai Krairiksh

Editorial Board

D Balasubramanian
Warren Y Brockelman
Timothy W Flegel
Kate Grudpan
Supot Hannongbua
Nateetip Krishnamra
Yongwimon Lenbury
S Marzuki

Surachai Nimgirawath
Watanalai Panbangred
Bhinyo Panilpan
Sakol Panyim
Chongrak Polprasert
Yong Poovorawan
Prasert Sobhon
Peerasak Srinives
Apichart Suksamran
Rudee Surarit
I-Ming Tang
Wiwut Tanthapanichakoon
Yodhathai Thebtaranonth
Suchart Upatham
Prida Wibulswas
Prapon Wilairat
Siriwat Wongsiri
Yongyuth Yuthavong

Editor

MR Jisnuson Svasti
<scjsv@mahidol.ac.th>

Associate Editors

David Ruffolo
James Ketudat-Cairns

Managing Editor

Soontaree Benjavongkulchai
<scjss@mahidol.ac.th>
Supachai Loriohwakarn
<supachai@nstda.or.th>

E-Journal

Praditta Siripan
<praditta@smile.tiac.or.th>

ScienceAsia Editorial Office

c/o Department of Biochemistry,
Faculty of Science, Mahidol University
73/1 Rama VI Road, Rajdhevee,
Bangkok, 10400, Thailand.
Tel. +66-2-246 0063 ext 4305, 6619
Fax +66-2-248 0375
E-mail: <scjsv@mahidol.ac.th>
Website: <http://scienceasia.tiac.or.th>

Publisher Information

Published by the Public Information Dept,
Thailand's National Science and
Technology Development Agency
73/1 Rama VI Road, Rajdhevee,
Bangkok, 10400, Thailand.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น: ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Rectangular Ring

Sompol Kosulvit, Chuwong Phongcharoenpanich* and Monai Krairiksh

Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand.

* Corresponding author, E-mail: kpchuwon@kmitl.ac.th

Received 21 Aug 2000

Accepted 25 Jun 2001

ABSTRACT This paper presents a simple and cost-effective bidirectional antenna using a probe excited rectangular ring. Radiation characteristics, such as radiation pattern and directivity, and impedance of this antenna are investigated. Radiated fields are calculated from the Fourier transform of the aperture field that is derived from the field inside the ring by using Green's function. Impedance of this antenna is realized by using induced EMF method. The impedance of a probe with optimum ring length that provides the single mode is firstly determined. Then, the resultant input impedance of the antenna is the reciprocal of the combination of the probe admittance and the both apertures admittance. From our investigations, for a specific ring dimension, the optimum ring length that yields the maximum directivity is calculated and chosen as a design parameter. Experimental results, verifying the bidirectional radiation pattern and impedance, agree very well with the theoretical predictions. This antenna is suitable to be a bidirectional base-station antenna in a street cell.

KEYWORDS: bidirectional antenna, probe, rectangular ring.

INTRODUCTION

In a cellular mobile system, the service area is divided into small cells. Generally, the area is approximated by a circle where the omnidirectional antennas are employed at the base station.¹ For a microcell mobile communication system, the communication follows the street and is usually called a "street cell". The zone size can be efficiently increased by using bidirectional antenna, which preferentially radiates the antenna beam along the street. Hence, bidirectional antennas are employed instead of the omnidirectional ones. A simple bidirectional antenna may be made up by combining two unidirectional antennas such as Yagi pointed in opposite directions or the omnidirectional antenna such as monopoles excited by appropriate phase.² The antenna constructed by this technique suffers from feeder loss and complicated structure that results in expensiveness. Therefore, research and development on bidirectional antennas have been continuously conducted. The bidirectional narrow patch antenna (BNPA), which has narrow patches on both sides of a narrow dielectric substrate fed by a parallel stripline is easily fabricated by printing patches and feeding network on a substrate. However, BNPA has low radiation efficiency. The radiation efficiency can be improved by adding two opposing parasitic patches to a BNPA to form the so-called

BNPA-P.³ It was found that gain is higher than a collinear antenna of the same length. For a wide street about the width ranging from 30 to 60 meters, a BNPA element is developed to be a bidirectional rod antenna (BIRA) that possesses an optimum beam shape.⁴ Furthermore, a bidirectional antenna using two notch antennas cut in a sheet of conductor above a ground plane was proposed to extend the coverage of a relay station in booster system inside tunnel.⁵ To suppress the cross polarization in the H-plane of this notch antenna, the crank shaped antenna modified from the original notch antenna was proposed.⁶ It was found that the radiation patterns of these antennas are tilted up from the mounting wall and they should be tilted downward in order to cover the service area. This was accomplished by using the crank shaped antenna with the parasitic elements for gain enhancement.⁷ From this aforementioned literature, it is evident that development of a bidirectional antenna that has suitable characteristics for a particular application is desired. Moreover, cost effectiveness must be considered since the number of microcells is very large. The authors have proposed a bidirectional antenna using a linear probe excited rectangular ring.⁸ It was pointed out that a moderate gain bidirectional antenna could be easily realized with good cost effectiveness. However, only some results of radiation characteristics were presented in that work.⁸

This paper presents a cost-effective and simple structure bidirectional antenna using a probe excited rectangular ring. Characteristics of this antenna such as radiation pattern, directivity and impedance are analyzed. The aperture field is derived from the field inside the ring, with the feed probe excited in it, by using Green's function. Then, the radiated field is calculated from the aperture using Huygen's principle. Finally, superpositions of the fields from the two apertures are performed to investigate the radiation characteristics. Input impedance of the antenna is represented as the reciprocal of a shunt admittance of the probe in a ring, regardless of reflection, and two aperture admittances. These characteristics are analyzed to clarify the optimum dimension that yields suitable characteristics for practical application. They are verified by experiments.

ANALYSIS OF A BIDIRECTIONAL ANTENNA USING A PROBE EXCITED RECTANGULAR RING

Radiation Characteristics

A bidirectional antenna using a probe excited rectangular ring consists of a linear probe of length l aligned along the y axis, and this probe is surrounded by a rectangular ring that the surface is represented by $(-a/2 \leq x \leq a/2, y = -b/2, -c/2 \leq z \leq c/2)$, $(-a/2 \leq x \leq a/2, y = b/2, -c/2 \leq z \leq c/2)$, $(x = -a/2, -b/2 \leq y \leq b/2, -c/2 \leq z \leq c/2)$, $(x = a/2, -b/2 \leq y \leq b/2, -c/2 \leq z \leq c/2)$. At the ends of the ring, there are two apertures on the planes $z = -c/2$ and $z = c/2$, respectively, as shown in Fig 1.

To estimate the antenna characteristics, electromagnetic fields inside the ring must be firstly calculated. Green's function, a response at an

observer from the unit point source, is a powerful tool to obtain the electromagnetic field in the source region. The Green's function of this antenna configuration was derived as shown in reference 9 and will not be repeated here for brevity. This Green's function is subject to the boundary condition that it vanishes at the conducting surface of the ring. In this work, we neglect the reflection at the edge of the ring. In this fashion, total radiation from the two apertures of the ring is considered. Electric field in this antenna structure can be derived by integrating the current on the probe as derived in reference 10 with the Green's function in reference 9. The resultant field can be expressed as

$$E_r(r, \theta, \phi) = A(l) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{mk_z} \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b}y\right) \cos(k_z z) \cdot \left[e^{-\frac{k_z c}{2}} - 1 \right] \left[Sd\left(\frac{kb + n\pi}{2}\right) + Sd\left(\frac{kb - n\pi}{2}\right) \right] \quad (1)$$

where k denotes the wave number of the free space at the operating frequency, $k_z^2 = k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2$,

$$A(l) = j \frac{4\omega\mu}{\pi} \sin(kl), \quad \omega \text{ and } \mu \text{ are the angular operating frequency and permeability of the medium, respectively and } Sd(x) = \frac{\sin(x)}{x}.$$

When the fields in the ring are completely derived, the aperture surface current density can be determined by using Huygen's principle.¹¹ Then by using Fourier transformation¹¹, the radiated field of an aperture on the $z=0$ plane can be expressed as

$$\vec{E}(r, \theta, \phi) = jk \frac{e^{-jkr}}{2\pi r} \left[\hat{a}_\theta f_i \sin\phi + \hat{a}_\phi f_v \cos\phi \right] \quad (2)$$

where

$$f_i = \frac{abA(l)}{4} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{mk_z} \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) e^{-\frac{k_z c}{2}} - 1 \left[Sd\left(\frac{kb + n\pi}{2}\right) + Sd\left(\frac{kb - n\pi}{2}\right) \right] \left[Sd\left(\frac{k a \sin\theta \sin\phi + m\pi}{2}\right) + Sd\left(\frac{k a \sin\theta \sin\phi - m\pi}{2}\right) \right]$$

The radiated field in (2) was derived when the aperture is located on the $z = 0$ plane. When the

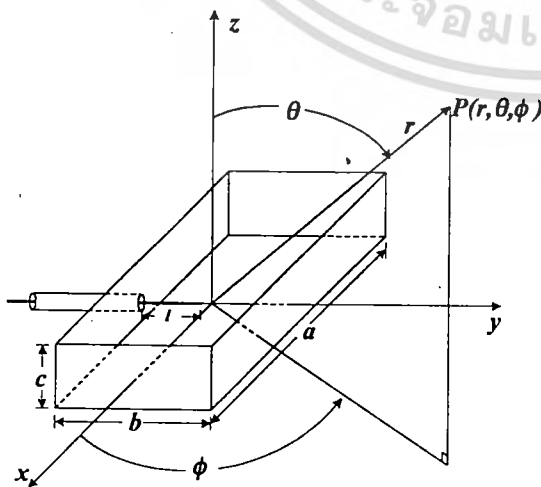


Fig 1. A probe excited rectangular ring.

apertures are removed from the $z = 0$ plane to $z = \pm c/2$, the radius r is substituted by r_1 and r_2 , respectively as represented in Fig 2. These radii, r_1 and r_2 , can be approximated¹⁰, respectively, as follows:

$r_1 \approx r - \frac{c}{2} \cos \theta$ and $r_2 \approx r + \frac{c}{2} \cos \theta$ for phase variation and $r_1 \approx r_2 \approx r$ for amplitude variation.

The far-field pattern of the antenna can be expressed, by neglecting mutual coupling, as a superposition of the field from these two apertures. Since the fields radiated from the two apertures have the same phase but in opposite directions; therefore, they are combined, and the resultant field can be written as

$$\bar{E}_r(r, \theta, \phi) = \bar{E}(r, \theta, \phi) \cdot 2 \sin \left[\frac{l}{2} (kc \cos \theta + k_z c) \right]. \quad (3)$$

IMPEDANCE CHARACTERISTICS

In order to transfer the power from a transmitter to the antenna or from the antenna to a receiver efficiently, impedance of the antenna must be characterized so that appropriate matching is achieved. In this paper, input impedance of the antenna is considered to be the reciprocal of resultant shunt admittances consisting of admittance of the probe with disregarding reflection from the two apertures and two aperture admittances. The admittance of the probe can be determined by using the induced EMF method¹² from the relationship

$$Y_p = [Z_p]^{-1} = \left[\frac{I}{V} \int_m \bar{E} \cdot \bar{J} dy' \right]^{-1}, \quad (4)$$

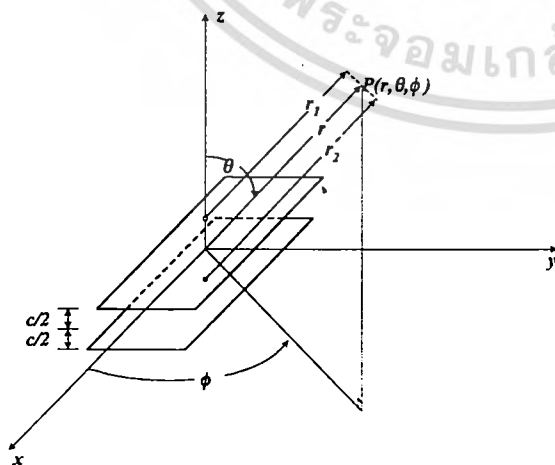


Fig 2. Far-field observation of the two apertures.

where \bar{E} is the field calculated on the probe surface and \bar{J} is the current distribution as shown in.¹⁰ The probe impedance after substituting the field and the current as written above can be expressed as

$$Z_p = -j \frac{4\omega\mu \sin(kl)}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{mk_z} \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \left(e^{-\frac{k_z c}{2}} - 1 \right) \left[Sa\left(\frac{kb+n\pi}{2}\right) + Sa\left(\frac{kb-n\pi}{2}\right) \right] \left[\frac{l}{2} \sin(kl) \left\{ Sa\left(\frac{kb+n\pi}{b}\right) + Sa\left(\frac{kb-n\pi}{b}\right) \right\} + \frac{l}{2} \cos(kl) \left\{ Ca\left(\frac{kb+n\pi}{b}\right) + Ca\left(\frac{kb-n\pi}{b}\right) \right\} \right] \quad (5)$$

where $Ca(x) = \frac{\cos(x)}{x}$. In addition, aperture admittance (Y_a) can be calculated by using this relation¹²,

$$Y_a = \frac{I}{V^2} \int_{\frac{a}{2}}^{\frac{b}{2}} \int_{\frac{a}{2}}^{\frac{b}{2}} (\bar{E}_t \cdot \bar{H}_t^*) dy dx, \quad (6)$$

where \bar{E}_t is the tangential electric field on the apertures. It can be considered from (1) whereas \bar{H}_t^* is the aperture magnetic field which can be derived by substituting \bar{E}_y from (1) into Maxwell's equation (Ampere's law). V is the voltage across the aperture. Y_a after manipulating as described can be expressed as

$$Y_a = -\frac{I}{V^2} \int_{\frac{a}{2}}^{\frac{b}{2}} \int_{\frac{a}{2}}^{\frac{b}{2}} \left\{ j k_z \left[A(l) \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{mk_z} \sin\left(\frac{m\pi}{2}\right) \cos\left(\frac{m\pi}{a} x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{b} y\right) \left(e^{-\frac{k_z c}{2}} - 1 \right) \left(Sa\left(\frac{kb+n\pi}{2}\right) + Sa\left(\frac{kb-n\pi}{2}\right) \right) \right] \cos(k_z z) \sin(k_z z) \right\} dx dy \quad (7)$$

By transforming these admittances, from the ends of the both apertures ($z = \pm c/2$), along the waveguide to the probe position ($z = 0$), the combination of

these two aperture admittances and the probe admittance provides the input admittance of a probe excited rectangular ring. Then, the input impedance of this antenna can be found by taking inverse of this input admittance. This transformation is conducted only in case of the optimum ring length that yields a single mode distribution.

From the results of these two subsections, antenna characteristics are expressed explicitly in terms of antenna parameters. We can analyze the condition that the optimum characteristics are obtained. The parameters from the optimum condition will be utilized as a design parameter.

ANTENNA CHARACTERISTICS

Radiation Characteristics

According to the total field radiated by this antenna as shown in (3), it is obvious that the radiation characteristics of the antenna depend on the following parameters, ie, the probe length (l), the ring width (a), the ring height (b) and the ring length (c). Since the antenna structure is the same as a rectangular waveguide, in this circumstance the width and the height of the ring are chosen to be the dimension of a standard waveguide operating in a dominant TE_{10} mode. However, if the ring length is short, the field at the aperture which is closed to the probe will consist of several modes and the evanescent wave of the higher order mode near the probe still have a significant level. Therefore, they contribute to the aperture field and, consequently, the radiated field.

Fig 3 shows the aperture field distribution for the waveguide dimension of $a = 0.69\lambda$, $b = 0.35\lambda$, $l = 0.28\lambda$ as a function of the ring length. When c equals 0.075λ , which is very short, the aperture field distribution is complex according to combination

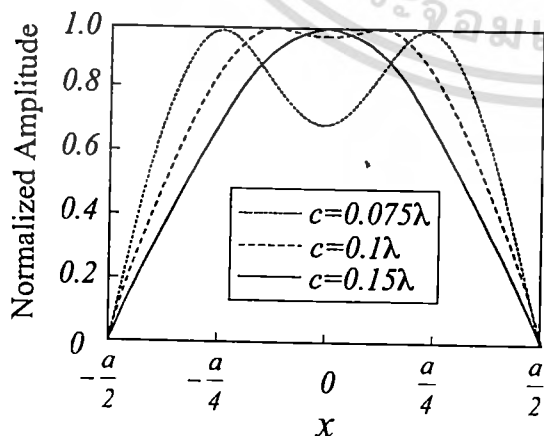


Fig 3. Aperture field distribution for various ring lengths ($a = 0.69\lambda$, $b = 0.35\lambda$, $l = 0.28\lambda$).

of higher order modes. As the length c is increased to 0.1λ these higher order modes attenuate rapidly, and the aperture field distribution is smoother than the previous one. When the ring length is further increased to 0.15λ these higher modes vanish at an expense of the long aperture separation. It is noteworthy that since the antenna acts as the array of two apertures, the distance between the apertures contribute on the radiation pattern.

Radiation patterns of the antenna with different ring lengths are compared in Fig 4. The E-plane ($\phi = \pi/2$) and H-plane ($\phi = 0$) patterns are depicted in Fig 4(a) and Fig 4(b), respectively. The short ring antenna, ie, c equals 0.075λ and 0.1λ possesses the splitbeam pattern according to the multimode aperture field. This results in the decreased directivity. The optimum ring length that provides the highest directivity must be clarified.

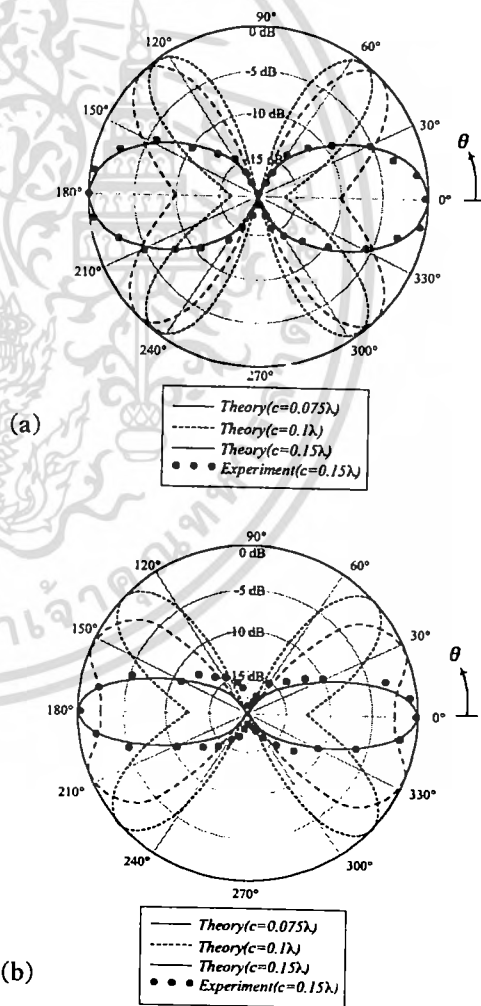


Fig 4. Radiation patterns for various ring lengths in two principal planes ($a = 0.69\lambda$, $b = 0.35\lambda$, $l = 0.28\lambda$).
(a) E-plane pattern
(b) H-plane pattern

Fig 5 shows the directivity as a function of the ring length when l is fixed at 0.28λ , $a=0.69\lambda$ and $b=0.35\lambda$. We can observe that at the ring length of 0.15λ , the highest directivity of 9.3 dBi is achieved. Radiation patterns of the antenna when the ring length is 0.15λ that illustrate the bidirectional pattern in E-plane and H-plane, are also posed in Fig 4(a) and Fig 4(b), respectively. The beamwidth in the E-plane and H-plane are 54 degree and 36 degree, respectively. From this investigation, it is realized that we have to choose the ring length of 0.15λ as a design parameter.

Impedance Characteristics

To investigate impedance characteristics of this antenna, the ring dimension was fixed at one which provides the highest directivity, ie, a equals 0.69λ , b equals 0.35λ and c equals 0.15λ . Then the input impedance was calculated by using (7) and plotted for various probe lengths on the graph in Fig 6(a). When the probe length is short, l equals 0.2λ , for instance, the antenna acts as inductive impedance with low resistance and reactance. The longer the probe length, the higher the resistance and reactance. It is noted that, in Fig 6(b), the SWR is the lowest at the probe length is around 0.28λ . Therefore, this length is employed as a design parameter.

When the antenna is designed to operate at the frequency of 1.9 GHz ($a=10.92$ cm, $b=5.46$ cm, $c=2.37$ cm, and $l=4.41$ cm), the variation of impedance and SWR as a function of frequency are illustrated in Figs 7(a) and 7(b), respectively. It is obvious that the antenna provides a wide bandwidth. The 8% bandwidth where SWR is less than 1.5 are observed. The results shown in Fig 5 and Fig 7 reveal that this antenna provides a wide bandwidth of 8% for the directivity of over 8 dBi and SWR less than 1.5.

Communication Range

When the antenna was installed on the roadside, its pattern will cover the road as shown in Fig 8. If the space is free of reflection and scattering from

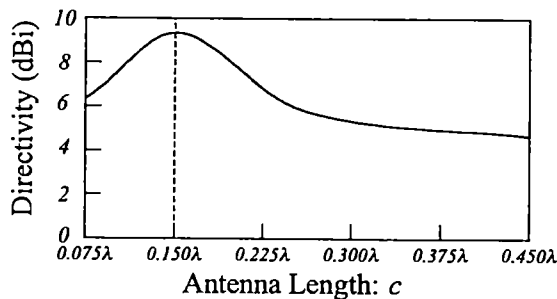


Fig 5. Directivity versus ring length ($a = 0.69\lambda$, $b = 0.35\lambda$, $l = 0.28\lambda$).

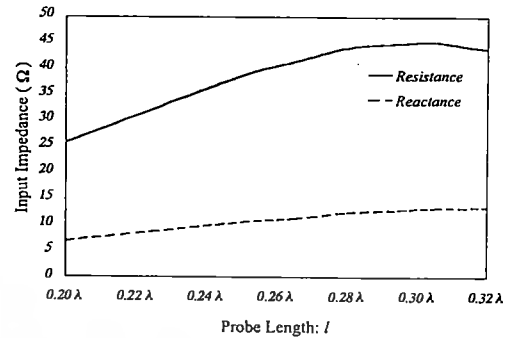


Fig 6. (a) Input impedance for various probe lengths ($a = 0.69\lambda$, $b = 0.35\lambda$, $c = 0.15\lambda$).

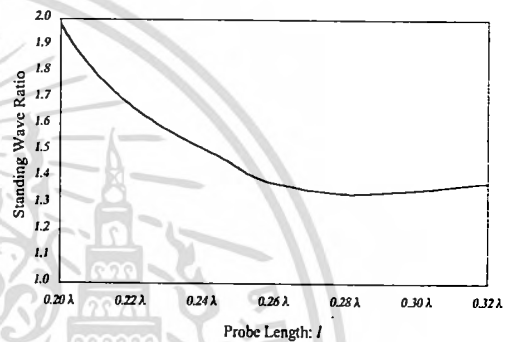


Fig 6. (b) Standing wave ratio for various probe lengths ($a = 0.69\lambda$, $b = 0.35\lambda$, $c = 0.15\lambda$).

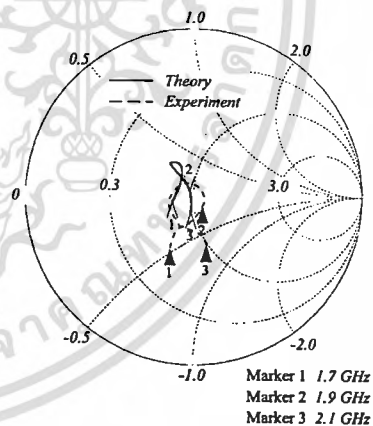


Fig 7. (a) Input impedance as a function of frequency ($a = 10.92$ cm, $b = 5.46$ cm, $c = 2.37$ cm, $l = 4.41$ cm).

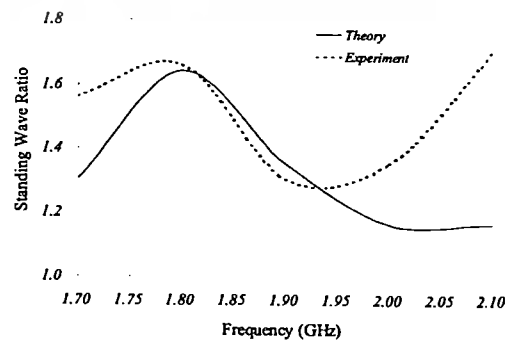


Fig 7. (b) Standing wave ratio versus frequency ($a = 10.92$ cm, $b = 5.46$ cm, $c = 2.37$ cm, $l = 4.41$ cm).

objects, the free space is considered. We can estimate the communication range by calculating the power received by the mobile unit when the bidirectional antenna using a probe excited rectangular ring is employed as a base-station antenna. In this demonstration, the operating frequency is chosen to be 1.9 GHz. When the transmitted power from the base station is fixed at 20 mW, and the gain of the mobile antenna is assumed to be unity in dimensionless, by utilizing the well-known Friis transmission equation¹⁰, the relationship of power received by the mobile antenna (P_r) is

$$P_r = EIRP \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2, \quad (8)$$

where EIRP stands for Effective Isotropic Radiated Power which is the product of the transmitted power and the directive gain of the base-station antenna, G_r is the gain of the mobile antenna (unity in dimensionless), λ is the operating wavelength (m) and R is the communication range (m).

As the mobile unit moves along the road from A to B and on to E as shown in Fig 8, the directive gain is slightly changed; however, the received signal is considerably changed according to the long distance.

Table I shows received signal at corresponding positions. The distance from the antenna to the mobile unit at point A is 3 m. Moreover, the distances between the antenna to point B, C, D and E are slightly longer than the distance between each point of the mobile unit. We can realize that, for a conventional receiver with 12 dB μ v sensitivity, the maximum range is in excess of 2.0 km. The maximum range in case of the 2.15 dBi omnidirectional antenna is employed in place of the bidirectional one is also calculated. It should be pointed out that the maximum range of the proposed bidirectional antenna is twice longer than that of the system that employs the omnidirectional antenna.

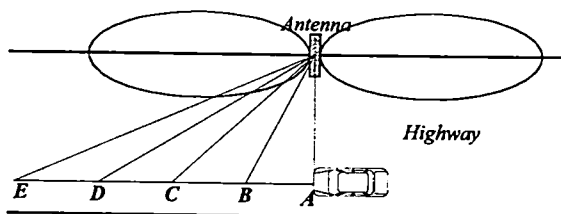


Fig 8. Antenna coverage on the highway (not to scale).

EXPERIMENTAL RESULTS

To verify the theoretical results, a probe excited rectangular ring was fabricated to operate at the frequency of 1.9 GHz. The ring is cut from the part of the available brass waveguide. The probe is made of the copper rod. The dimensions are as follows: a equals 10.92 cm, b equals 5.46 cm, c equals 2.37 cm and l equals 4.41 cm. The probe diameter is 1 mm. The radiation patterns were measured and plotted on the same graph of the calculated results in Fig. 4. It is obvious that the two results agree very well. There are slight errors due to neglecting the reflection at the end of the ring and assuming the current distribution along the probe to be sinusoidal function in the calculation. For the impedance characteristics, the antenna was measured by using a HP8720C Network Analyzer and compared with theoretical results as illustrated in Fig. 7(a). We can realize that the measured impedance is more sensitive to the frequency variation than the calculated results according to a single mode transformation of aperture admittance in calculation. However, both of the results show the same trend that we can be confident that this proposed principle is reliable. Comparison of SWR versus frequency with the measured counterpart is depicted in Fig. 7(b). It is obvious that the experimental results are slightly higher than the theoretical ones at the frequencies higher than the designed frequency. The bandwidth which SWR less than 1.5 is 8%.

The field test was conducted to check the communication range by using the proposed antenna as a base-station antenna of the Personal Cordless Telephone (PCT) system in Thailand. The base station was installed on an elevated highway in the city of Bangkok. This environment is assumed to be free of multipath fading. The system specification is as represented in Table I. the mobile unit moved on the highway and it was connected to the base station. The longest range that the mobile unit can keep contact to the base station is around 2.0 km.

Table I. Estimation of communication range.

Position	Directive Gain (dBi)	Distance (m)	EIRP (dB _m)	Field Strength (dB _μ v)
A	0			
B	7.5	100	-9.5	26.3
C	8.0	500	-9.0	19.5
D	8.4	1000	-8.6	16.7
E	8.8	2000	-8.2	13.9

Generally, if an omnidirectional antenna is employed the communication range is about 1.0 km. This field test confirms that the proposed antenna can extend the communication range of the PCT system on an elevated highway.

CONCLUSION

We have proposed a simple structure bidirectional antenna using a probe excited rectangular ring. The expressions in this paper are derived by considering that the probe is thin for the sake of thorough understanding of the dependence of parameters on the antenna characteristics in addition to the simplicity that depends on the length of the ring, we can realize that for a specific ring dimension, there is an optimum length that provides the gain of more than 8 dBi with SWR less than 1.5 over the bandwidth of 8% which is essential for a mobile communication on a highway, in a tunnel and in a corridor. However, in such a multipath environment, diversity characteristics must be taken into account in characterizing this antenna. This is left for further study. The input impedance can be varied by adjusting the probe length which makes it very easy to match. The measured results verify the proposed principle. According to the simple structure and low cost material, this antenna is acceptable as a cost-effective antenna.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors appreciate Prof. Toshio Wakabayashi of Tokai University, Prof Wiwat Kiranon of King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, and Dr Daniel Breen of Mahanakorn University of Technology for their valuable discussions. The support from Japan International Cooperation Agency (JICA) is highly appreciated.

REFERENCES

- Godara LC (1997) Applications of antenna array to mobile communications. *Proc IEEE* 85, 1031-60.
- Johnson RC and Jasik H (1984) VHF and UHF communication antennas In: *Antenna Engineering Handbook*, pp 27-1 to 27-24. McGraw-Hill, Inc, New York.
- Cho K and Hori T (1994) Bidirectional rod antenna composed of narrow patches. *Proc IEEE Antennas Propagat Soc Symp*, 174-7.
- Hori T, Cho K and Kagoshima K (1995) Bidirectional base station antenna illuminating a street microcell for personal communication system. *Proc IEE Conf Antennas Propagat*, 419-22.
- Arai H and Kohzu K (1996) A bidirectional notch antenna. *Proc. IEEE Antennas Propagation Soc Symp*, 42-5.
- Kohzu K and Arai H (1996) Dual band bidirectional antenna. *Proc of the 1996 Asia-Pacific Microwave Conf*, 856-9.
- Mukaiyama T, Arai H and Ebine Y (1997) Bi-directional notch and crank-shaped antenna. *Proc of the 1997 Asia-Pacific Microwave Conf*, 417-20.
- Kosulvit S, Phongcharoenpanich C, Krairiksh M and Wakabayashi T (1998) Radiation characteristics of a bidirectional antenna using a linear probe in a rectangular ring. *Proc of the 1998 Int Conf Microwave and Millimeter Wave Tech*, 337-40.
- Balanis CA (1989) Green's functions In: *Advanced Engineering Electromagnetics*, pp 851-916. John Wiley and Sons, Inc, New York.
- Balanis CA (1997) Linear wire antenna In: *Antenna Theory Analysis and Design*, pp133-202. John Wiley and Sons, Inc, New York.
- Collin RE (1985) Aperture-type antennas In: *Antennas and Radio Wave Propagation*, pp 164-291. McGraw-Hill, Inc, New York.
- Harrington RF (1967) *Microwave networks In: Time-Harmonic Electromagnetic Fields*, pp 381-446. McGraw-Hill, Inc, New York.

เอกสารหมายเลข 2



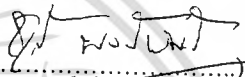
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ


งานวิจัย เรื่อง On-axis Linear Array of a Probe Excited Rectangular Ring Radiating Bidirectional Pattern

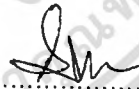
ผู้ร่วมงาน จำนวน 4 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	25.00
2. นางสาวสุชาตินี ละมุลตรี	25.00
3. นายสมผล โกศลวิตร	25.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	25.00


.....
นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์


.....
นางสาวสุชาตินี ละมุลตรี


.....
นายสมผล โกศลวิตร


.....
นายโมไนย ไกรฤกษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.14	399
Algorithm for Decollimation of Quantization Lobes due to Phase Discrete	
Maria P. Popova, Victor L. Boyanov	
SkyGate BG Ltd., Antenna Design Department, Sofia, Bulgaria	
6.15	403
Avoiding Interferences in Planar Arrays Through the Use of Artificial Neural Networks	
J.C. Brégains (1), J. Dorado (2), M. Gestal (2), J.A. Rodríguez (1), F. Ares (1), A. Pazos (2)	
(1) Grupo de Sistemas Radiantes, Dpto. de Física Aplicada, Facultad de Física, Universidad de Santiago de Compostela, 15782-Santiago de Compostela, Spain	
(2) Laboratorio de Redes de Neuronas Artificiales y Sistemas Adaptativos, Departamento de Tecnologías de la Información y las Comunicaciones, Universidade da Coruña, 15071-A Coruña, Spain.	
6.16	407
BUTLER Matrices in Millimeter-Wave Frequency Band: Two Different Designs	
C. Dall'Omo (1), T. Monediere (1), B. Jecko (1), F. Lamour (2), I. Wolk (2), M. ElKael (2)	
(1) IRCOM – UMR CNRS 6615, 123, avenue Albert Thomas, 87060 Limoges Cedex, France	
(2) THALES Communications France, 160, bd de Valmy, Parc d'activités Kleber, BP 82, 92704 Colombes, France	
6.17	411
A Direction Finding Antenna Based on Neural Networks for Space Applications	
Jean-Jacques Laurin, Michael Coudyser, Jean-Jules Brault, Yansheng Xu	
Département de Génie Électrique, École Polytechnique de Montréal, P.O. Box 6079, Station Centre-Ville, Montreal, QC, Canada, H3C 3A7	
6.18	
<i>Moved to 6.09</i>	
6.19	415
On-Axis Linear Array of a Probe Excited Rectangular Ring Radiating Bidirectional Pattern	
Chuwong Phongcharoenpanich, Suthasinee Lamultree, Sompol Kosulvit, Monai Krairiksh	
Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand	
6.20	419
Analysis of Two Concentric Annular Ring Resonators Using Planar Waveguide Model	
Binod K. Kanaujia, Babau R. Vishvakarma	
Department of Electronics Engineering, Institute of Technology, Banaras Hindu University, Varanasi-221005, India.	
6.21	423
Cosecant-Squared Antenna for the Optimisation of L.M.D.S. System Coverage	
L. Freytag, B. Jecko	
IRCOM, CNRS UMR n 6615, Equipe "CREAPE", Faculté des Sciences, 123 avenue Albert Thomas, 87069 Limoges cedex, France.	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ON-AXIS LINEAR ARRAY OF A PROBE EXCITED RECTANGULAR RING RADIATING BIDIRECTIONAL PATTERN

Chuwong Phongcharoenpanich, Suthasinee Lamultree, Sompol Kosulvit, and Monai Krairiksh

Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand,
Phone : (662) 7373000 Ext.3346 Fax : (662) 3269086 E-mail : kpchuwon@kmitl.ac.th

Abstract

The properties of a bidirectional antenna by using the on-axis linear array of a probe excited rectangular ring is presented in this paper. The element of a bidirectional antenna is first designed to achieve the maximum directivity. The directivity can be further increased by arranging these elements to form the on-axis linear array. There are three configurations of on-axis linear array to be analyzed viz., side-by-side, collinear and face-to-face geometries. The antenna characteristics such as directivity, first side lobe ratio (FSLR) and half power beamwidth (HPBW) for these three geometries are reported and discussed. The proposed structure is very useful for Personal Communication Telephone system.

1. Introduction

Cellular mobile communication becomes popular recently [1]. Therefore, the investigations of the mobile antenna at the base station are of interest. Generally, the omnidirectional antenna is employed to cover the approximated circle area. To increase the zone size for applying to the long and narrow path service area such as the highway, the tunnel, and the corridor; the bidirectional antenna is installed in place of the omnidirectional ones. The conventional bidirectional antennas are made up by combining two unidirectional antennas such as Yagi pointed in opposite directions or the omnidirectional antenna such as monopoles excited by appropriate phase [2]. The antenna constructed by this technique suffers from feeder loss and complicated structure that results in expensiveness. Thus, researches and developments on bidirectional antenna have been continuously conducted. The bidirectional narrow patch antenna (BNPA), which has narrow patches on both sides of a narrow dielectric substrate fed by a parallel stripline is easily fabricated by printing patches and feeding network on a substrate. However, BNPA has low radiation efficiency. The radiation efficiency can be improved by adding two opposing parasitic patches to a BNPA to form the so-called BNPA-P [3]. It was found that gain is higher than a collinear antenna of the same length. For a wide street about the width ranging from 30 to 60 meters, a BNPA element is developed to be a bidirectional rod

antenna (BIRA) that possesses an optimum beam shape [4]. Furthermore, a bidirectional antenna using two notch antennas cut in a sheet of conductor above a ground plane was proposed to extend the coverage of a relay station in booster system inside tunnel [5]. To suppress the cross polarization in the H-plane of this notch antenna, the crank shaped antenna modified from the original notch antenna was proposed [6]. It was found that the radiation patterns of these antennas are tilted up from the mounting wall and they should be tilted downward in order to cover the service area. This was accomplished by using the crank shaped antenna with the parasitic elements for gain enhancement [7]. From these aforementioned literatures, it is evident that development of a bidirectional antenna that has suitable characteristics for a particular application is desired. Moreover, cost effective must be considered since the number of cell is very large. Therefore, a bidirectional antenna using a linear probe excited a rectangular ring [8] was proposed. It was pointed out that a moderate gain bidirectional antenna could be easily realized with a very cost effective. Moreover, the directivity can be increased by forming an array of a probe excited rectangular ring.

The characteristics of a bidirectional antenna using an on-axis linear array of a probe excited rectangular ring is presented in this paper. A choice of the ring dimension that yields the propagation in dominant mode is chosen [9]. The ring length that provides the maximum directivity is determined. This optimum ring width, height and length is used as the design parameters for an element. Then, three configurations of the on-axis linear array are characterized i.e., side-by-side, collinear and face-to-face geometries. The results of the investigation are reported. This array arrangement is very useful in the design of the planar array of a bidirectional antenna using a probe excited rectangular ring.

2. An Element of a Probe Excited Rectangular Ring Radiating Bidirectional Beam

The structure of a bidirectional antenna using an element of a probe excited rectangular ring consists of a linear electric probe of length l aligned along the y axis, and this probe is surrounded by a rectangular ring of the width a and height b . At the two ends of the ring, there are rectangular apertures on the planes $z = -c/2$ and $z = c/2$, respectively, as shown in Fig.1.

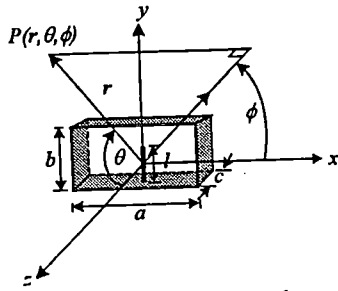


Fig.1 The structure of a bidirectional antenna using a probe excited rectangular ring

According to [9], it is found that the optimum ring width, height and length are 0.69λ , 0.35λ , and 0.25λ for the operating frequency of 1.9065 GHz. These parameters are used as the design parameters for a single element of a bidirectional antenna using a probe excited rectangular ring. It is evident that the directivity of an element is 6.33 dBi with the half power beamwidth in E-plane and H-plane of 84.67 and 57.52 degrees, respectively. There is no side lobe in case of using single element of a probe excited rectangular ring.

3. Arrangement of a Bidirectional Antenna using an On-axis Linear Array of a Probe Excited Rectangular Ring

There are three configurations of the antenna arrangement to be analyzed i.e., x, y and z directions which are referred to as side-by-side, collinear and face-to-face geometries as shown in Fig.2. The number of the element in each array can be mentioned as follows: element number #1 and #2 corresponding to side-by-side, element number #1 and #3 corresponding to collinear, element number #1 and #4 corresponding to face-to-face geometries, respectively.

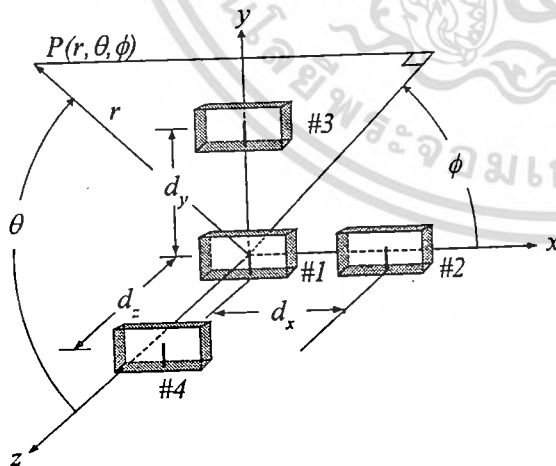


Fig.2 Array antenna arrangements

The formulations of the total fields are examined by means of the pattern multiplication [10] of the element pattern and the array factor of the linear array. Subsequently, the radiation characteristics corresponding to the radiated fields will be analyzed in the next section.

4. Radiation Characteristics

The numerical results such as radiation pattern, half power beamwidth and directivity are analyzed.

4.1 Side-by-side array configuration

According to the arrangement of the array element number #1 and #2 along x axis to form side-by-side geometry as illustrated in Fig.2, the radiation characteristics will be reported in this subsection. Fig.3 shows the directivity as a function of the spacing between the element in the array along x axis.

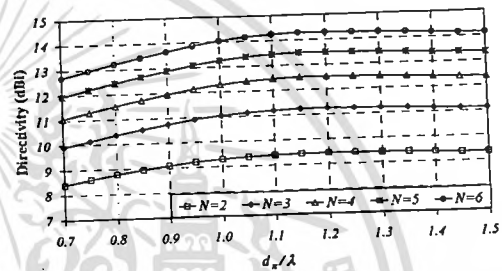


Fig.3 Directivity of side-by-side linear array

It is seen that the directivity is monotonically increased as the spacing between the element until maximum of 9.45 dBi for 2 elements at the spacing of 1.20λ , and then the directivity will be slightly decreased when the spacing larger than 1.20λ .

Another characteristic that has to investigate is the first side lobe ratio. Seemingly, the larger spacing between the element leads to the lower side lobe ratio. However, there is no side lobe happened in E-plane pattern for the case of side-by-side geometry.

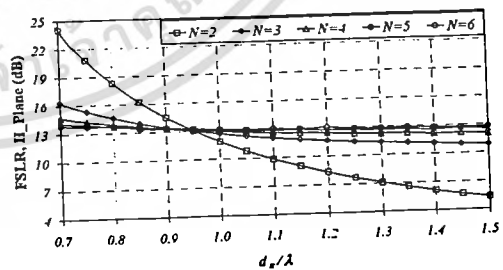


Fig.4 FSLR in H-plane of side-by-side linear array

The next characteristic to be distinguished is the half power beamwidth both E-plane and H-plane. It is apparent that the constant half power beamwidth in E-plane of 84.4 degrees is obtained for various spacings.

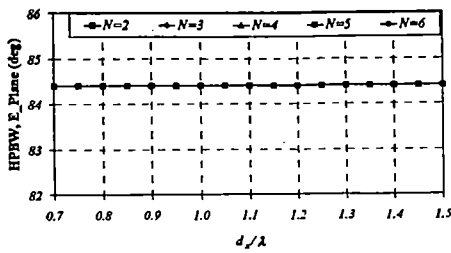


Fig.5 HPBW (E-plane) of side-by-side linear array

It is evident from Fig.6 that the half power in H-plane is narrower when the spacing is larger. In addition, the narrower beamwidth is yielded for the larger number of element. It is realized that the narrower beamwidth leads to the higher directivity as well.

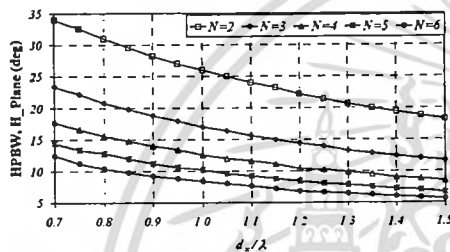


Fig.6 HPBW (H-plane) of side-by-side linear array

4.2 Collinear array configuration

In the same fashion as section 4.1, the antenna characteristics in case of collinear configuration are summarized in this subsection. For example of two elements, it is obvious that the directivity is increased as the spacing between the element is higher until it is maximum at 9.80 dBi for the spacing of 0.90λ . Then, the directivity is lower when the spacing is further decreased.

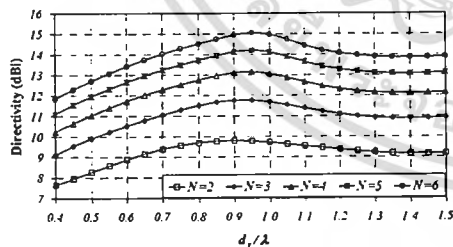


Fig.7 Directivity of collinear linear array

Fig.8 illustrates the first side lobe ratio in E-plane of the antenna as a function of the spacing between elements. As the same manner as the side-by-side configuration, the larger the spacing the lower the side lobe ratio. Furthermore, it is found that there is no side lobe occurred in the H-plane pattern.

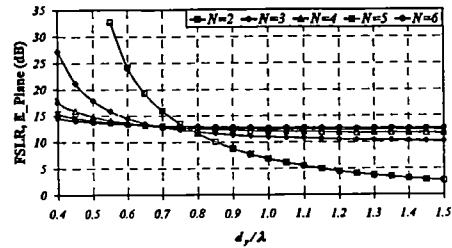


Fig.8 FSLR in E-plane of collinear linear array

Next, the half power beamwidth of the antenna both E-plane and H-plane are illustrated in Fig.9 and 10, respectively. For the case of the collinear structure, the half power beamwidth in E-plane has decreased when the spacing is larger. However, the half power beamwidth in H-plane is constant to be 58.0 degrees for any spacings.

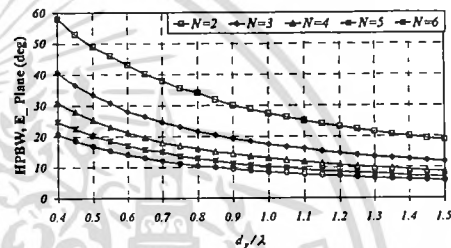


Fig.9 HPBW in E-plane of collinear linear array

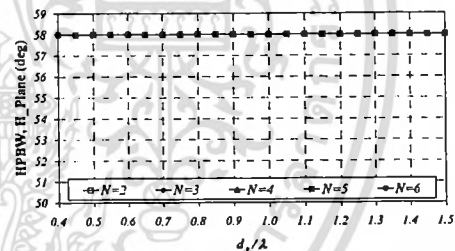


Fig.10 HPBW in H-plane of collinear linear array

4.3 Face-to-face array configuration

When the elements are arranged as the face-to-face configuration, the characteristics are different from the case of side-by-side and collinear configurations. The bidirectional pattern can be obtained only for some cases of the spacing as shown in Fig.11. The spacing that yields the maximum directivity for various number of elements is different.

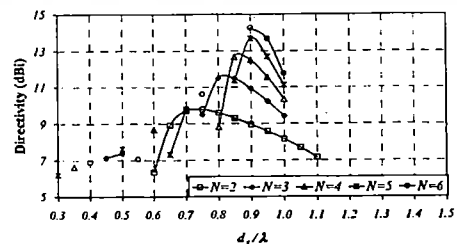


Fig.11 Directivity of face-to-face linear array

Fig.12 and Fig.13 show the first side lobe ratio in E-plane and H-plane of the face-to-face linear array.

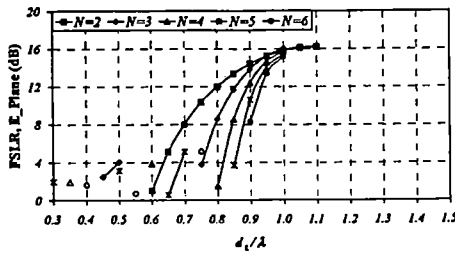


Fig.12 FSLR in E-plane of face-to-face linear array

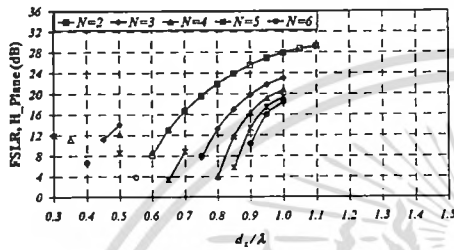


Fig.13 FSLR in H-plane of face-to-face linear array

It is found that the side lobe ratio will be higher when the spacing is larger. This characteristic has the opposite trend with the side-by-side and collinear configurations.

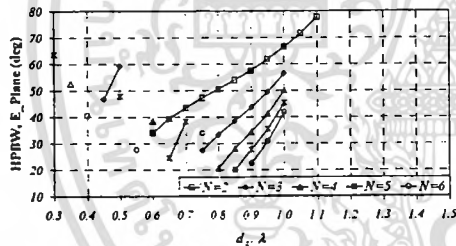


Fig.14 HPBW (E-plane) of face-to-face linear array

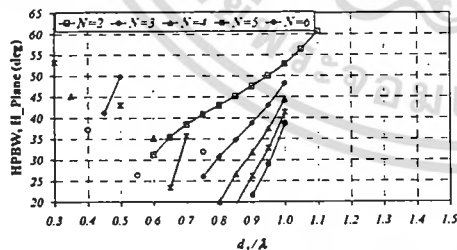


Fig.15 HPBW (H-plane) of face-to-face linear array

Fig.14 and Fig.15 show the half power beamwidth in E-plane and H-plane of the face-to-face linear array. It is observed that the half power beamwidth in both planes has the same trend that is the beam will be wider as the spacing is further increased.

5. Conclusions

A bidirectional antenna with the directivity enhancement is realized by arranging the element of a probe excited rectangular ring to form the on-axis linear array. There are three configurations of the linear array to be investigated. It is found that the side-by-side array affects to the beam in the H-plane whereas the collinear array influences to the E-plane pattern. However, both E- and H-plane patterns were impacted by the face-to-face configuration. Moreover, the collinear arrangement yields optimum directivity and it can achieve the bidirectional beam pattern for any array spacing. Although, the face-to-face array arrangement accomplishing high directivity, the bidirectional beam can be realized only some cases of the spacing. Therefore, all of these arrangements have to be considered in the design of the planar array for further applications.

References

- [1] L.C.Godara, "Applications of Antenna Array to Mobile Communications," *Proc.IEEE*, pp.1031-1060, July 1997.
- [2] R.C.Johnson and H.Jasik (eds.), *Antenna Engineering Handbook*, New York: McGraw-Hill, 1984, ch.2.
- [3] K.Cho and T.Hori, "Bidirectional Rod Antenna Composed of Narrow Patches," *Proc.IEEE Antenna Propagat. Soc. Symp.*, pp.174-177, June 1994.
- [4] T.Hori, K.Cho and K.Kagoshima, "Bidirectional Base Station Antenna Illuminating a Street Microcell for Personal Communication System," *9th Inst. Elect. Eng. Conf. Antennas Propagat.*, no.407, pp.419-422, Apr. 1995.
- [5] H.Arai and K.Kohzu, "A Bidirectional Notch Antenna," *IEEE AP-S, Int.Symp.*, vol.1, pp.42-45, July 1996.
- [6] K.Kohzu and H.Arai, "Dual Band Bidirectional Antenna," *Proceedings of the 1996 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.856-859, Dec. 1996.
- [7] T.Mukaiyama, H.Arai, and Y.Ebine, "Bi-directional Notch and Crank-shaped Antenna," *Proceeding of the 1997 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.417-420, Dec. 1997.
- [8] S.Kosulvit, C.Phongcharoenpanich, M.Krairiksh and T.Wakabayashi, "Radiation Characteristics of a Bidirectional Antenna Using a Linear Probe in a Rectangular Ring," *Proceedings of International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology 1998*, Beijing, pp. 337-340, Aug. 1998.
- [9] S.Kosulvit, C.Phongcharoenpanich, M.Krairiksh and T.Wakabayashi, "Design of a Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Circular Ring," *Proceedings of the 1999 Thailand-Japan Joint Symposium on Microwaves*, pp. 55-59, Sept. 1999.
- [10] C.A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design," *John Wiley & Sons*, 1997.

เอกสารหมายเลข 3



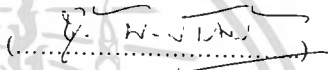
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

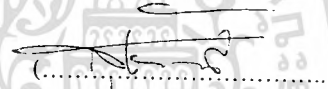
การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ


งานวิจัย เรื่อง A Space Diversity Bidirectional Antenna using Probe Excited Circular Ring

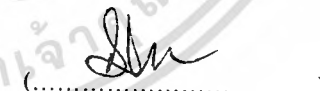
ผู้ร่วมงาน จำนวน 5 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

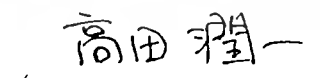
ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	20.00
2. นางสาวสุชาตินี ละมุลตรี	20.00
3. นายสมผล โกศลวิตร	20.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	20.00
5. Jun-ichi Takada	20.00


(.....)
นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์


(.....)
นางสาวสุชาตินี ละมุลตรี


(.....)
นายสมผล โกศลวิตร


(.....)
นายโมไนย ไกรฤกษ์


(.....)
Jun-ichi Takada

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



PROCEEDINGS

OF THE

2002 INTERIM INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON ANTENNAS AND PROPAGATION

NOVEMBER 26-28, 2002
YOKOSUKA, JAPAN

CONTENTS

1A2 Adaptive and Smart Antennas I

1. ON IMPROVING THE RECURSIVE UNITARY ESPRIT FOR ITERATIVE DOA ESTIMATION
Nobuyoshi Kikuma, Tomoyuki Sasaki, Naoki Inagaki 1
2. ON ANTENNA ARRAY CALIBRATION WITH MINIMUM KNOWN SOURCES
Hara Rakuzou, Hiroyoshi Yamada, Yoshio Yamaguchi 5
3. DIGITAL BEAMFORMING EQUIPMENT BY TIME DIVISION MULTIPLEX RECEIVING FOR THE DIRECTION FINDER
Takashi Maruyama, Yoshihiko Kuwahara 9
4. AN ADAPTIVE SIDELobe CANCELLATION ALGORITHM FOR HIGH-GAIN ANTENNA ARRAYS
Kazunori Kamio, Toru Sato 13
5. USER DISCRIMINATION CHARACTERISTICS BY TERMINAL POLARIZATION IN SDMA SYSTEM ADOPTING SPATIAL AND POLARIZATION CONTROL
Kentaro Nishimori, Kazuhiro Komiya, Keizo Cho 17
6. SUBBAND ADAPTIVE ARRAY FOR DS-CDMA MOBILE RADIO
Nam X Tran, Takanori Omata, Tetsuki Taniguchi, Yoshio Karasawa 21

1A3 Adaptive and Smart Antennas II

1. SMART ANTENNA TESTBED SYSTEM FOR 3G CELLULAR SYSTEMS: AN OVERVIEW OF FIELD TRIALS
Yoshiaki Amano, Takashi Inoue 25
2. MMSE ADAPTIVE ARRAY ANTENNA WITH DUAL-MODE SPACE-TEMPORAL SIMULTANEOUS PROCESSING EQUALIZER
Yoshihiro Ichikawa, Shigeki Obote, Kenichi Kagoshima 29
3. DOWNLINK BEAM FORMING METHOD FOR MIMO-SDMA USING STBC FOR MULTIPATH FADING ENVIRONMENTS
Yasushi Takatori, Keizo Cho 33
4. BEAM-SPACE ADAPTIVE ARRAY ANTENNA FOR SUPPRESSING THE DOPPLER SPREAD IN OFDM MOBILE RECEPTION
Pubudu S Wijesena, Yoshio Karasawa 37
5. MMSE ADAPTIVE ANTENNA FOR OMC-CDMA MOBILE COMMUNICATION
Yosuke Fujino, Yoshihiko Kuwahara 41
6. OPTIMIZING THE ADAPTIVE ARRAY ANTENNA CONFIGURATION FOR INTERFERENCE REDUCTION CHARACTERISTICS IN W-CDMA
Manabu Mikami, Teruya Fujii 45

1A4 Antennas for Wireless Systems

1. PORTABLE AND DEPLOYABLE ANTENNA FOR ETS-VIII
Jae-hyeuk Jang, Masato Tanaka, Naokazu Hamamoto 49
2. STUDY OF SIMPLE SINGLE LAYER PATCH ARRAY ANTENNAS FOR ETS-VIII APPLICATION
David Delaune, Toshimitsu Tanaka, Teruo Onishi, Hiroyuki Yoshimura, Koichi Ito 53
3. WEARABLE PATCH ANTENNA
Masato Tanaka, Jae-hyeuk Jang 57
4. HORIZONTALLY POLARIZED OMNI-DIRECTIONAL ANTENNAS
Haruo Kawakami, Gentei Sato, Toshikazu Hori 61
5. A SPACE DIVERSITY BIDIRECTIONAL ANTENNA USING PROBE EXCITED RECTANGULAR RING
Chuwong Phongcharoenpanich, Suthasinee Lamultree, Sompol Kosulvit, Monai Krairiksh, Jun-ichi Takada 65

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A SPACE DIVERSITY BIDIRECTIONAL ANTENNA USING PROBE EXCITED RECTANGULAR RING

Chuwong PHONGCHAROENPANICH[†], Suthasinee LAMULTREE[†], Sompol KOSULVIT[†],
Monai KRAIRIKSH[†], and Jun-ichi TAKADA[‡]

[†]Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand
Phone: (662) 3269967 Ext.3342 Fax: (662) 3269086 E-mail: kpchuwon@kmitl.ac.th

[‡]Department of International Engineering Development, Tokyo Institute of Technology, Tokyo, Japan

1. Introduction

The investigations of the mobile antenna at the base station are of interest lately. Generally, the omnidirectional antenna is employed to cover the approximated circle area. To increase the zone size for applying to the long and narrow path service area such as the highway, the tunnel, and the corridor; the bidirectional antenna is installed in place of the omnidirectional ones. The conventional bidirectional antennas are made up by combining two unidirectional antennas such as Yagi pointed in opposite directions or the omnidirectional antenna such as monopoles excited by appropriate phase [2]. The antenna constructed by this technique suffers from feeder loss and complicated structure that results in expensiveness. Thus, researches and developments on bidirectional antenna have been continuously conducted. The bidirectional narrow patch antenna (BNPA), which has narrow patches on both sides of a narrow dielectric substrate fed by a parallel stripline is easily fabricated by printing patches and feeding network on a substrate. However, BNPA has low radiation efficiency. The radiation efficiency can be improved by adding two opposing parasitic patches to a BNPA to form the so-called BNPA-P [3]. It was found that gain is higher than a collinear antenna of the same length. For a wide street about the width ranging from 30 to 60 meters, a BNPA element is developed to be a bidirectional rod antenna (BIRA) that possesses an optimum beam shape [4]. Furthermore, a bidirectional antenna using two notch antennas cut in a sheet of conductor above a ground plane was proposed to extend the coverage of a relay station in booster system inside tunnel [5]. To suppress the cross polarization in the H-plane of this notch antenna, the crank shaped antenna modified from the original notch antenna was proposed [6]. It was found that the radiation patterns of these antennas are tilted up from the mounting wall and they should be tilted downward in order to cover the service area. This was accomplished by using the crank shaped antenna with the parasitic elements for gain enhancement [7]. From these aforementioned literatures, it is evident that development of a bidirectional antenna that has suitable characteristics for a particular application is desired. Moreover, cost effective must be considered since the number of cell is very large. Therefore, a bidirectional antenna using a linear probe excited a rectangular ring [8] was proposed. It was pointed out that a moderate gain bidirectional antenna could be easily realized with a very cost effective. Furthermore, to applying this antenna in the multipath-fading environment, the diversity bidirectional antenna using a linear probe excited a rectangular ring is necessary. This paper presents the diversity bidirectional antenna using probe excited rectangular ring. First to design the bidirectional antenna, a choice of the ring width and height that yields the propagation in dominant mode is chosen. The ring length that provides the maximum directivity is determined. This optimum ring width, height and length is used as the antenna design parameters. Then, the diversity performance such as correlation coefficient, mean effective gain and diversity gain of two-branch antenna are investigated.

2. A Space Diversity Bidirectional Antenna using Probe Excited Rectangular Ring

The structure of a bidirectional antenna using probe excited rectangular ring consists of a linear electric probe of length l aligned along the z axis, and this probe is surrounded by a rectangular ring of the width a and height b . At the two ends of the ring, there are rectangular apertures on the planes $x = -c/2$ and $z = c/2$, respectively, as shown in Fig.1. The diversity bidirectional antenna using a linear probe excited a rectangular ring is composed of two branches of bidirectional antenna using a linear probe excited a rectangular ring as illustrated in Fig.2. It is noted that the distance between each antenna is d . This parameter is significant to investigate the diversity characteristics of the antenna.

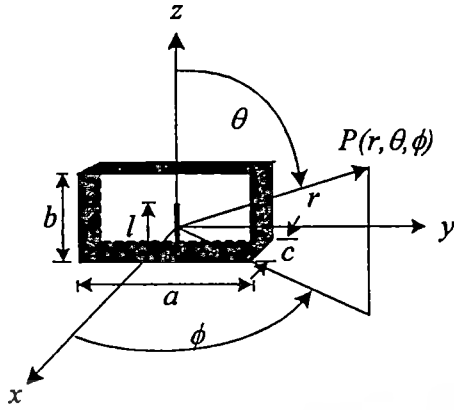


Fig.1 Antenna structure

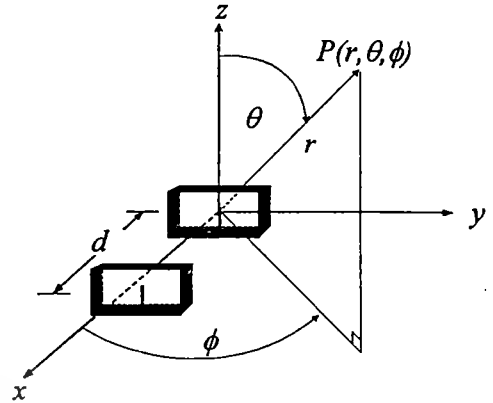


Fig.2 Diversity antenna

3. Radiation Characteristics

From the investigation [8], it is found that the optimum ring width, height and length are 0.69λ , 0.35λ and 0.25λ for the operating frequency of 1.9065 GHz. These parameters are used as the design parameters for a single element of a bidirectional antenna using probe excited rectangular ring. It is evident that the directivity of an element is 6.33 dBi with the half power beamwidth in E-plane and H-plane of 84.54 and 57.70 degrees, respectively. There is no side lobe in case of using single element of probe excited rectangular ring. The radiation pattern of bidirectional beam in E-plane and H-plane are illustrated in Fig.3.



Fig.3 Radiation pattern

4. Diversity Performance

4.1 Theoretical Expression of Diversity Characteristics

The expression for calculation of diversity characteristics such as correlation coefficient, mean effective gain, diversity gain and diversity antenna gain are shown in this section.

4.1.1 Correlation Coefficient

The correlation coefficient of two-branch diversity antenna can be expressed as [9]

$$\rho_c = \frac{|R_{12}|^2}{R_{11}R_{22}}, \quad (1)$$

where R_{ij} ($i, j = 1, 2$) is the covariance of the two received voltages induced from the complex electric field patterns $(E_{\theta_i}, E_{\phi_i})$ and $(E_{\theta_j}, E_{\phi_j})$ defined by

$$R_{ij} = 2KP_H \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [XPR \cdot E_{\theta_i}(\theta, \phi) E_{\theta_j}^*(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) + E_{\phi_i}(\theta, \phi) E_{\phi_j}^*(\theta, \phi) P_\phi(\theta, \phi)] \sin\theta d\theta d\phi, \quad (2)$$

where the subscripts i and j are the first and second branch of the diversity antenna, respectively. K is proportionality constant and $E^*(\theta, \phi)$ denotes the complex conjugate of $E(\theta, \phi)$. The best result, zero correlation, is achieved when the complex electric field patterns of the two branches are orthogonal and non-overlapped to each other.

4.1.2 Mean Effective Gain

In multipath environment, the radiation pattern of the antenna is insufficient to represent the performance of the antenna. Therefore, the more appropriate parameter, mean effective gain (MEG) which is composed of radiation pattern, propagation model and cross-polarization power ratio (XPR) is suggested. The antenna that has high value of MEG means its radiation pattern can efficiently cover the specific service area. The mean effective gain can be written by

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_e = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left[\frac{XPR}{1+XPR} G_\theta(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) + \frac{1}{1+XPR} G_\theta(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) \right] \sin\theta d\theta d\phi \quad (3)$$

4.1.3 Diversity Gain and Diversity Antenna Gain

The diversity gain G_{div} is defined as the difference of the average carrier-to-noise power ratio (CNR) at a certain value of bit error rate (BER) (usually at 10^{-3}), between the BER curve of the CNR envelope of the diversity combine output, and that of the single reference antenna output under the Rayleigh fading environment. The diversity gain with respect to BER is defined by the following [10]

$$G_{div} = \frac{\Gamma_{non}}{\Gamma_{div}} \quad (5)$$

where Γ_{non} is the average carrier-to-noise power ratio (CNR) at the prescribed BER when the signals are received by the single branch non-diversity antenna which has the greater CNR of the two branches. Γ_{div} is the average CNR in case of diversity reception. The average BER of the diversity antenna due to time varying attenuation can be obtained.

$$\bar{P}_e = \int_0^{\infty} p_e(\gamma) p(\gamma) d\gamma \quad (6)$$

where $p_e(\gamma)$ is the conditional BER when the instantaneous CNR at the detector input is γ in the Rayleigh fading channel. $p(\gamma)$ is the PDF of the instantaneous CNR after combining. From (6), the average BER can be calculated in the followings. $p(\gamma)$ of the receiving signals for the two-branch selective combining diversity under unequal median value and correlated signal condition is given as follows [11]

$$p(\gamma) = \frac{d}{d\gamma} p_r(\gamma) \quad (7)$$

where

$$p_r(\gamma) = 1 - e^{-\left(\frac{\gamma}{\Gamma}\right)} Q \left(\sqrt{\frac{2\gamma}{r\Gamma(1-\rho_e)}}, \sqrt{\frac{2\rho_e\gamma}{\Gamma(1-\rho_e)}} \right) - e^{-\left(\frac{\gamma}{\Gamma}\right)} \left(1 - Q \left(\sqrt{\frac{2\rho_e\gamma}{r\Gamma(1-\rho_e)}}, \sqrt{\frac{2\gamma}{\Gamma(1-\rho_e)}} \right) \right) \quad (8)$$

where Γ is the average CNR of the first branch, ρ_e is the correlation coefficient of the signal envelopes. r is the median value ratio defined by

$$r = \begin{cases} r_m; & r_m \leq 1 \\ \frac{1}{r_m}; & r_m > 1 \end{cases} \quad (9)$$

and

$$r_m = \frac{G_{e1}}{G_{e2}} \quad (10)$$

where G_{e1} and G_{e2} are the mean effective gain of diversity branch 1 and 2, respectively. Q is the Marcum's function defined by

$$Q(\alpha, \beta) = 1 - \int_0^{\beta} I_0(\alpha t) e^{-\left(\frac{\alpha^2+t^2}{2}\right)} dt \quad (11)$$

where I_0 is the modified Bessel function of the first kind of zeroth order.

$p_e(\gamma)$ of the $\pi/4$ shifted Quadrature Phase Shift Keying ($\pi/4$ QPSK) signals, the modulation technique employed in the Personal Communication Telephone system, with delay detection in Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel is calculated by the following equation

$$p_e(\gamma) = \frac{1}{4\pi\sqrt{2}} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-\left[\gamma\left(1-\frac{\cos t}{\sqrt{2}}\right)\right]}}{1-\frac{\cos t}{\sqrt{2}}} dt \quad (12)$$

By substituting (7)-(12) into (6), the average BER can be calculated.

The most effective parameter to assess the performance of the diversity antenna is the diversity antenna gain because it includes the correlation coefficient and the mean effective gain characteristics. It is defined as a product of the mean effective gain and the diversity gain of the diversity antenna.

$$DAG = \begin{cases} G_{e2} \cdot G_{div}; & r_m \leq 1 \\ G_{e1} \cdot G_{div}; & r_m > 1 \end{cases} \quad (13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้... ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 Results of the Analysis

The correlation coefficient of two-branch diversity antenna as a function of the distance between each branch is illustrated in Fig.4. It is obvious that the optimum correlation coefficient is obtained for some particular spacing such as 0.9λ , 1.4λ and 1.9λ . These spacing can be used as the guideline for the design of the diversity antenna. The mean effective gain of the antenna for various ring lengths is also calculated as shown in Fig.5. It is apparent that when the ring length is larger, the mean effective gain is lower. The maximum mean effective gain is realized when the ring length is 0.25λ .

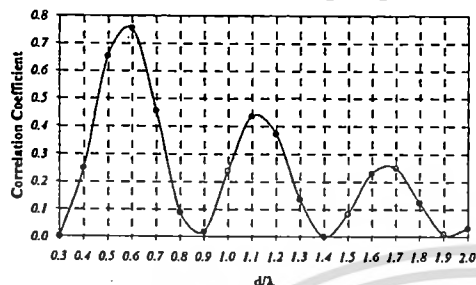


Fig.4 Correlation Coefficient

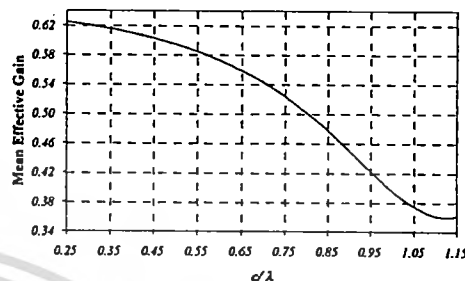


Fig.5 Mean Effective Gain

To clarify about the diversity performance of the antenna, the diversity gain and diversity antenna gain is also determined from Fig.6. It is found that the diversity gain is 8.5 dB. The corresponding diversity antenna gain is 6.5 dBi.

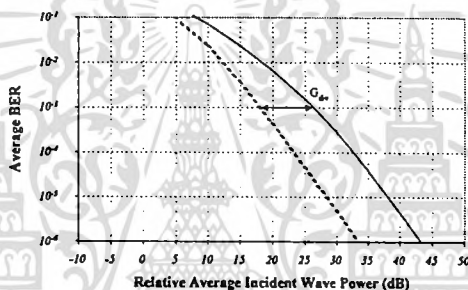


Fig.6 Diversity Gain

5. Conclusions

The diversity bidirectional antenna using probe excited rectangular ring is proposed in this paper. The radiation characteristics of a bidirectional antenna using probe excited rectangular ring is reported. Then the diversity performances are investigated. It is found that the simple and cost effective antenna to perform diversity bidirectional antenna is obtained. This antenna is very useful in multipath environment.

Acknowledgements

The authors would like to express the sincerely thank to Prof. T.Wakabayashi, Dr.K.Meksamoot and Miss P.Keowsawat for their valuable discussions.

References

- [1] L.C.Godara, "Applications of Antenna Array to Mobile Communications," *Proc.IEEE*, pp.1031-1060, July 1997.
- [2] R.C.Johnson and H.Jasik (eds.), *Antenna Engineering Handbook*, New York: McGraw-Hill, 1984, ch.2.
- [3] K.Cho and T.Hori, "Bidirectional Rod Antenna Composed of Narrow Patches," *Proc.IEEE Antenna Propagat. Soc. Symp.*, pp.174-177, June 1994.
- [4] T.Hori, K.Cho and K.Kagoshima, "Bidirectional Base Station Antenna Illuminating a Street Microcell for Personal Communication System," *9th Inst. Elect. Eng. Conf. Antennas Propagat.*, no.407, pp.419-422, Apr. 1995.
- [5] H.Arai and K.Kohzu, "A Bidirectional Notch Antenna," *IEEE AP-S, Int.Symp.*, vol.1, pp.42-45, July 1996.
- [6] K.Kohzu and H.Arai, "Dual Band Bidirectional Antenna," *Proceedings of the 1996 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.856-859, Dec. 1996.
- [7] T.Mukaiyama, H.Arai, and Y.Ebine, "Bi-directional Notch and Crank-shaped Antenna," *Proceeding of the 1997 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.417-420, Dec. 1997.
- [8] S.Kosulvit, C.Phongcharoenpanich, M.Krairiksh and T.Wakabayashi, "Radiation Characteristics of a Bidirectional Antenna Using a Linear Probe in a Rectangular Ring," *Proceedings of International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology 1998*, Beijing, pp. 337-340, Aug. 1998.
- [9] T. Taga, "Analysis for Mean Effective Gain of Mobile Antennas in Land Mobile Radio Environments," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-39, no.2, pp.117-131, May 1990.
- [10] K. Ogawa and J. Takada, "An Analysis of the Effective Performance of a Handset Diversity Antenna-proposal for the Diversity Antenna Gain Based on a Signal Bit-error Rate," *Proc. 2000 IEEE AP-S Intl. Symp.*, Salt Lake, USA, pp.294-297, July. 2000.
- [11] M. Schwartz, W.R. Bennett, and S. Stein, *Communication Systems and Techniques*, McGraw-Hill Book Company, New York, pp.469-475, 1966.

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้เผยแพร่หรือใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารหมายเลข 4



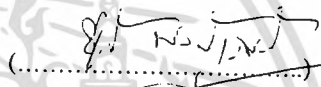
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

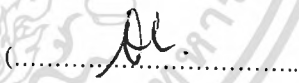
งานวิจัย เรื่อง Considerations of Array Arrangement of a Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Rectangular Ring

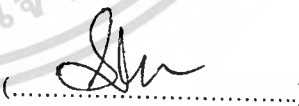
ผู้ร่วมงาน จำนวน 5 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

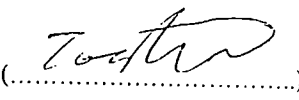
ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	20.00
2. นางสาวสุชาสินี ละมุลตรี	20.00
3. นายสมผล โกศลวิตร	20.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	20.00
5. Toshio Wakabayashi	20.00


(.....)
นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์


(.....)
นางสาวสุชาสินี ละมุลตรี


(.....)
นายสมผล โกศลวิตร


(.....)
นายโมไนย ไกรฤกษ์


(.....)
Toshio Wakabayashi

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



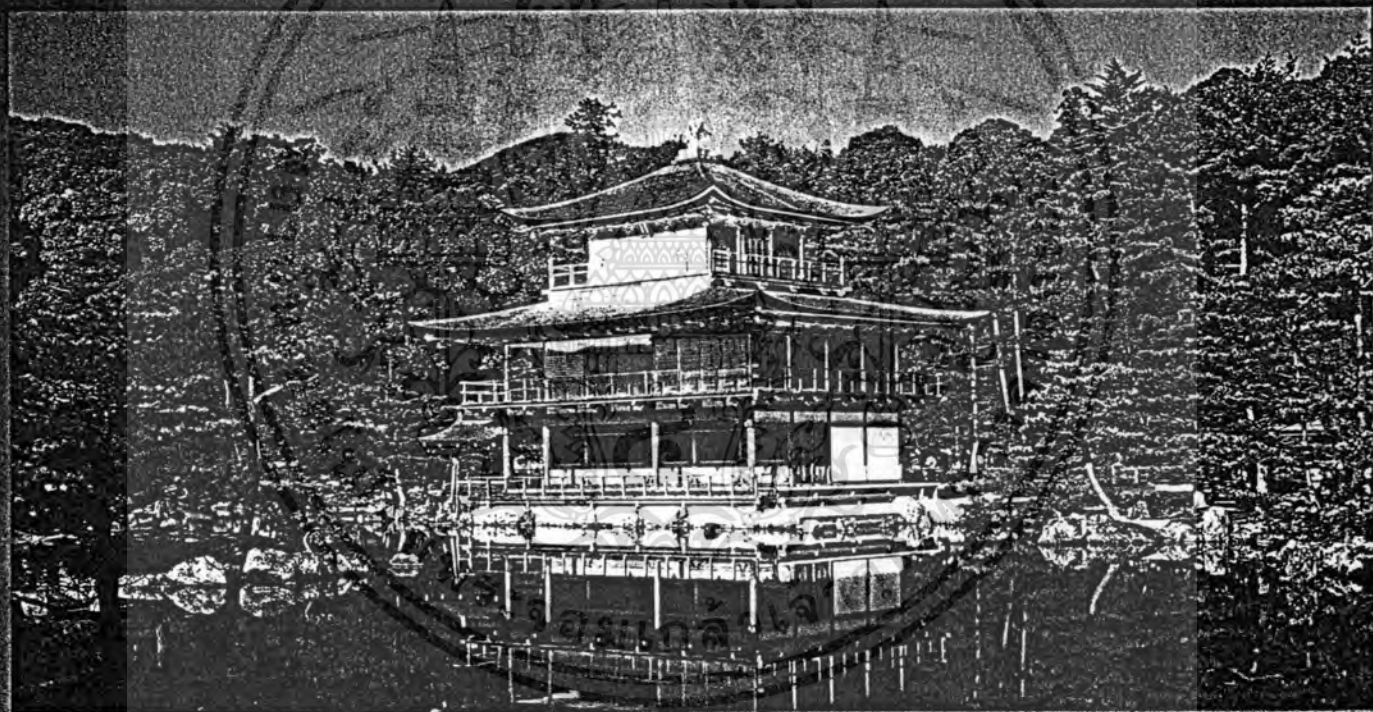
2002 Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings

APMC 2002

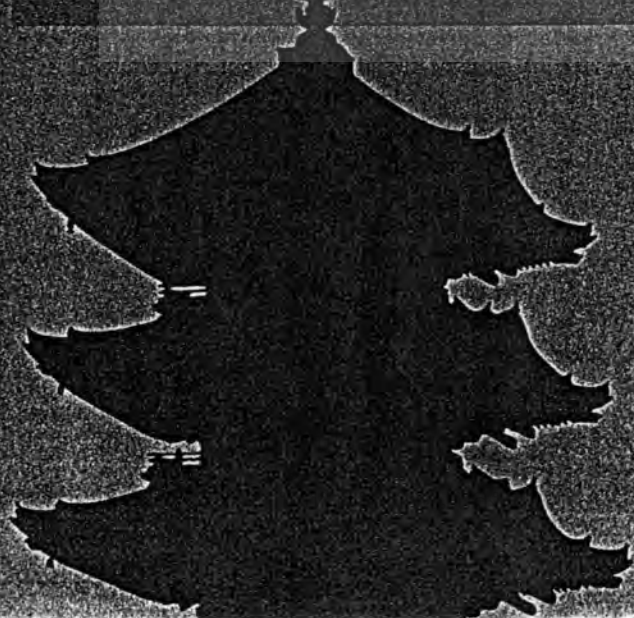
November 19-22, 2002

Kyoto International Conference Hall

Microwave Renaissance Launched from Kyoto



Volume 2



THOF66	Radiation Characteristics of Modified Microstrip Yagi-Uda Antenna E. T. Rahardjo and A. G. Wahyudi, <i>Univ. of Indonesia, INDONESIA</i> 1268	1268
THOF67	Design of Single-Feed Tri-Band Planar Inverted-F Antenna C. Y. Chiu, K. M. Shum, C. H. Chan, and Q. Xue, <i>City Univ. of Hong Kong, *Southeast Univ. CHINA</i> 1272	1272
THOF68	Considerations of Array Arrangement of a Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Rectangular Ring C. Phongcharoenpanich, S. Lamultree, S. Kosulvit, M. Krairiksh, and T. Wakabayashi*, <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, THAILAND, *Tokai Univ, JAPAN</i> 1275	1275
THOF69	An Analysis of Wide Band Strip Loop Antennas S. Hanafusa and Y. Mitake, <i>SANYO Electric Co., Ltd., JAPAN</i> 1279	1279
THOF70	A 2.4 GHz Polarization-Diversity Printed Dipole-Antenna with Integrated Balun and Polarization-Switching Circuit for Wireless LAN Applications L.-C. Kuo and H.-R. Chuang, <i>National Cheng Kung Univ., TAIWAN</i> 1282	1282
THOF71	Rampart Slot Array Fed by Coplanar Waveguide S.-Y. Chen and P. Hsu, <i>National Taiwan Univ., TAIWAN</i> 1286	1286
THOF72	Microstrip Array Antenna using Both-Sided MIC Feed Circuits K. Egashira, E. Nishiyama, and M. Aikawa, <i>Saga Univ., JAPAN</i> 1288	1288
THOF73	A Microstrip Feed Wide Slot Antenna for RFID System S. K. Padhi and N. C. Karmakar, <i>Nanyang Technological Univ., SINGAPORE</i> 1292	1292
THOF74	A Single-Feed Dual-Band Planar Inverted-F Antenna with U-shaped Slot for Wireless Local Area Network Applications K. Oh, Y. Han, J. Choi, and Y. Chong*, <i>Hanyang Univ., *Electronics and Telecommunications Research Institute, KOREA</i> 1296	1296
THOF75	Patch-Antenna with Photonic Bandgap Electromagnetic Shield K. Matsugatani and M. Tanaka, <i>DENSO Corp., JAPAN</i> 1300	1300
THOF76	Pulse Amplification Characteristics of Er-Yb Codoped Garnet Crystal Waveguide-Type Optical Amplifiers Y. Miyazaki and K. Takei, <i>Toyohashi Univ. of Technology, JAPAN</i> 1304	1304
THOF77	Low Cost Fabrication of YBCO Films by the MOD Process for Microwave Applications A. Sanada, M. Kimura, and I. Awai, <i>Yamaguchi Univ., JAPAN</i> 1308	1308
THOF78	Measurement of Electric Field Distributions in Microwave Circuits using Small Probe Antenna and Comparison with FD-TD method T. Hiraoka, T. Ishikawa, T. Anada, J.-P. Hsu, and C. Christopoulos*, <i>Kanagawa Univ., JAPAN, *Nottingham Univ., U.K.</i> 1312	1312
THOF79	Withdrawn	
THOF80	Some New Techniques Used in the Frequency-Varying Method for Measuring Electromagnetic Parameters with a Flanged Open-Ended Coaxial Probe Y. Dong, C. Cheng, M. Niu, and D. Xu, <i>Shanghai Univ., CHINA</i> 1316	1316
THOF81	Accuracy of Dielectric Permittivity Measurements using Whispering Gallery Mode Open Resonators A. Abramowicz, K. Derzakowski, and J. Krupka, <i>Warsaw Univ. of Technology, POLAND</i> 1320	1320
THOF82	On TAN Self-Calibration for On-Wafer S-Parameter Measurements C.-H. Tseng and T.-H. Chu, <i>National Taiwan Univ., TAIWAN</i> 1324	1324
THOF83	Detection of Microwave Emission in Hypervelocity Impact on Aluminum K. Maki, T. Takano, A. Yamori, and N. Kawashima*, <i>The Institute of Space and Astronautical Science, *Kinki Univ., JAPAN</i> 1327	1327
THOF84	Dual Channel IF Substitution System for Microwave Attenuation Standard A. Widarta and T. Kawakami, <i>National Metrology Institute of Japan NMIJ/AIST, JAPAN</i> 1331	1331
THOF85	Withdrawn	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษายเท่านั้น. ไม่นับญาติเห็นาใบลิขสิทธิ์งานด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Considerations of Array Arrangement of a Bidirectional Antenna using a Probe Excited Rectangular Ring

Chuwong Phongcharoenpanich[†], Suthasinee Lamultree[†], Sompol Kosulvit[†],
Monai Krairiksh[†] and Toshio Wakabayashi[‡]

[†]Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand

Phone : (662) 7373000 Ext.3346 Fax : (662) 3269086 E-mail : kpchuwon@kmitl.ac.th

[‡]School of Engineering, Tokai University, Hiratsuka, Kanagawa, 259-12, Japan

Abstract Radiation properties of a bidirectional antenna by using the linear array of a probe excited rectangular ring is described in this paper. The element of a bidirectional antenna is first designed to achieve the maximum directivity. The directivity can be further increased by arranging these elements to form the on- and off-axis linear array. The directivity characteristic for these various geometries are investigated and compared. The proposed structure is very useful in the design of the bidirectional antenna with narrow path and service area.

Key words: bidirectional antenna, rectangular ring, probe

1. Introduction

A bidirectional antenna is very useful for applying to the long and narrow path service area such as the highway, the tunnel, and the corridor; the bidirectional antenna is installed in place of the omnidirectional ones [1]. The conventional bidirectional antennas are made up by combining two unidirectional antennas such as Yagi pointed in opposite directions or the omnidirectional antenna such as monopoles excited by appropriate phase [2]. The antenna constructed by this technique suffers from feeder loss and complicated structure that results in expensiveness. Thus, researches and developments on bidirectional antenna have been continuously conducted. The bidirectional narrow patch antenna (BNPA), which has narrow patches on both sides of a narrow dielectric substrate fed by a parallel stripline is easily fabricated by printing patches and feeding network on a substrate. However, BNPA has low radiation efficiency. The radiation efficiency can be improved by adding two opposing parasitic patches to a BNPA to form the so-called BNPA-P [3]. It was found that gain is higher than a collinear antenna of the same length. For a wide street about the width ranging from 30 to 60 meters, a BNPA element is developed to be a bidirectional rod antenna (BIRA) that possesses an optimum beam shape [4]. Furthermore, a bidirectional antenna using two notch antennas cut in a sheet of conductor above a ground plane was proposed to extend the coverage of a relay station in booster system inside tunnel [5]. To suppress the cross polarization in the H-plane of this notch antenna, the crank shaped antenna modified from the original notch antenna was proposed [6]. It was found that the radiation patterns of these antennas are tilted up from the mounting wall and they should be tilted

downward in order to cover the service area. This was accomplished by using the crank shaped antenna with the parasitic elements for gain enhancement [7]. From these aforementioned literatures, it is evident that development of a bidirectional antenna that has suitable characteristics for a particular application is desired. Moreover, cost effective must be considered since the number of cell is very large. Therefore, a bidirectional antenna using a linear probe excited a rectangular ring [8] was proposed. It was pointed out that a moderate gain bidirectional antenna could be easily realized with a very cost effective. Moreover, the directivity can be increased by forming an array of a probe excited rectangular ring.

This paper describes the considerations of array arrangement of a bidirectional antenna using a linear array of a probe excited rectangular ring. A choice of the ring width and height that yields the propagation in dominant mode is first chosen. The ring length that provides the maximum directivity is determined. This optimum ring height, width and length is used as the design parameters for an element. Subsequently, the array of a probe excited rectangular ring is investigated and characterized. The array on x , y and z axes and off axis in xy plane are examined. The results of directivity are obtained. The further applications are very useful in the antenna design for mobile communication of the long and narrow path service area.

2. A Probe Excited Rectangular Ring Radiating Bidirectional Pattern

An element of a probe excited rectangular ring radiating bidirectional pattern comprises a linear electric probe of the length l aligned along the y axis, and this probe is surrounded by a rectangular ring of the width a and height b . At the two ends of the ring, there are two rectangular apertures on the planes $z = -c/2$ and $z = c/2$, respectively, as shown in Fig.1.

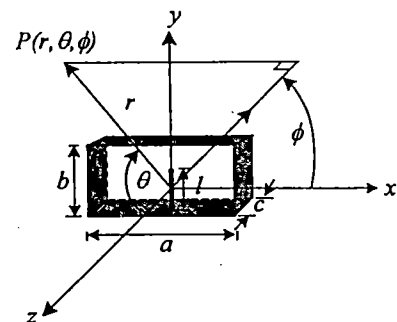


Fig.1 A bidirectional antenna using an element of a probe excited rectangular ring

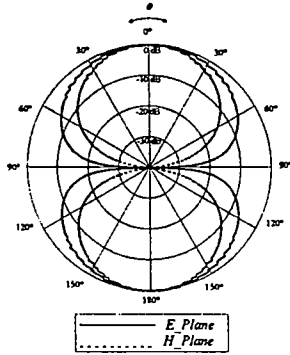


Fig.2 Radiation pattern of a probe excited rectangular ring

From the reference [8], it was found that the optimum ring width, height and length are 0.35λ , 0.69λ and 0.25λ for the operating frequency of 1.9065 GHz. These parameters are used as the design parameters for a single element of a bidirectional antenna using a probe excited rectangular ring. It is evident that the directivity of an element is 6.33 dBi with the half power beamwidth in E-plane and H-plane of 84.7 and 57.5 degrees, respectively. There is no side lobe in case of using single element of a probe excited rectangular ring as illustrated in Fig.2.

3. An Array of a Probe Excited Rectangular Ring Accomplishing Bidirectional Pattern

The formulations of the total fields of the array antenna are examined by means of the pattern multiplication of the element pattern and the array factor of the linear array. Subsequently, the radiation characteristics corresponding to the radiated fields will be analyzed in the next section.

Array with On-Axis Arrangement

There are three configurations of the antenna arrangements on axis to be analyzed i.e., x , y and z directions which are referred to as side-by-side, collinear and face-to-face geometries as shown in Fig.3(a) through 3 (c). These configurations are investigated to characterize the bidirectional beam.

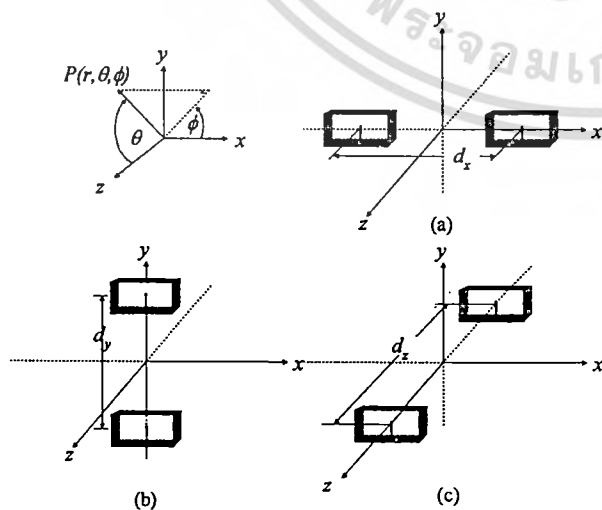


Fig.3 On-axis array of a probe excited rectangular ring

Array with Off-Axis Arrangement

Subsequently, the array oriented with off axis arrangement is investigated. It was found that the bidirectional pattern was not obtained for the element located in xz and yz planes. Therefore, only the element in xy plane will be analyzed in this paper. Fig.4 illustrates the array of a probe excited rectangular ring in xy plane.

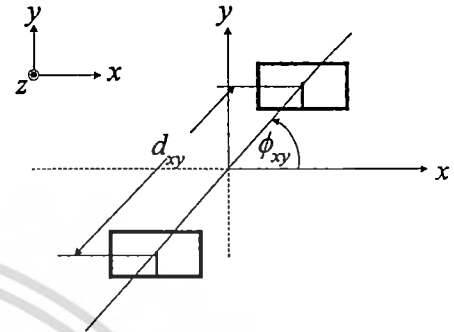


Fig.4 Off-axis array of a probe excited rectangular ring

4. Radiation Characteristics

Array with On-Axis Arrangement

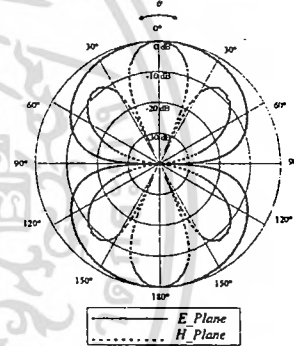


Fig.5 Radiation pattern of array on x axis

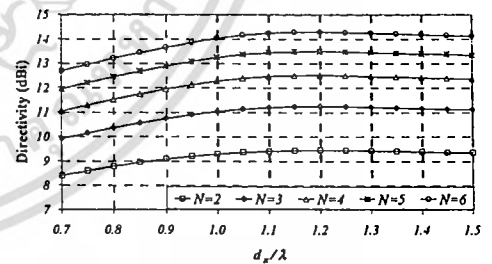


Fig.6 Directivity of array on x axis

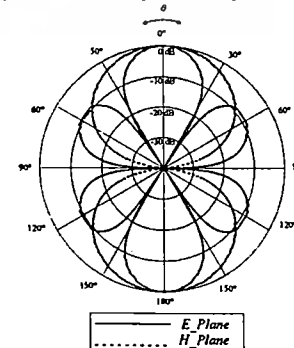


Fig.7 Radiation pattern of array on y axis

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

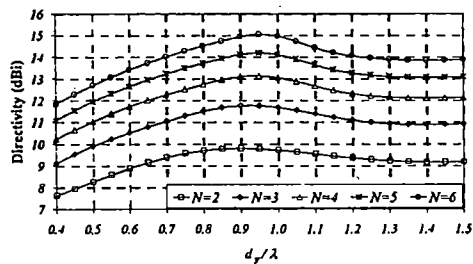


Fig.8 Directivity of array on y axis

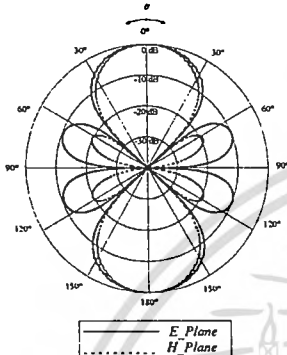


Fig.9 Radiation pattern of array on z axis

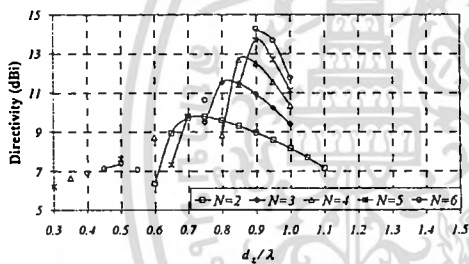


Fig.10 Directivity of array on z axis

Array on z axis (Face-to-face configuration)

When the elements are arranged on z axis as the face-to-face configuration, the radiation pattern and directivity are shown in Fig. 9 and Fig. 10, respectively. The directivity is different from the case of side-by-side and collinear configurations. The bidirectional pattern can be obtained only for some cases of the spacing as shown in Fig.10. The spacing that yields the maximum directivity for various numbers of elements is different. Therefore, the graph in Fig.10 is very useful as the guideline for selecting the suitable spacing for various numbers of elements that obtains the bidirectional beam pattern with the specific directivity.

Array with Off-Axis Arrangement

To clarify about the relation between the array arrangement and the antenna characteristics, the off-axis array will be considered in this section. The angles with respect to x axis are varied among 30°, 45° and 60°, respectively to observe the variation of the radiation characteristics of the antenna with the orientation.

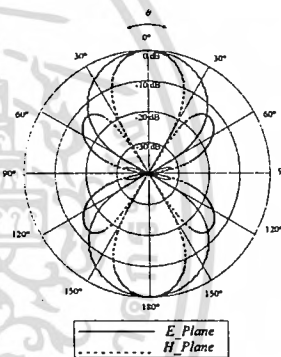


Fig.11 Radiation pattern of array for $\phi_{xy}=30^\circ$

Array on x axis (Side-by-side configuration)

According to the arrangement of the array element along x axis to form side-by-side geometry as illustrated in Fig.3 (a), the radiation characteristics will be reported in this subsection. Fig.5 shows the radiation pattern of array on x axis. Fig.6 shows the directivity as a function of the spacing between the element in the array along x axis. It is seen that the directivity is monotonically increased as the spacing between the element until maximum of 9.45 dBi for 2 elements at the spacing of 1.20λ , and then the directivity will be slightly decreased when the spacing larger than 1.20λ . It is noted that the directivity is increased as the beamwidth in H-plane is decreased.

Array on y axis (Collinear configuration)

In the same fashion as the previous section, the radiation pattern and directivity in case of y axis or collinear configuration are shown in this subsection as illustrated in Fig.7 and Fig.8 respectively. It is obvious that the directivity is increased as the spacing between the element is higher until it is maximum at 9.80 dBi for the optimum spacing of 0.90λ . Then, the directivity is lower when the spacing is further decreased. The variation of directivity is due to the change of E-plane pattern.

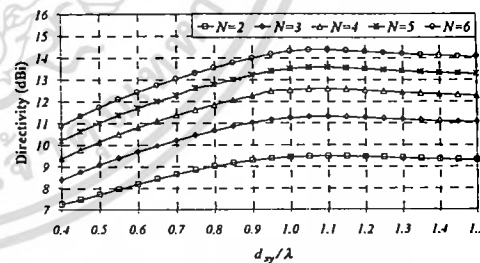


Fig.12 Directivity of array in xy plane for $\phi_{xy}=30^\circ$

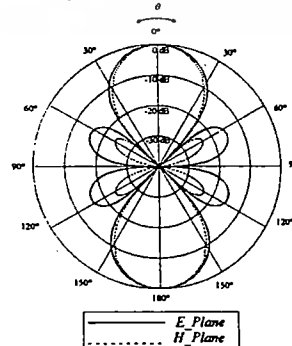


Fig.13 Radiation pattern of array for $\phi_{xy}=45^\circ$

สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

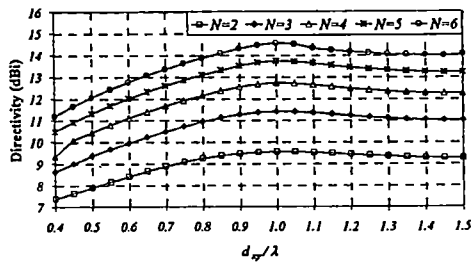


Fig.14 Directivity of array in xy plane for $\phi_{xy}=45^\circ$

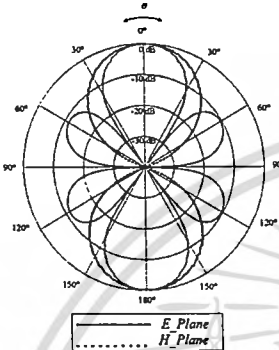


Fig.15 Radiation pattern of array for $\phi_{xy}=60^\circ$

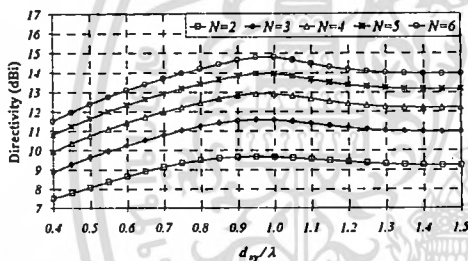


Fig.16 Directivity of array in xy plane for $\phi_{xy}=60^\circ$

Array in xy plane for $\phi_{xy}=30^\circ$

It is apparent from Fig.11 and Fig.12 that the directivity of the antenna in case of the off-axis arrangement in xy plane for $\phi_{xy}=30^\circ$ is higher than side-by-side array but less than collinear array. The bidirectional pattern is obtained. The optimum spacing that provides the maximum directivity for all number of elements is 1.10λ . The array with two elements yields maximum directivity of 9.48 dBi.

Array in xy plane for $\phi_{xy}=45^\circ$

From Fig.13 and Fig.14, it can be seen that when ϕ_{xy} is changed to 45° the directivity can be further increased. The optimum spacing is λ . The maximum directivity when the number of element is two is 9.55 dBi.

Array in xy plane for $\phi_{xy}=60^\circ$

Fig.15 and Fig.16 show the radiation pattern and directivity of the array in xy plane for $\phi_{xy}=60^\circ$. It is obvious that the directivity is slightly higher than the case of $\phi_{xy}=30^\circ$ and 45° . However, the optimum spacing for any element number is 0.95λ . The observed directivity for two elements is 9.66 dBi.

5. Conclusions

Directivity enhancement of a bidirectional antenna is realized by arranging the element of a probe excited rectangular ring to form the linear array. There are two structures of the linear array to be investigated, viz., on axis (x , y and z axes) and off axis in xy plane geometry. It is found that the array on x axis affects to the beam in the H-plane whereas the array on y axis influences to the E-plane pattern. However, both E- and H-plane patterns were impacted by the array on z axis configuration. Moreover, the directivity can be further adjusted by placing the element to be off the axis in the xy plane. From the investigations, it is evident that a linear array of collinear arrangement yields optimum directivity. The directivity will be decreased when the location is nearly the side by side configurations. Therefore, this analysis result is very useful in the design of the planar array that performs the bidirectional pattern to enhance the coverage service area. These antennas have been successfully installed for the PCT (Personal Communication Telephone) system in Thailand.

Acknowledgements

The authors would like to express the acknowledgements to the anonymous reviewer and Prof. Jun-ichi Takada of Tokyo Institute of Technology for his valuable discussions.

References

- [1] L.C.Godara, "Applications of Antenna Array to Mobile Communications," *Proc.IEEE*, pp.1031-1060, July 1997.
- [2] R.C.Johnson and H.Jasik (eds.), *Antenna Engineering Handbook*, New York: McGraw-Hill, 1984, ch.2.
- [3] K.Cho and T.Hori, "Bidirectional Rod Antenna Composed of Narrow Patches," *Proc.IEEE Antenna Propagat. Soc. Symp.*, pp.174-177, June 1994.
- [4] T.Hori, K.Cho and K.Kagoshima, "Bidirectional Base Station Antenna Illuminating a Street Microcell for Personal Communication System," *9th Inst. Elect. Eng. Conf. Antennas Propagat.*, no.407, pp.419-422, Apr. 1995.
- [5] H.Arai and K.Kohzu, "A Bidirectional Notch Antenna," *IEEE AP-S, Int.Symp.*, vol.1, pp.42-45, July 1996.
- [6] K.Kohzu and H.Arai, "Dual Band Bidirectional Antenna," *Proceedings of the 1996 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.856-859, Dec. 1996.
- [7] T.Mukaiyama, H.Arai, and Y.Ebine, "Bi-directional Notch and Crank-shaped Antenna," *Proceeding of the 1997 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.417-420, Dec. 1997.
- [8] S.Kosulvit, C.Phongcharoenpanich, M.Krairiksh and T.Wakabayashi, "Radiation Characteristics of a Bidirectional Antenna Using a Linear Probe in a Rectangular Ring," *Proceedings of International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology 1998*, Beijing, pp. 337-340, Aug. 1998.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารหมายเลข 5



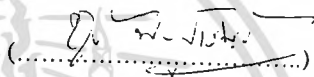
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

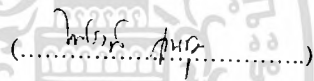
การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

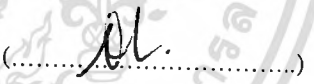
งานวิจัย เรื่อง Calculation of Radiation Characteristics of a Circumferential Slot on Cylindrical Structure using Vector Potential Approach

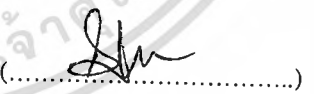
ผู้ร่วมงาน จำนวน 4 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	25.00
2. นายไพโรจน์ วุ่นซุม	25.00
3. นายสมผล โกศลวิตร	25.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	25.00


(.....)
นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์


(.....)
นายไพโรจน์ วุ่นซุม


(.....)
นายสมผล โกศลวิตร


(.....)
นายโมไนย ไกรฤกษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IT C IS 2002



Proceedings The Second International Symposium on Communications and Information Technology

23-25 October 2002
Central Hotels&Resorts, Pattaya
Chonburi, Thailand



IEEE COMMUNICATIONS
SOCIETY
THAILAND CHAPTER

- 13.20 **Blind Channel Estimation Using a Stabilized Fast Transversal Filter Algorithm for Adaptive Group-Blind Multiuser Detector.....** 309
S. Tan-a-ram and W. Benjapolakul
Chulalongkorn University, Thailand
- 13.40 **Quality Analysis of Non-Regenerative Relay Network in Millimeter-Wave Fixed Broadband Wireless Access.....**313
J. Sangiamwong, N. Harada, K. Tsukamoto, and S. Komaki
Osaka University, Japan
- 14.00 **Study on Joint Angle and Delay Estimation Based on MUSIC for Multipath Fading Signals.....**317
P. Satayarak, P. Rawiwan, M. Chamchoy, P. Supanakoon, and P. Tangtisanon
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
- 14.40 Coffee Break

Session: Antenna I

Room: Pattaya Hall 1

F 1.4

Chairpersons: 1. Assoc. Prof. Dr. Wiroj Homsup, *Royal Thai Airforce, Thailand*

2. Assoc. Prof. Vech Vivek, *King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Thailand*

- 15.00 **Characteristic Impedance Analysis in V-and W-Shaped Edge Shielded Microstrip Line** 321
T. Sophonkanaporn and N. Homsup
Kasetsart University, Thailand
- 15.20 **Design and Experiment of a Circularly Polarized Conical Beam Helical Array Antenna.....**325
C. Phongcharoenpanich, S. Lamultree, and C. Surawatpunya
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
- 15.40 **Calculation of Radiation Characteristics of a Circumferential Slot on Cylindrical Structure using Vector Potential Approach.....** 329
C. Phongcharoenpanich, P. Wounchoum, S. Kosulvit, and M. Krairiksh
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand

Friday, October 25, 2002

Room: Pattaya Hall 2

Session: Video Processing and Coding

Room: Pattaya Hall 2

F 2.1

Chairpersons: 1. Dr. C. Charoenlarnnoppa, *Sirindhorn International Institute of Technology, Thailand*

2. LiMinn ANG, *Monash University, Malaysia*

- 09.20 **A Smoothing Method for Reduced Frame Rate Video Sequence Using Interpolation-Based Approaches.....**333
S. Ratanasanya, T. Amornraksa, and B. Thipakorn
King Mongkut's University of Technology Thonburi, Thailand
- 09.40 **Enhancing Performance of Video Transmission by Suppressing Color Components.....**337
P. Wongtrakulchai, S. Ratanasanya, T. Amornraksa, and B. Thipakorn
King Mongkut's University of Technology Thonburi, Thailand
- 10.00 **Object-Based Video Analysis and Interpretation for Systematic Video Understanding.....**341
J. N. Hwang, Y. Luo, T. D. Wu, and S. Aramvith
University of Washington, USA, Institute for Information Industry, Taiwan
Chulalongkorn University, Thailand

10.40 Coffee Break

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญาดให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ XX Proceedings 2002 International Symposium on Communication and Information Technology และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Calculation of Radiation Characteristics of a Circumferential Slot on Cylindrical Structure using Vector Potential Approach

Chuwong Phongcharoenpanich, Phairote Wouchoum, Sompol Kosulvit and Monai Krairiksh

Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand
Phone: (662) 7373000 Ext.3346 Fax: (662) 3269086 E-mail: kpchuwon@kmitl.ac.th

Abstract

This paper presents the calculation of radiation characteristics of a circumferential slot on cylindrical structure using vector potential approach. The method of calculation is straightforward. The radiation characteristics such as radiation pattern, half power beamwidth, front to back ratio and directivity are examined and analyzed. The result of the analysis is very useful in the design of the circumferential cylindrical slot array antenna.

1. Introduction

Lately, the point to point communications has extensively and continuously received an attention for several decades. The antenna that can useful for the point to point communication is the antenna radiating unidirectional beam pattern. There have been the developments of these antenna types in literature [1]. The unidirectional beam antenna can be achieved by using some types of antenna structures such as microstrip antenna operating at fundamental modes [2], horn antenna [3], reflector antenna [4] and many others. In addition, the unidirectional beam can be obtained by using some specific antenna that is arranged to form the array configuration [5]-[6]. One alternative way is carried out by placing the antenna near the reflector or the ground plane [7]. However, each antenna belongs to its own advantage and disadvantage. This paper proposes to accomplish the unidirectional beam by using a circumferential slot on cylindrical structure. This antenna can provide vertically polarized radiation. The structure is simple by cutting the slot on cylindrical conducting structure. In this paper, the radiation characteristics such as radiation pattern, half power beamwidth, front to back ratio and directivity are calculated and analyzed. The radiation properties of the antenna depend on the cylindrical radius. The results from the analysis are very useful for designing the circumferential slot array antenna.

2. Configuration of the problem

Let us consider an arbitrary aperture located at the surface of the conducting cylinder. This cylinder of the radius a is aligned along z axis as shown in Fig.1. The notations used in this paper have usual meanings.

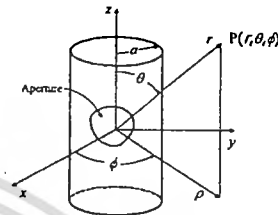


Fig.1 An aperture on cylinder

3. Formulations

The formulations of the derivations for the electromagnetic fields radiation from an arbitrary aperture on the conducting cylinder is described in this section. In order to determine the radiated fields from this aperture, the tangential electric field of the conducting cylinder must be prescribed. The general expression of cylindrical transformation of the tangential electric field can be written in the form of

$$\bar{E}_z(n, h) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\phi \int_{-\infty}^{\infty} dz E_z(a, \phi, z) e^{-jn\phi} e^{-jhz} \quad (1a)$$

$$\bar{E}_\phi(n, h) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\phi \int_{-\infty}^{\infty} dz E_\phi(a, \phi, z) e^{-jn\phi} e^{-jhz} \quad (1b)$$

The inverse transformation of (1a) and (1b) those are tangential electric fields of cylinder can also be expressed as

$$E_z(a, \phi, z) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{E}_z(n, h) e^{jhz} dh \quad (2a)$$

$$E_\phi(a, \phi, z) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{E}_\phi(n, h) e^{jhz} dh \quad (2b)$$

where the field in ϕ direction can be derived from the Fourier series whereas the field in z direction can be derived from Fourier integral as written in (2a) and (2b), respectively.

The radiated fields from the cylindrical antenna can be expressed in terms of the combination of the TE and TM modes as follows:

$$\bar{E} = -\frac{1}{\epsilon} \nabla \times \bar{F} - j\omega \bar{A} + \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla \nabla \cdot \bar{A} \quad (3a)$$

$$\bar{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{A} - j\omega \bar{F} + \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla \nabla \cdot \bar{F} \quad (3b)$$

where $\bar{A} = A_z \hat{a}_z$ and $\bar{F} = F_z \hat{a}_z$. The auxiliary vector wave function can be written as

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_z = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} f_n(h) H_n^{(2)}(\rho\sqrt{k^2-h^2}) e^{jh^z} dh \quad (4a)$$

$$F_z = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} g_n(h) H_n^{(2)}(\rho\sqrt{k^2-h^2}) e^{jh^z} dh \quad (4b)$$

The electric fields corresponding to those vector potentials can be shown as

$$E_z(\rho, \phi, z) = \frac{1}{2\pi j\omega\mu\epsilon} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} (k^2 - h^2) f_n(h) H_n^{(2)}(\rho\sqrt{k^2-h^2}) e^{jh^z} dh \quad (5a)$$

$$E_\phi(\rho, \phi, z) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[-\frac{nh}{j\omega\mu\epsilon\rho} f_n(h) H_n^{(2)}(\rho\sqrt{k^2-h^2}) + \frac{1}{\epsilon} g_n(h) \sqrt{k^2-h^2} H_n^{(2)\prime}(\rho\sqrt{k^2-h^2}) \right] e^{jh^z} dh \quad (5b)$$

By applying the tangential field at the aperture using $\rho = a$ in (5) and equating with (2), the unknown coefficient $f_n(h)$ and $g_n(h)$ can be determined as illustrated in (6a) and (6b), respectively as

$$f_n(h) = \frac{j\omega\mu\epsilon \tilde{E}_z(n, h)}{(k^2 - h^2) H_n^{(2)}(a\sqrt{k^2-h^2})} \quad (6a)$$

$$g_n(h) = \frac{\epsilon}{\sqrt{(k^2-h^2)} H_n^{(2)\prime}(a\sqrt{k^2-h^2})} \left[\tilde{E}_\phi(n, h) + \frac{nh}{a(k^2-h^2)} \tilde{E}_z(n, h) \right] \quad (6b)$$

By back substituting these coefficients into (4), the equations can be solved. However, (4) is difficult to determine the far field. Hence, we will use asymptotic expression instead. We will approximate in case of $r \rightarrow \infty$ and when $h = -k \cos \theta$, that yields

$$A_z \approx \frac{e^{-jkr}}{\pi r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} j^{n+1} f_n(-k \cos \theta) \quad (7a)$$

$$F_z \approx \frac{e^{-jkr}}{\pi r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} j^{n+1} g_n(-k \cos \theta) \quad (7b)$$

The vector potentials can be written in cylindrical coordinate system as

$$\vec{A}(r, \theta, \phi) = \{A_z\} \cos \theta \hat{a}_r - \{A_z\} \sin \theta \hat{a}_\theta \quad (8a)$$

$$\vec{F}(r, \theta, \phi) = \{F_z\} \cos \theta \hat{a}_r - \{F_z\} \sin \theta \hat{a}_\theta \quad (8b)$$

The radiated field can be shown as

$$E_r(r, \theta, \phi) \approx 0 \quad (9a)$$

$$E_\theta(r, \theta, \phi) \approx -\frac{e^{-jkr}}{\pi r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{j^{n+1} e^{jn\phi} \tilde{E}_z(n, -k \cos \theta)}{\sin \theta H_n^{(2)}(ka \sin \theta)} \quad (9b)$$

$$E_\phi(r, \theta, \phi) \approx \frac{e^{-jkr}}{\pi r} \times \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{j^n e^{jn\phi}}{H_n^{(2)\prime}(ka \sin \theta)} \left(\tilde{E}_\phi(n, -k \cos \theta) - \frac{n \cot \theta}{ka \sin \theta} \tilde{E}_z(n, -k \cos \theta) \right) \quad (9c)$$

$$H_r(r, \theta, \phi) \approx 0 \quad (9d)$$

$$H_\theta(r, \theta, \phi) \approx -\frac{1}{\eta} E_\theta(r, \theta, \phi) \quad (9e)$$

$$H_\phi(r, \theta, \phi) \approx \frac{1}{\eta} E_\phi(r, \theta, \phi) \quad (9f)$$

where η is the intrinsic impedance $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ and equal to $120\pi \Omega$ for free space.

Next, a circumferential slot on cylinder is considered in place of an arbitrary aperture. Let us see a circumferential slot of the length L and the width W and the cylindrical radius of a as shown in Fig.2.

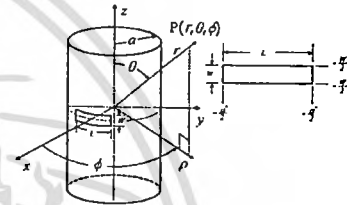


Fig.2 A circumferential slot on cylinder

The center of each slot is located at $\phi = 0^\circ$ and $z = 0$. The voltage distribution along slot is assumed to be sinusoidal distribution as

$$E_z = \frac{V}{W} \cos\left(\frac{\pi\phi}{\alpha}\right) \quad \begin{cases} -\frac{W}{2} < z < \frac{W}{2} \\ -\frac{\alpha}{2} < \phi < \frac{\alpha}{2} \end{cases} \quad (10)$$

and for elsewhere,

$$E_\phi = 0. \quad (11)$$

When we consider the case of narrow slot $\alpha \rightarrow 0$ and by substituting (10) into (1), we obtain

$$\tilde{E}_z(n, h) = \frac{V\alpha \cos(n\alpha/2)}{\pi^2 - (n\alpha)^2} \quad (12a)$$

$$\tilde{E}_\phi(n, h) = 0 \quad (12b)$$

By substituting into (9), the radiated field from circumferential slot can be derived as

$$E_r(r, \theta, \phi) \approx 0 \quad (14a)$$

$$E_\theta(r, \theta, \phi) \approx -\frac{V\alpha e^{-jkr}}{\pi r \sin \theta} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{c_n j^{n+1} \cos(n\phi) \cos(n\alpha/2)}{[\pi^2 - (n\alpha)^2] H_n^{(2)}(ka \sin \theta)} \quad (14b)$$

$$E_\phi(r, \theta, \phi) \approx \frac{V\alpha e^{-jkr}}{\pi r ka \sin \theta} \cot \theta \sum_{n=1}^{\infty} \frac{c_n n j^{n+1} \sin(n\phi) \cos(n\alpha/2)}{[\pi^2 - (n\alpha)^2] H_n^{(2)\prime}(ka \sin \theta)} \quad (14c)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

where
$$c_n = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 2, & n \neq 0 \end{cases} \quad (15)$$

In addition, in case of half wave slot ($L = \alpha a = \lambda/2$) on the cylinder, we obtain

$$E_\theta(r, \theta, \phi) \approx \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{Vka}{\pi^2 \sin \theta} \sum_{n=0}^{\infty} c_n j^{n+1} \frac{\cos(n\phi) \cos(n\pi/2ka)}{[(ka)^2 - n^2] H_n^{(2)}(ka \sin \theta)} \quad (16a)$$

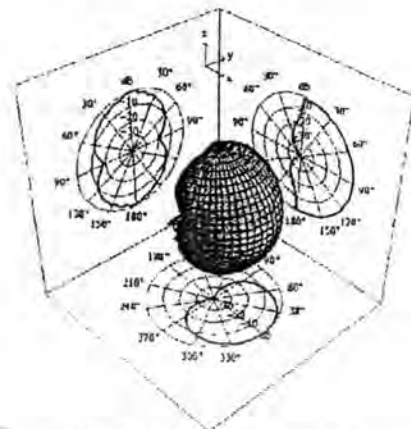
$$E_\phi(r, \theta, \phi) \approx \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{V \cot \theta}{\pi^2 \sin \theta} \sum_{n=1}^{\infty} c_n n j^{n+1} \frac{\sin(n\phi) \cos(n\pi/2ka)}{[(ka)^2 - (n^2)] H_n^{(2)}(ka \sin \theta)} \quad (16b)$$

4. Analytical Results

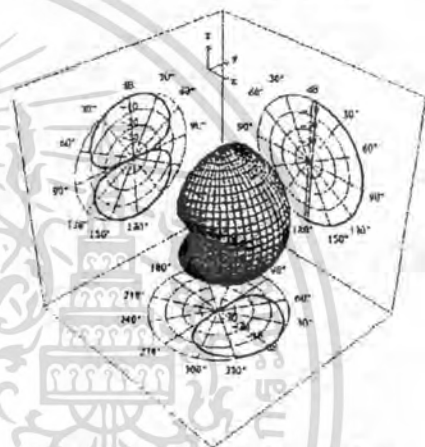
The analytical results of the radiation characteristics such as radiation pattern, half power beamwidth, front to back ratio and directivity are shown in this section.

A. Radiation pattern

The three dimensional radiation pattern of the circumferential slot on cylinder for various radii are shown in Fig.3(a) through Fig.3(f). It is obvious that when the radius is larger, the level of the back lobe will be decreased. The radiation pattern approaches the pattern of the horizontal slot on infinite ground plane when the radius of the cylinder tends to infinity.

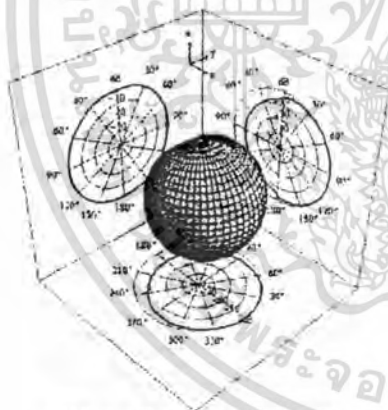


(c) $a = 5.0\lambda$ or $ka = 31.415$

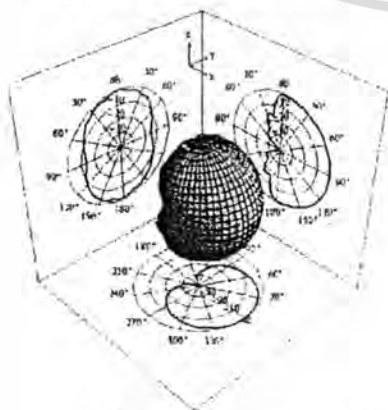


(d) $a = \text{infinity}$ or $ka = \text{infinity}$

Fig.3 Radiation pattern



(a) $a = 0.1\lambda$ or $ka = 0.628$



(b) $a = 1.0\lambda$ or $ka = 6.283$

B. Half power beamwidth

Half power beamwidth in xy and xz planes of the circumferential slot on cylinder are illustrated in Fig.4 and Fig.5, respectively. It is found that the half power beamwidth approach the beamwidth of the horizontal slot on infinite ground plane i.e., half power beamwidth in xy and xz planes are 78 and 180 degrees, respectively when the radius is larger.

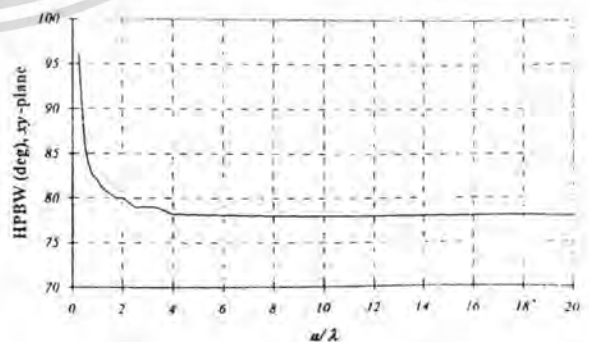


Fig.4 Half power beamwidth in xy plane as a function of the radii

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

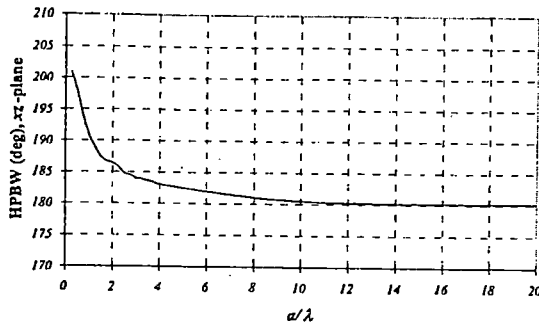


Fig.5 Half power beamwidth in xz plane as a function of the radii

C. Front to back ratio

Fig.6 illustrates the front to back ratio of the circumferential slot on cylinder as a function of the cylindrical radius. It is obvious that the F/B ratio is increased when the radius of the cylinder is larger. The trend of the F/B ratio will be infinity when the radius is infinite extent.

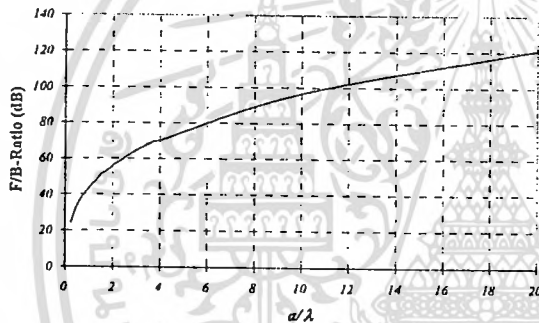


Fig.6 Front to back ratio as a function of the radii

D. Directivity

Fig.7 shows the directivity as a function of the cylindrical radius. The directivity of the circumferential slot is increased as the radius. When the radius is 10λ , the directivity is 5.1 dBi. For the radius larger than 10λ , the directivity will not be further increased but it keeps constant value. This directivity is identical to the directivity of the horizontal slot on the infinite ground plane.

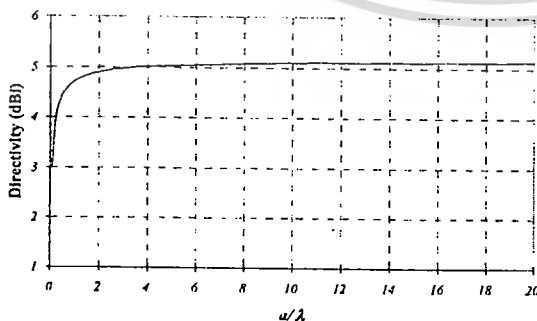


Fig.7 Directivity as a function of the radii

5. Conclusions

Radiation characteristics of a circumferential slot on cylinder is calculated and presented in this paper. The vector potential approach plays a vital tool for determining the radiation fields from the slot on cylinder. The unidirectional beam pattern is obtained. The radiation characteristics depend on the radius of the cylinder. The larger the radius, the narrower the beamwidth, the higher the front to back ratio and the higher directivity. The results of the investigation are very useful for the design of the cylindrical slot array antenna. The experimental results are underway and will be presented in the near future.

References

- [1] R.C.Johnson and H.Jasik, *Antenna Engineering Handbook*, McGraw-Hill, New York, 1984.
- [2] J.R.James and P.S.Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, vol.1-3, Peter Peregrinus, 1989.
- [3] C.A.Balanis, "Horn Antennas," Chapter 8 in *Antenna Handbook: Theory, Applications and Design* (Y.T.Lo and S.W.Lee, eds.), Van Nostrand Reinhold Co., New York, 1988.
- [4] A.W.Love (ed.), *Reflector Antennas*, IEEE Press, New York, 1978.
- [5] W.H.Kummer, "Basic Array Theory," *Proc.IEEE*, vol.80, no.1, pp.127-140, Jan.1992.
- [6] R.Tang and R.W.Burns, "Array Technology," *Proc.IEEE*, vol.80, no.1, pp.173-182, Jan.1992.
- [7] C.A.Balanis, "Analysis of an Array of Line Sources above a Finite Size Ground Plane," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.19, no.2, pp.181-185, Mar. 1981.

เอกสารหมายเลข 6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Comparative Study of Bidirectional Antennas using a Probe Excited Circular and Rectangular Rings

ผู้ร่วมงาน จำนวน 4 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์	25.00
2. นางสาวสุธาสินี ละมุลตรี	15.00
3. นายไพโรจน์ วุ่นชุม	15.00
4. นายสมผล โกศลวิตร	15.00
5. นายโมไนย ไกรฤกษ์	15.00
6. Toshio Wakabayashi	15.00

(.....)
นายชวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

นางสาวสุธาสินี ละมุลตรี

(.....)
นายไพโรจน์ วุ่นชุม

นายสมผล โกศลวิตร

(.....)
นายโมไนย ไกรฤกษ์

Toshio Wakabayashi

(.....)
นายสมผล โกศลวิตร

นายโมไนย ไกรฤกษ์

(.....)
Toshio Wakabayashi

(.....)
Toshio Wakabayashi

(.....)
Toshio Wakabayashi

(.....)
Toshio Wakabayashi

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISIT IS 2002



Proceedings The Second International Symposium on Communications and Information Technology

23-25 October 2002
Central Hotels&Resorts, Pattaya
Chonburi, Thailand



เอช
ไม



IEEE COMMUNICATIONS
SOCIETY
THAILAND CHAPTER

Room: Golden Sand 1

TH 3.1

Chairperson: 1. Dr. Monai Krairiksh, *King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand*
2. Siriwat Poonvasin, *Kasetsart University, Thailand*

- 09.30 **Some Problems to Receiving Signal of Terrestrial Broadcasting Television in VHF Low Band Channel due to EMI..... 144**
A. Waisontia, V. Torchakul, E. Sombatsakulkit, S. Noppanakeepong, N. Leelaruji, and Y. Moriya
King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang, Thailand
North Eastern University, Thailand
- 09.50 **Rain Characteristics on Satellite to Ground Propagation from Short-Term Observation Data in Thailand 148**
P. Nakonrat, T. Boonchuck, and N. Hemmakorn
Ubonratchatani University, Thailand and King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
- 10.10 **Study on effect of Yaw Error Angle and Geo-satellite Movement to Variation of Cross Polarize Signal..... 152**
R. Thaiprayoon and N. Homsup
Kasetsart University, Thailand
- 10.30 Coffee Break

Session: Wave Propagation II

Room: Golden Sand 1

TH 3.2

Chairpersons: 1. Dr. Ian Kennedy, *University of Witwatersrand, South Africa*
2. Dr. C. Phongcharoenpanich, *King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand*

- 10.45 **Time and Frequency Structures of Instantaneous Scintillation on Satellite Link 155**
K. Makaratat, A. Decharat, V. Torchakul, N. Hemmakorn, and N. Leelaruji
Eastern Asia University, Thailand and King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
- 11.05 **Nondestructive Maturity Determination of Durian by Using Microwave Moisture Sensing159**
T. Rutpralom, P. Kumhom, and K. Chamnongthai
King Mongkut's University of Technology Thonburi, Thailand
- 11.25.1 **Comparative Study of the Bidirectional Antennas using a Probe Excited Circular and Rectangular Rings..... 163**
C. Phongcharoenpanich, S. Lamultree, P. Wounchoum, S. Kosulvit, M. Krairiksh, and T. Wakabayashi
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand and Tokai University, Japan
- 11.45 **Calculations of the SAR Value in Human-Head Model which the Electromagnetic with frequency 900 and 1800 MHz Penetrates.....167**
T. Khongdeach, N. Homsup, and U. Sethakaset
Kasetsart University, Thailand and University of Victoria, Canada
- 12.05 Lunch

Comparative Study of the Bidirectional Antennas using a Probe Excited Circular and Rectangular Rings

Chuwong Phongcharoenpanich, Suthasinee Lamultree, Phairote Wouchoum,
Sompol Kosulvit, Monai Krairiksh and Toshio Wakabayashi

Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand
Phone: (662) 7373000 Ext.3346 Fax: (662) 3269086 E-mail: kpchuwon@kmitl.ac.th

Abstract

This paper presents a comparative study of the antenna that provides the bidirectional beam pattern. The single elements of a probe excited circular and rectangular rings are first comparatively investigated. The bidirectional antennas using a linear array of a probe excited circular and rectangular rings are subsequently compared. The radiation characteristics such as radiation pattern, half power beamwidth, side lobe ratio and directivity are examined. These studies are necessary to extend the coverage area for the application of the bidirectional antenna such as long and narrow path service site.

1. Introduction

Cellular mobile communication becomes popular recently [1]. Therefore, the investigations of the mobile antenna at the base station are of interest. Generally, the omnidirectional antenna is employed to cover the approximated circle area. To increase the zone size for applying to the long and narrow path service area such as the highway, the tunnel, and the corridor; the bidirectional antenna is installed in place of the omnidirectional ones. The conventional bidirectional antennas are made up by combining two unidirectional antennas such as Yagi pointed in opposite directions or the omnidirectional antenna such as monopoles excited by appropriate phase [2]. The antenna constructed by this technique suffers from feeder loss and complicated structure that results in expensiveness. Thus, researches and developments on bidirectional antenna have been continuously conducted. The bidirectional narrow patch antenna (BNPA), which has narrow patches on both sides of a narrow dielectric substrate fed by a parallel stripline is easily fabricated by printing patches and feeding network on a substrate. However, BNPA has low radiation efficiency. The radiation efficiency can be improved by adding two opposing parasitic patches to a BNPA to form the so-called BNPA-P [3]. It was found that gain is higher than a collinear antenna of the same length. For a wide street about the width ranging from 30 to 60 meters, a BNPA element is developed to be a bidirectional rod antenna (BIRA) that possesses an optimum beam shape [4]. Furthermore, a bidirectional antenna using two notch antennas cut in a sheet of conductor above a ground plane was proposed to extend the coverage of a relay station in

booster system inside tunnel [5]. To suppress the cross polarization in the H-plane of this notch antenna, the crank shaped antenna modified from the original notch antenna was proposed [6]. It was found that the radiation patterns of these antennas are tilted up from the mounting wall and they should be tilted downward in order to cover the service area. This was accomplished by using the crank shaped antenna with the parasitic elements for gain enhancement [7]. From these aforementioned literatures, it is evident that development of a bidirectional antenna that has suitable characteristics for a particular application is desired. Moreover, cost effective must be considered since the number of cell is very large. Therefore, a bidirectional antenna using a linear probe excited circular and rectangular rings [8]-[9] were proposed. It was pointed out that a moderate gain bidirectional antenna could be easily realized with a very cost effective. Moreover, the directivity can be increased by forming an array of a probe excited circular and rectangular rings.

The characteristics of a bidirectional antenna using an on-axis linear array of a probe excited circular and rectangular rings are presented in this paper. A choice of the ring dimension that yields the propagation in dominant mode is chosen. The ring length that provides the maximum directivity is determined. This optimum ring dimension and length is used as the design parameters for an element. Then, three configurations of the on-axis linear array are characterized i.e., side-by-side, collinear and face-to-face geometries. The results of the investigation are reported. This array arrangement is very useful in the design of the planar array of a bidirectional antenna using a probe excited circular and rectangular rings.

2. The Bidirectional Antennas using the Element of a Probe Excited Circular and Rectangular Rings

The structure of a bidirectional antenna using an element of a probe excited circular and rectangular ring consist of a linear electric probe of length l aligned along the y axis, and this probe is surrounded by a circular ring of the radius a . At the two ends of the ring, there are circular apertures on the planes $z = -c/2$ and $z = c/2$, respectively, as shown in Fig.1(a). For the rectangular ring, the rectangular aperture of the width a and height b and the length c is enclosed the probe of the length l .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

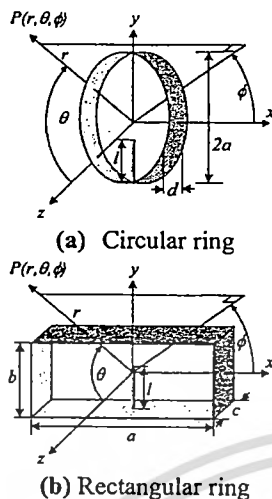


Fig.1 The bidirectional antennas using the element of a probe excited rings

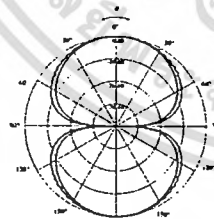
3. Characteristic Comparisons

The radiation characteristic comparison such as half power beamwidth and directivity of a probe excited rectangular and circular rings are examined as tabulated in Table 1.

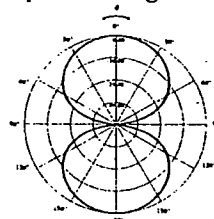
Table 1 Radiation characteristics of the single element of a probe excited circular and rectangular rings

Characteristics	Circular	Rectangular
HPBW, E-plane(deg)	70.5	84.7
HPBW, H-plane(deg)	59.6	57.5
Directivity(dBi)	6.82	6.33

Radiation pattern of an element of a bidirectional antenna using a probe excited circular and rectangular rings in E-plane and H-plane are comparatively illustrated in Fig.2(a) and Fig.2(b), respectively. It is obvious that the bidirectional pattern with no minor lobe is obtained for both cases.



(a) E-plane of single element

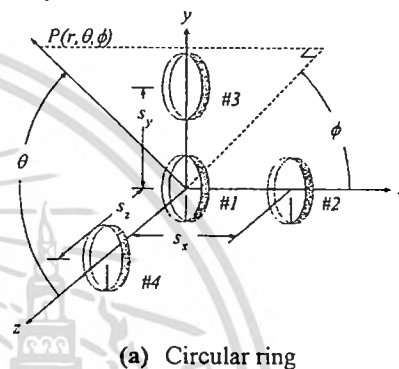


(b) H-plane of single element

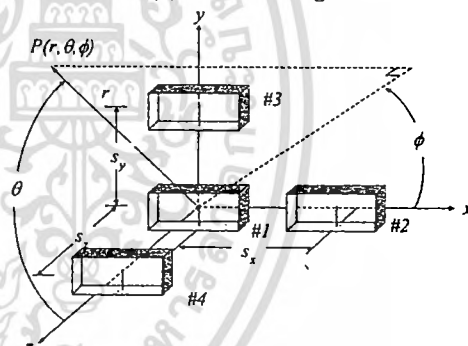
Fig.2 Radiation pattern of single element

4. A Linear Array of Bidirectional Antennas using a Probe Excited Circular and Rectangular Rings

There are three configurations of the antenna arrangement to be analyzed i.e., x, y and z directions which are referred to as side-by-side, collinear and face-to-face geometries as shown in Fig.3(a) and Fig.3(b). The number of the element in each array can be mentioned as follows: element number #1 and #2 corresponding to side-by-side, element number #1 and #3 corresponding to collinear, element number #1 and #4 corresponding to face-to-face geometries, respectively.



(a) Circular ring



(b) Rectangular ring

Fig.3 A linear array of a bidirectional antenna using an element of a probe excited rings

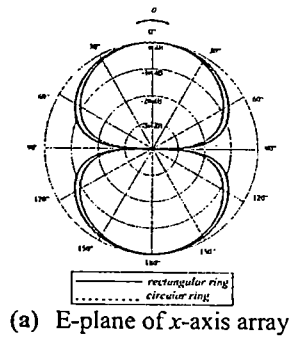
5. Characteristic Comparisons

Radiation characteristics of such as radiation pattern, half power beamwidth, side lobe ratio and directivity are reported in this section.

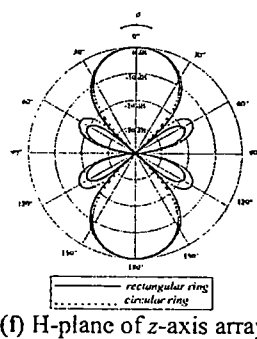
A. Radiation pattern

Radiation pattern of a linear array of a bidirectional antenna using an element of a probe excited rings is shown in Fig.4(a) through Fig.4(f). It is found that the side-by-side array affects to the beam in the H-plane whereas the collinear array influences to the E-plane pattern. However, both E- and H-plane patterns were impacted by the face-to-face configuration. Moreover, the collinear arrangement yields optimum directivity and it can achieve the bidirectional beam pattern for any array spacing.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

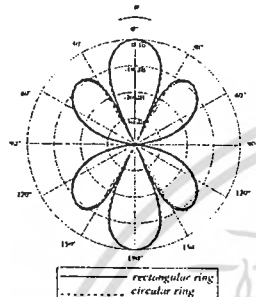


(a) E-plane of x-axis array

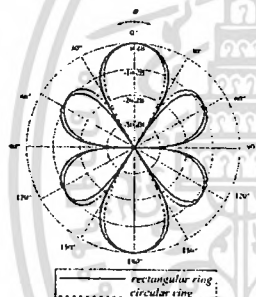


(f) H-plane of z-axis array

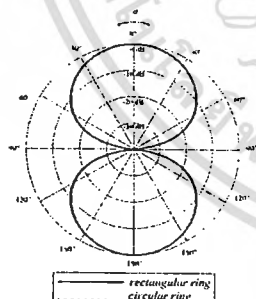
Fig.4 Radiation pattern of linear array for various arrangements



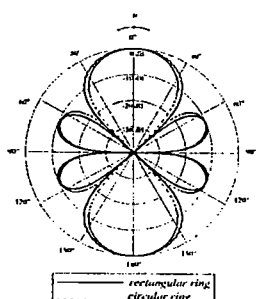
(b) H-plane of x-axis array



(c) E-plane of y-axis array



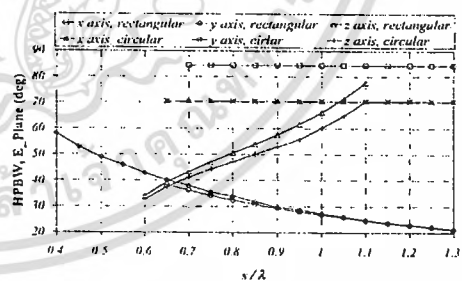
(d) H-plane of y-axis array



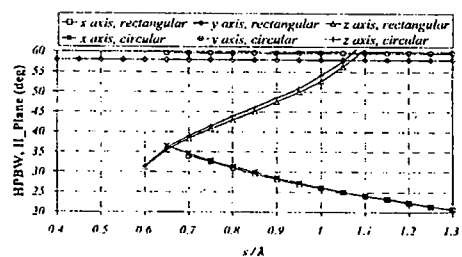
(e) E-plane of z-axis array

B. Half power beamwidth

Half power beamwidth as a function of the antenna length in E-plane and H-plane for various arrangements are shown in Fig.5(a) and Fig.5(b), respectively. It is found that the beamwidth in E-plane for x axis array keeps the constant beamwidth. However, the variations of the beamwidth of the array in y and z directions have the opposite direction. When the spacing between element is larger, the beamwidth of y-axis array is decreased whereas the z-axis array yields the higher beamwidth. In the similar fashion, the constant beamwidth in H-plane is observed for the y axis array. The x-axis provides lower beamwidth while wider beamwidth is obtained for z-axis array. When comparing between the circular and rectangular rings, the rectangular ring yields the broader beamwidth in E-plane than the circular ring. In H-plane, the rectangular ring provides narrower beamwidth. The influence of the beamwidth variation in E-plane has more pronounced than the H-plane counterpart.



(a) E-plane



(b) H-plane

Fig.5 Half power beamwidth as a function of the element spacing

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

C. Side lobe ratio

Fig.6(a) and Fig.6(b) illustrate the side lobe ratio as a function of the element spacing. It is found that there is no side lobe occurred for E-plane pattern of x-axis array and H-plane pattern of y-axis array. When the spacing is larger, the side lobe ratio in E-plane of the y-axis array and H-plane of x-axis array is lower whereas both planes of z-axis array are higher. Moreover, the side lobe ratio in E-plane of the circular structure is higher than the rectangular one. For H-plane pattern, the side lobe ratio of the rectangular ring is higher.

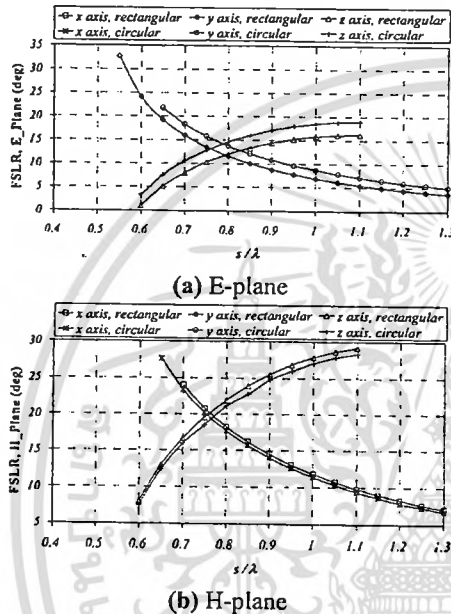


Fig.6 Side lobe ratio as a function of the element spacing

D. Directivity

The directivity of the array versus the element spacing is plotted in Fig.7. Obviously, the same trends of the directivity variations are inspected. The directivity will be increased until maximum at the optimum spacing. The directivity will be reduced when the spacing is smaller than the optimum spacing. At the optimum spacing, the z axis array gives the highest directivity. However, the bidirectional pattern of the z-axis array is obtained for some element spacing whereas the high directivity with bidirectional pattern could be achieved when y-axis array is chosen. In addition, the circular structure accomplishes higher directivity than rectangular structure for any spacing.

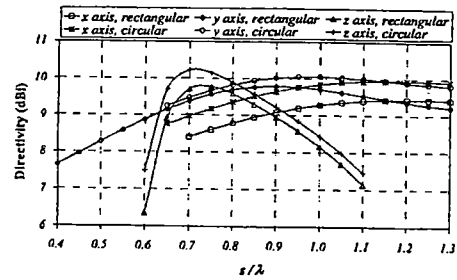


Fig.7 Directivity as a function of the element spacing

5. Conclusions

Radiation characteristics of bidirectional antennas using element and of a probe excited circular and rectangular rings are comparatively investigated. The radiation pattern, half power beamwidth, side lobe ratio and directivity are substantially examined. It was pointed that a bidirectional pattern is obtained from a single element of a probe excited circular and rectangular rings. The directivity can be enhanced by forming a linear array of a probe excited circular and rectangular rings. The results of the comparison are very useful for choosing the antenna structure of bidirectional beam application.

References

- [1] L.C.Godara, "Applications of Antenna Array to Mobile Communications," *Proc.IEEE*, pp.1031-1060, July 1997.
- [2] R.C.Johnson and H.Jasik (eds.), *Antenna Engineering Handbook*, New York: McGraw-Hill, 1984, ch.2.
- [3] K.Cho and T.Hori, "Bidirectional Rod Antenna Composed of Narrow Patches," *Proc.IEEE Antenna Propagat. Soc. Symp.*, pp.174-177, June 1994.
- [4] T.Hori, K.Cho and K.Kagoshima, "Bidirectional Base Station Antenna Illuminating a Street Microcell for Personal Communication System," *9th Inst. Elect. Eng. Conf. Antennas Propagat.*, no.407, pp.419-422, Apr. 1995.
- [5] H.Arai and K.Kohzu, "A Bidirectional Notch Antenna," *IEEE AP-S, Int.Symp.*, vol.1, pp.42-45, July 1996.
- [6] K.Kohzu and H.Arai, "Dual Band Bidirectional Antenna," *Proceedings of the 1996 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.856-859, Dec. 1996.
- [7] T.Mukaiyama, H.Arai, and Y.Ebine, "Bi-directional Notch and Crank-shaped Antenna," *Proceeding of the 1997 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.417-420, Dec. 1997.
- [8] S.Kosulvit, C.Phongcharoenpanich, M.Krairiksh and T.Wakabayashi, "Design of a Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Circular Ring," *Proceedings of the 1999 Thailand-Japan Joint Symposium on Microwaves*, pp. 55-59, Sept. 1999.
- [9] S.Kosulvit, M.Krairiksh, C.Phongcharoenpanich, and T.Wakabayashi, "A Simple and Cost-Effective Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Circular Ring," *IEICE Trans. Electronics*: vol. E84-C, no.4, pp.443-450, Apr. 2001.

เอกสารหมายเลข 7




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

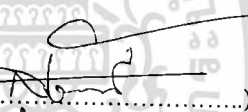
การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

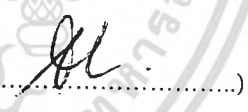
งานวิจัย เรื่อง Analysis of Vertical and Horizontal Space Diversity Antennas using a Probe Excited Rectangular Ring for Bidirectional Beam Radiation

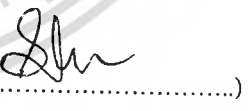
ผู้ร่วมงาน จำนวน 5 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

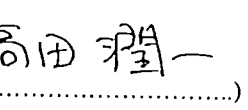
ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	20.00
2. นางสาวสุธาสินี ละมุลตรี	20.00
3. นายสมพล โกศลวิตร	20.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	20.00
5. Jun-ichi Takada	20.00


(.....)
นายชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์


(.....)
นางสาวสุธาสินี ละมุลตรี


(.....)
นายสมพล โกศลวิตร


(.....)
นายโมไนย ไกรฤกษ์


(.....)
Jun-ichi Takada

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IT C IS 2002



Proceedings The Second International Symposium on Communications and Information Technology

23-25 October 2002
Central Hotels&Resorts, Pattaya
Chonburi, Thailand



IEEE COMMUNICATIONS
SOCIETY
THAILAND CHAPTER

Thursday, October 24, 2002
Session: Electromagnetic Theory
Invited Session I

Room: Golden Sand 2

Room: Golden Sand 2

TH 4.1

Chairpersons: 1. Prof. Mesami Higashimura, *Matsue National College of Technology, Japan*
2. Dr. Nuttaka Homsup, *Kasetsart University, Thailand*

- 09.30 **Broadband Technologies and Services** 214
P. Chaiwongwutthikul
Shin Sattelite Public Co.Ltd, Thailand
- 09.50 **Modeling of Superconducting Line by the Finite Element Method**..... 217
T. Satiramatekul, F. Bouillault, and M. Maslough
LGEP, Plateau de Moulon, France
- 10.10 **Analysis of Vertical and Horizontal Space Diversity Antennas using a Probe Excited Rectangular Ring for Bidirectional Beam Radiation**..... 221
C. Phongcharoenpanich, S. Lamultree, S. Kosulvit, M. Krairiksh, and J. Takada
King Mongkut's Institute of Technology, Ladkrabang, Thailand and Tokyo Institute of Technology, Japan
- 10.30 Coffee Break

Session: Circuit Theory I

Room: Golden Sand 2

TH 4.2

Chairpersons: 1. Assoc.Prof. Katsutoshi Tsukamoto, *Osaka University, Japan*
2. Dr. Naiyavudhi Wongkommet, *Chulalongkorn University, Thailand*

- 10.45 **A CMOS RFID Transponder**..... 225
N. Panitantum, A. Yordthein, W. Noothong, A. Worapishet, and M. Thamsirianunt
National Electronics and Computer Technology Center, Thailand
Mahanakorn University of Technology, Thailand
- 11.05 **Low-Power Consumption Voltage Down Converter with High-Frequency Response**..... 229
T. Shimizu, Y. Suzuki, M. Yoshida, H. Hasegawa, and K. Hayashi
Tokai University, Japan
- 11.25 **Switched-Capacitor Positive and Negative High Voltage Generators with Voltage Doubler for TFT-LCD's Drivers**..... 233
A. Thanachayanont, I. Takahashi, Y. Suzuki, M. Yoshida,
H. Hasegawa, K. Hayashi, S. Gyouten, S. Imai, and S. Murata
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
Tokai University, Japan and Sharp Corporation, Japan
- 11.45 **Digital Phase-Lock Loop IP Cores Using Phase and Frequency Selection Techniques**..... 237
N. Niwejchaiyan, P. Israsena, and M. Thamsirianunt
National Electronics and Computer Technology Center, Thailand
- 12.05 Lunch

Analysis of Vertical and Horizontal Space Diversity Antennas using a Probe Excited Rectangular Ring for Bidirectional Beam Radiation

Chuwong Phongcharoenpanich[†], Suthasinee Lamultree[†], Sompol Kosulvit[†],
Monai Krairiksh[†], and Jun-ichi Takada[‡]

[†]Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand

Phone: (662) 3269967 Ext.3342 Fax: (662) 3269086 E-mail: kpchuwon@kmitl.ac.th

[‡]Department of International Engineering Development, Tokyo Institute of Technology, Tokyo, Japan

Abstract

This paper presents an analysis vertical and horizontal arrangement of the bidirectional antennas using a probe excited rectangular ring for space diversity. The single branch antenna characteristics are first investigated. The two branches diversity performance such as correlation coefficient, mean effective gain, diversity gain and diversity antenna gain are further examined. This antenna is very useful for long and narrow path service area with multipath environment of PCT system.

1. Introduction

Researches on the mobile antennas at the base station are of interest lately. Generally, the omnidirectional antenna is employed to cover the approximated circle area. To increase the zone size for applying to the long and narrow path service area such as the highway, the tunnel, and the corridor; the bidirectional antenna is installed in place of the omnidirectional ones. The conventional bidirectional antennas are made up by combining two unidirectional antennas such as Yagi pointed in opposite directions or the omnidirectional antenna such as monopoles excited by appropriate phase [2]. The antenna constructed by this technique suffers from feeder loss and complicated structure that results in expensiveness. Thus, researches and developments on bidirectional antenna have been continuously conducted. The bidirectional narrow patch antenna (BNPA), which has narrow patches on both sides of a narrow dielectric substrate fed by a parallel stripline is easily fabricated by printing patches and feeding network on a substrate. However, BNPA has low radiation efficiency. The radiation efficiency can be improved by adding two opposing parasitic patches to a BNPA to form the so-called BNPA-P [3]. It was found that gain is higher than a collinear antenna of the same length. For a wide street about the width ranging from 30 to 60 meters, a BNPA element is developed to be a bidirectional rod antenna (BIRA) that possesses an optimum beam shape [4]. Furthermore, a bidirectional antenna using two notch antennas cut in a sheet of conductor above a ground plane was proposed to extend the coverage of a relay station in booster system inside tunnel [5]. To suppress the cross polarization in the H-plane of this notch antenna, the crank shaped antenna modified from the

original notch antenna was proposed [6]. It was found that the radiation patterns of these antennas are tilted up from the mounting wall and they should be tilted downward in order to cover the service area. This was accomplished by using the crank shaped antenna with the parasitic elements for gain enhancement [7]. From these aforementioned literatures, it is evident that development of a bidirectional antenna that has suitable characteristics for a particular application is desired. Moreover, cost effective must be considered since the number of cell is very large. Therefore, a bidirectional antenna using a linear probe excited a rectangular ring [8] was proposed. It was pointed out that a moderate gain bidirectional antenna could be easily realized with a very cost effective. Furthermore, to applying this antenna in the multipath fading environment, the vertical and horizontal space diversity bidirectional antenna using a linear probe excited a rectangular ring is necessary. This paper presents the diversity bidirectional antenna using probe excited rectangular ring. First to design the bidirectional antenna, a choice of the ring width and height that yields the propagation in dominant mode is chosen. The ring length that provides the maximum directivity is determined. This optimum ring width, height and length is used as the single branch antenna design parameters. Then, the diversity performance of two branches antenna such as correlation coefficient, mean effective gain and diversity gain of two-branch antenna are consequently investigated.

2. Vertical and Horizontal Space Diversity Bidirectional Antennas using Probe Excited Rectangular Ring

The structure of a single branch bidirectional antenna using probe excited rectangular ring consists of a linear electric probe of length l aligned along the z axis, and this probe is surrounded by a rectangular ring of the width a and height b . At the two ends of the ring, there are rectangular apertures on the planes $x = -c/2$ and $x = c/2$, respectively, as shown in Fig.1. The vertical and horizontal space diversity bidirectional antenna using a linear probe excited a rectangular ring is composed of two branches of bidirectional antenna using a linear probe excited a rectangular ring as illustrated in Fig.2(a) and Fig.2(b), respectively. It is noted that the distance between

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

each antenna is s . This parameter is significant to investigate the diversity characteristics.

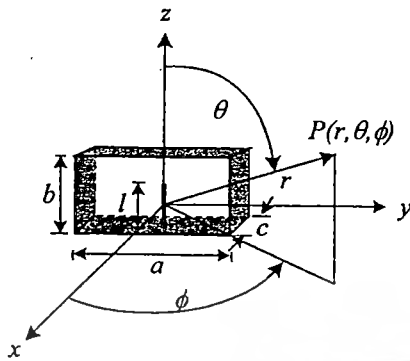


Fig.1 Single branch antenna structure

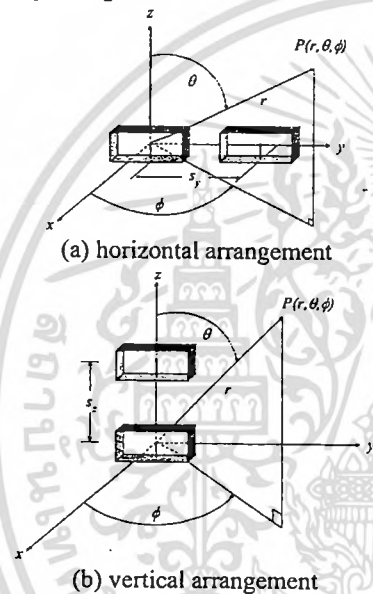
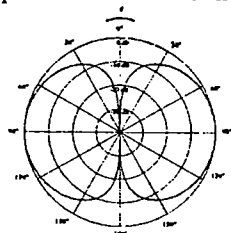


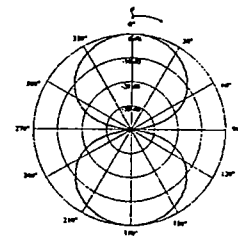
Fig.2 Two branches diversity antenna

3. Radiation Characteristics

From the investigation [8], it is found that the optimum ring width, height and length are 0.69λ , 0.35λ and 0.25λ for the operating frequency of 1.9065 GHz. These parameters are used as the design parameters for a single element of a bidirectional antenna using probe excited rectangular ring. It is evident that the directivity of an element is 6.33 dBi with the half power beamwidth in E-plane and H-plane of 84.54 and 57.70 degrees, respectively. There is no side lobe in case of using single element of probe excited rectangular ring. The radiation pattern in E-plane and H-plane are illustrated in Fig.3.



(a) E-plane



(b) H-plane

Fig.3 Radiation pattern of single branch antenna

4. Diversity Performance

4.1 Theoretical Expression of Diversity Characteristics

The expression for calculation of diversity characteristics such as correlation coefficient, mean effective gain, diversity gain and diversity antenna gain are shown in this section.

4.1.1 Correlation Coefficient

The correlation coefficient of two-branch diversity antenna can be expressed as [9]

$$\rho_c = \frac{|R_{12}|^2}{R_{11}R_{22}} \quad (1)$$

where R_{ij} ($i, j = 1, 2$) is the covariance of the two received voltages induced from the complex electric field patterns ($E_{\theta i}, E_{\phi i}$) and ($E_{\theta j}, E_{\phi j}$) defined by

$$R_{ij} = 2KP_H \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} [XPR \cdot E_{\theta i}(\theta, \phi) E_{\theta j}^*(\theta, \phi) P_{\theta}(\theta, \phi) + E_{\phi i}(\theta, \phi) E_{\phi j}^*(\theta, \phi) P_{\phi}(\theta, \phi)] \sin \theta d\theta d\phi \quad (2)$$

where the subscripts i and j are the first and second branch of the diversity antenna, respectively. K is proportionality constant and $E^*(\theta, \phi)$ denotes the complex conjugate of $E(\theta, \phi)$. The best result, zero correlation, is achieved when the complex electric field patterns of the two branches are orthogonal and non-overlapped to each other.

4.1.2 Mean Effective Gain

In multipath environment, the radiation pattern of the antenna is insufficient to represent the performance of the antenna. Therefore, the more appropriate parameter, mean effective gain (MEG) which is composed of radiation pattern, propagation model and cross-polarization power ratio (XPR) is suggested. The antenna that has high value of MEG means its radiation pattern can efficiently cover the specific service area. The mean effective gain can be written by

$$G_e = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \left[\frac{XPR}{1+XPR} G_{\theta}(\theta, \phi) P_{\theta}(\theta, \phi) + \frac{1}{1+XPR} G_{\phi}(\theta, \phi) P_{\phi}(\theta, \phi) \right] \sin \theta d\theta d\phi \quad (3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.3 Diversity Gain and Diversity Antenna Gain

The diversity gain G_{div} is defined as the difference of the average carrier-to-noise power ratio (CNR) at a certain value of bit error rate (BER) (usually at 10^{-3}), between the BER curve of the CNR envelope of the diversity combine output, and that of the single reference antenna output under the Rayleigh fading environment. The diversity gain with respect to BER is defined by the following [10]

$$G_{div} = \frac{\Gamma_{non}}{\Gamma_{div}}, \quad (5)$$

where Γ_{non} is the average carrier-to-noise power ratio (CNR) at the prescribed BER when the signals are received by the single branch non-diversity antenna which has the greater CNR of the two branches. Γ_{div} is the average CNR in case of diversity reception. The average BER of the diversity antenna due to time varying attenuation can be obtained.

$$\bar{P}_e = \int_0^{\infty} p_e(\gamma) p(\gamma) d\gamma, \quad (6)$$

where $p_e(\gamma)$ is the conditional BER when the instantaneous CNR at the detector input is γ in the Rayleigh fading channel. $p(\gamma)$ is the PDF of the instantaneous CNR after combining. From (6), the average BER can be calculated in the followings. $p(\gamma)$ of the receiving signals for the two-branch selective combining under unequal median value and correlated signal condition is given as follows [11]

$$p(\gamma) = \frac{d}{d\gamma} p_r(\gamma), \quad (7)$$

where

$$p_r(\gamma) = 1 - e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}} Q \left(\sqrt{\frac{2\gamma}{r\Gamma(1-\rho_e)}}, \sqrt{\frac{2\rho_e\gamma}{\Gamma(1-\rho_e)}} \right) - e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}} \left(1 - Q \left(\sqrt{\frac{2\rho_e\gamma}{r\Gamma(1-\rho_e)}}, \sqrt{\frac{2\gamma}{\Gamma(1-\rho_e)}} \right) \right) \quad (8)$$

where Γ is the average CNR of the first branch, ρ_e is the correlation coefficient of the signal envelopes. r is the median value ratio defined by

$$r = \begin{cases} r_m; r_m \leq 1 \\ \frac{1}{r_m}; r_m > 1 \end{cases} \quad (9)$$

and

$$r_m = \frac{G_{e1}}{G_{e2}} \quad (10)$$

where G_{e1} and G_{e2} are the mean effective gain of diversity branch 1 and 2, respectively. Q is the Marcum's function defined by

$$Q(\alpha, \beta) = 1 - \int_0^{\beta} I_0(\alpha t) e^{-\frac{\alpha^2 + t^2}{2}} dt, \quad (11)$$

where I_0 is the modified Bessel function of the first kind of zeroth order.

$p_e(\gamma)$ of the $\pi/4$ shifted Quadrature Phase Shift Keying ($\pi/4$ QPSK) signals, the modulation technique employed in the Personal Communication Telephone system, with delay detection in Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel is calculated by the following equation

$$p_e(\gamma) = \frac{1}{4\pi\sqrt{2}} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-\gamma \left(1 - \frac{\cos t}{\sqrt{2}}\right)}}{1 - \frac{\cos t}{\sqrt{2}}} dt \quad (12)$$

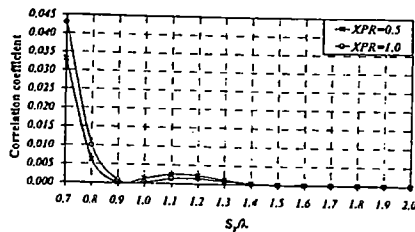
By substituting (7)-(12) into (6), the average BER can be calculated.

The most effective parameter to assess the performance of the diversity antenna is the diversity antenna gain because it includes the correlation coefficient and the mean effective gain characteristics. It is defined as a product of the mean effective gain and the diversity gain of the diversity antenna.

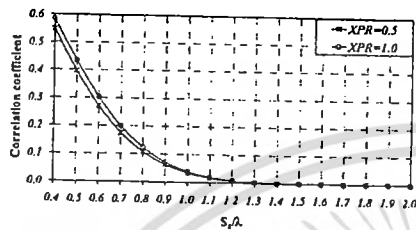
$$DAG = \begin{cases} G_{e2} \cdot G_{div}; r_m \leq 1 \\ G_{e1} \cdot G_{div}; r_m > 1 \end{cases} \quad (13)$$

4.2 Results of the Analysis

The correlation coefficient of two branches horizontal and vertical diversity antenna as a function of the distance between each branch is illustrated in Fig.4(a) and Fig.4(b), respectively. It is obvious that the correlation coefficient is reduced when the distance between two branches is further decreased. When comparing the correlation coefficient with different cross polarization ratios, it is evident that the higher XPR leads to higher correlation coefficient. For any distance between two branches, it is apparent that horizontal arrangement yields better correlation coefficient than vertical counterpart. The mean effective gain of the antenna for various ring lengths is also calculated as shown in Fig.5. It is apparent that when the ring length is larger, the mean effective gain is lower. The maximum mean effective gain is realized when the ring length is 0.25λ .



(a) horizontal arrangement



(b) vertical arrangement

Fig.4 Correlation Coefficient

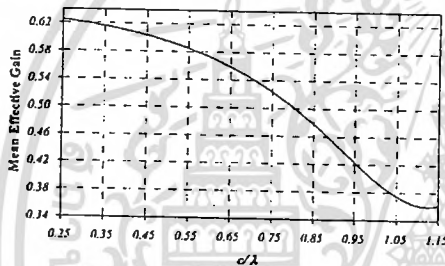


Fig.5 Mean Effective Gain

To clarify about the diversity performance of the antenna, the diversity gain and diversity antenna gain is also determined from Fig.6. It is found that the diversity gain is 8.5 dB. The corresponding diversity antenna gain is 6.5 dBi.

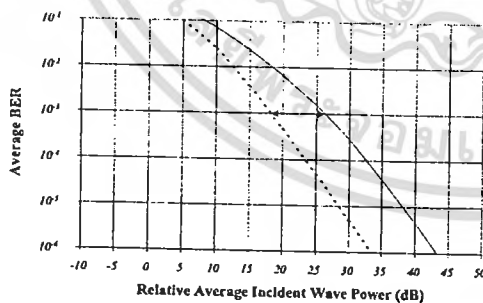


Fig.6 Diversity Gain

5. Conclusions

The vertical and horizontal space diversity bidirectional antenna using probe excited rectangular ring is proposed in this paper. The radiation characteristics of a single branch bidirectional antenna using probe excited rectangular ring is reported. Then the diversity performances of two branches antenna are investigated. It is found that the

simple and cost effective antenna to perform diversity bidirectional antenna is obtained for horizontal arrangement.

Acknowledgements

The authors would like to express the sincerely thank to Prof. T.Wakabayashi, Dr.K.Meksamoot and Miss P.Keowsawat for their valuable discussions.

References

- [1] L.C.Godara, "Applications of Antenna Array to Mobile Communications," *Proc.IEEE*, pp.1031-1060, July 1997.
- [2] R.C.Johnson and H.Jasik (eds.), *Antenna Engineering Handbook*, New York: McGraw-Hill, 1984, ch.2.
- [3] K.Cho and T.Hori, "Bidirectional Rod Antenna Composed of Narrow Patches," *Proc.IEEE Antenna Propagat. Soc. Symp.*, pp.174-177, June 1994.
- [4] T.Hori, K.Cho and K.Kagoshima, "Bidirectional Base Station Antenna Illuminating a Street Microcell for Personal Communication System," *9th Inst. Elect. Eng. Conf. Antennas Propagat.*, no.407, pp.419-422, Apr. 1995.
- [5] H.Arai and K.Kohzu, "A Bidirectional Notch Antenna," *IEEE AP-S, Int.Symp.*, vol.1, pp.42-45, July 1996.
- [6] K.Kohzu and H.Arai, "Dual Band Bidirectional Antenna," *Proceedings of the 1996 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.856-859, Dec. 1996.
- [7] T.Mukaiyama, H.Arai, and Y.Ebine, "Bidirectional Notch and Crank-shaped Antenna," *Proceeding of the 1997 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.417-420, Dec. 1997.
- [8] S.Kosulvit, C.Phongcharoenpanich, M.Krairiksh and T.Wakabayashi, "Radiation Characteristics of a Bidirectional Antenna Using a Linear Probe in a Rectangular Ring," *Proceedings of International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology 1998*, Beijing, pp. 337-340, Aug. 1998.
- [9] T. Taga, "Analysis for Mean Effective Gain of Mobile Antennas in Land Mobile Radio Environments," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. VT-39, no.2, pp.117-131, May 1990.
- [10] K. Ogawa and J. Takada, "An Analysis of the Effective Performance of a Handset Diversity Antenna-proposal for the Diversity Antenna Gain Based on a Signal Bit-error Rate," *Proc. 2000 IEEE AP-S Intl. Symp.*, Salt Lake, USA, pp.294-297, July. 2000.
- [11] M. Schwartz, W.R. Bennett, and S. Stein, *Communication Systems and Techniques*, McGraw-Hill Book Company, New York, pp.469-475, 1966.

เอกสารหมายเลข 8



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง A Horizontally Polarized Omnidirectional Beam Antenna using Array of Axial Slot on Cylindrical Surface

ผู้ร่วมงาน จำนวน 4 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	25.00
2. นายไพโรจน์ วุ่นชุม	25.00
3. นายสมผล โกศลวิตร	25.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	25.00

(.....)
นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

(.....)
นายไพโรจน์ วุ่นชุม

นายไพโรจน์ วุ่นชุม

(.....)
นายสมผล โกศลวิตร

นายสมผล โกศลวิตร

(.....)
นายโมไนย ไกรฤกษ์

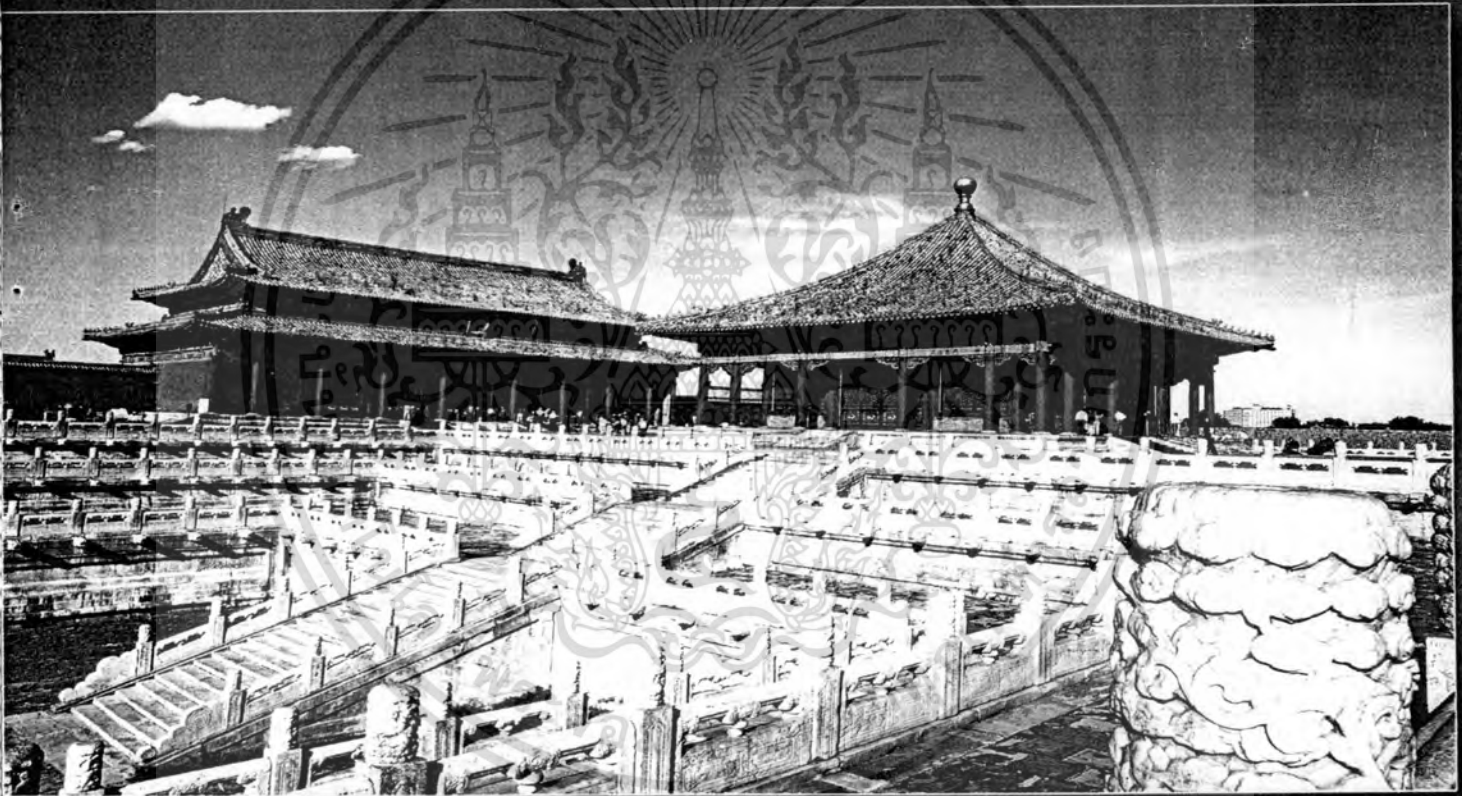
นายโมไนย ไกรฤกษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CMIT 2002 BEIJING CHINA

2002 3rd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings

August 17-19, 2002
Media Center, Beijing, China



Editors: Zhenghe Feng
Haibo Long



Session B8 Antenna IV

- B8.1** A Horizontally Polarized Omnidirectional Beam Antenna Using Array of Axial Slot on Cylindrical Surface 576
Chuwong Phongcharoenpanich, Phairote Wounchoum, Sompol Kosulvit, and Monai Krairiksh, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
- B8.2** A Novel 2-D Electromagnetic Band-Gap Structure and its Application in Micro-strip Antenna Arrays 580
Ang YU and Xuexia Zhang, Tsinghua University, China
- B8.3** Beam Shaping of a Microstrip Array Antenna Fed by a Dogbone Slot 584
Han ITO, Yuichi KIMURA and Misao HANEISHI, Saitama University, Japan
- B8.4** An Equivalent Overlapping Array with Optimized Sub-Array Pattern 588
L.L. Wang, D.G. Fang, W.X. Sheng, Nanjing University of Science & Technology, China
- B8.5** Planar Array Antenna Using Waveguide-Fed Sub-Array 592
K. EGASHIRA, E. NISHIYAMA, M. AIKAWA, Saga University, Japan; K. YOSHIKI, S. EGASHIRA**, *Matsushita Electric Works Ltd., Japan; **Sojo University, Japan.*
- B8.6** Failure Compensation Based on Rectangular Cut and Linear Programming For 2-D Solid-State Active Phased Arrays 596
Gao Tie, Wang Jinyuan and Jin Lin, Nanjing Researching Institute of Electronics Technology, China
- B8.7** Microstrip Fractal Patch Antenna for Multi-Band Communication 600
Liu Ying, Gong Shu-xi, Fu De-min, Xidian University, China
- B8.8** A Novel 2-D PBG Structure and Its Application in Monopoles 603
Hu Rong and Zhang Xuexia, Tsinghua University, China

Session B9 EM Theory and CAD Technique VII

- B9.1** Fast Full Wave Analysis of A Cylindrical Antenna Using A Single Integral with An Exact Kernel 607
Chan-Ping Lim¹, Le-Wei Li, Er-Ping Li¹, ¹Institute of High Performance Computing, Singapore; * National University of Singapore, Singapore*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A Horizontally Polarized Omnidirectional Beam Antenna using Array of Axial Slot on Cylindrical Surface

Chuwong Phongcharoenpanich, Phairote Wouchoum, Sompol Kosulvit, and Monai Krairiksh

Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand
Phone : (662) 7373000 Ext.3346 Fax : (662) 3269086 E-mail : kpchuwon@kmitl.ac.th

Abstract

This paper presents characteristics of a horizontally polarized omnidirectional antenna using circular array of axial slot on cylinder. This antenna is proposed to be the transmitting antenna for TV broadcasting system. The structure of the antenna is simple i.e., slot array antenna cut on the conducting cylindrical surface. The pattern appears to be the omnidirectional pattern. The directivity can be enhanced by increasing the number of the ring of the array.

1. Introduction

Since the previous days, broadcasting system has been extensively and continuously used for distributing information over wide range of the service area. The antenna applied for the broadcasting station of the ultra high frequency television (UHF TV) requires either unidirectional or omnidirectional beam with sufficient gain and high power handling [1]. Moreover, the antenna should possess physically strong structure, low windload, easy fabrication and cost effectiveness.

Almost all of the manufacturers offer configurations that can be used to broadcast a wide variety of azimuth and elevation patterns at either low or high power with their simple feeding system, low windload, and ability to be side- or top-mounted. Conventionally, the versatile and popular antenna utilized for this purpose is the coaxial slot antenna. Its disadvantages include narrow bandwidth and pattern distortion when side-mounted [2]. UHF panel system is another type of antennas that contains horizontally polarized dipoles as an array arrangement. Panel systems are large and not self-supporting. They require an external spine to support them that make them often complex and fully feed systems. They also produce higher windload than slot arrays of the same gain and pattern shape. The other popular one is superturnstile antenna which combines the omnidirectionality of the top-mounted slot antennas with the full UHF bandwidth of a panel antenna. The combination of these features makes the superturnstile to be the best choice when both wide bandwidth and omnidirectional pattern are required. However, their disadvantages are feeding systems. In broadband panel systems, mechanical structure is made of small radiating elements. So, it is not self-supporting. Therefore, this type of antenna must be enclosed in a structural radome that supports the antenna. The weight of a high power superturnstile is about one third of an equivalent top-mounted slot antenna.

However, because of the large radome diameter, the superturnstile will generate higher windload.

According to these aforementioned literatures of the conventional UHF TV broadcasting antennas, it is obvious that the antenna which possesses simple feeding system, high power handling, low windload is desirable. An antenna made of cylindrical cavity backed axial slot array antenna is an attractive one since a single feed is used and the structure looks like a compact cylindrical antenna. This structure can be easily fed from the probe. So, it results in a very simple structure, high power handling and low windload as described. In this paper, the radiation characteristics of an omnidirectional antenna using circular array of slot on cylinder is examined. The radiation characteristics for single ring and double rings are investigated.

2. An Element of Axial Slot on Cylinder

Let us consider a slot of the length L_s and width $w_s = aa$ cut on the conducting cylindrical surface of the radius a as shown in Fig. 1. The location of each slot is oriented at (α, ϕ_p, z_q) . From the previous investigation, the radiation of this antenna is unidirectional [3]-[4]. The radiation characteristics depend primarily on the cylindrical radius.

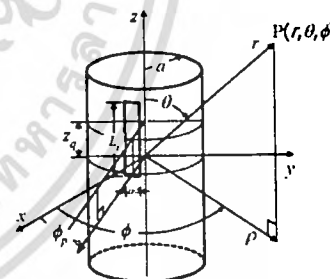


Fig.1 A slot on cylinder

3. Circular Array of Single Ring

In order to achieve the omnidirectional beam, we propose to cut the slot as a cylindrical array. The single ring of slot array cut on the conducting cylindrical surface is shown in Fig.2. It is obvious that the radiation characteristic of the array depends on the circumferential spacing (S_ϕ) corresponding to the cylindrical radius (a) and the number of elements (N). In this paper, the radius of the array is fixed at 0.4λ and the number of element is varied from 4 to 8 that implies the circumferential spacing from 0.31λ to 0.63λ .

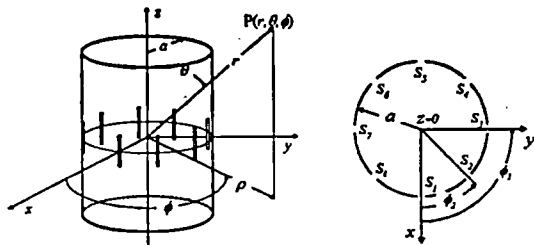


Fig.2 A cylindrical slot array antenna of single ring

Fig.3 shows the azimuth ripple as a function of the number of element. In the design of the omnidirectional beam, the azimuth ripple is undesired and it needs to be suppressed. It is found that the omnidirectional beam could be realized when the circumferential spacing less than 0.31λ or the number of the elements should be greater than 8 when the cylindrical spacing is 0.4λ .

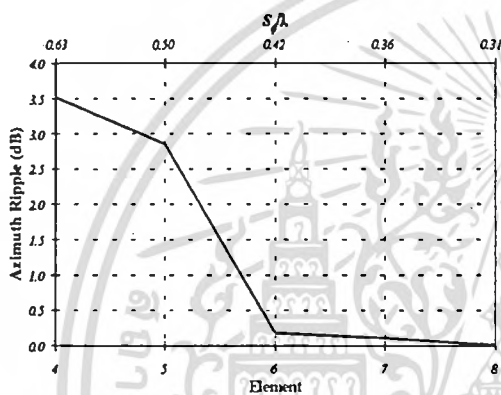


Fig.3 Azimuth ripple

The half power beamwidth in elevation plane is also illustrated in Fig.4. Obviously, the beamwidth is wider when the number of element is larger and the circumferential spacing is shorter. The half power beamwidth of 95 degrees is carried out for omnidirectional pattern of 8 elements with the radius 0.4λ .

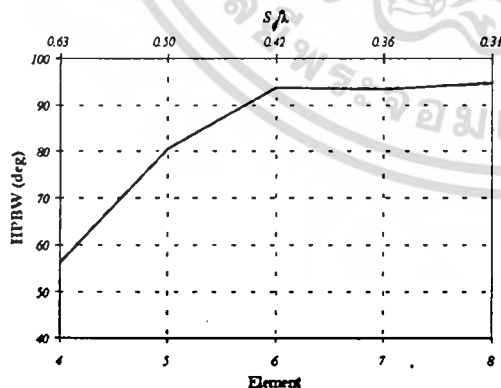


Fig.4 Half power beamwidth

Directivity, a significant parameter to evaluate the merit of the antenna, is shown in Fig.5. It is revealed that for certain radius of 0.4λ the narrower the spacing the larger the element number and the lower

the directivity. Moreover, there is no minor lobes occurred for single ring arrangement. The directivity of 1.7 dBi is realized for omnidirectional beam of single ring.

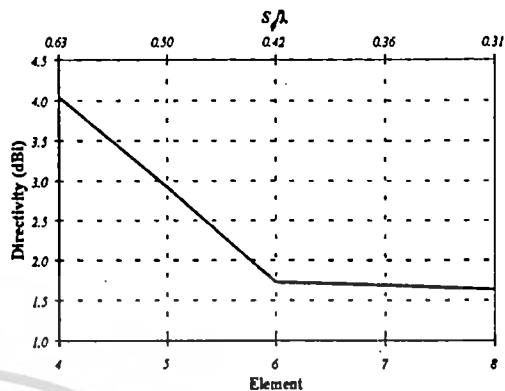


Fig.5 Directivity

4. Circular Array of Double Rings with Collinear Slot Arrangement

To enhance the radiation characteristics of the antenna, we will design to use double rings as shown in Fig.6 instead of the single ring. It is noted that the design parameter of cylindrical radius of 0.4λ and 8 number of elements is used due to the realization of omnidirectional beam. The considerable parameter of these double rings is the distance between each ring h .

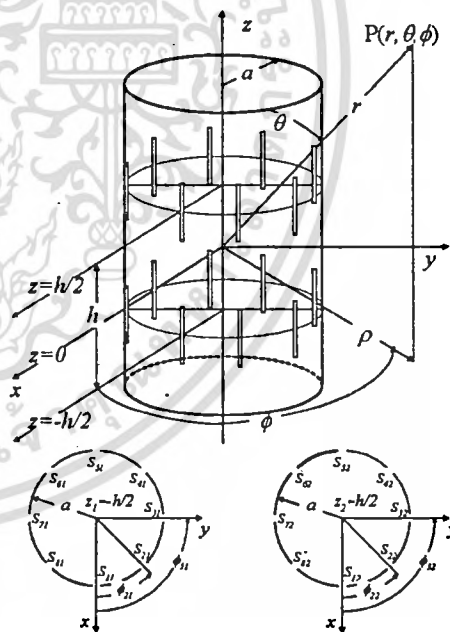


Fig.6 A cylindrical slot array antenna of double rings with collinear slot arrangement

Fig.7 shows the azimuth ripple as a function of the number of elements for different h . Surprisingly, the azimuth ripple for double rings with collinear arrangement possesses identical azimuth ripple as the single ring for any distance between each ring.

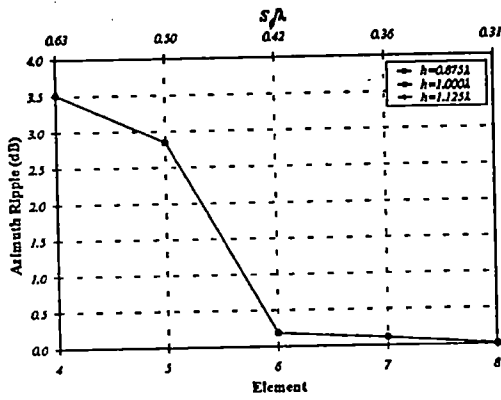


Fig.7 Azimuth ripple

Fig.8 shows the side lobe ratio versus the number of elements for various distances between the ring. It is disclosed that the side lobe ratio is better when the number of element is small. The ratio also changes by adjusting the distance between the rings. The distance that yields optimum side lobe ratio is λ .

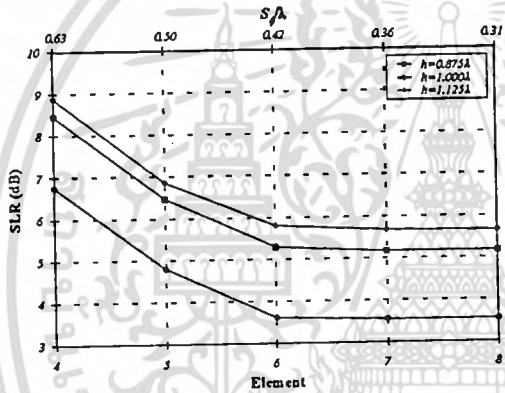


Fig.8 Side lobe ratio

Fig.9 illustrates the half power beamwidth as a function of the element for distinguished distances. Seemingly, the beamwidth is widest when the distance is λ . The beamwidth is narrower when the number of element is smaller.

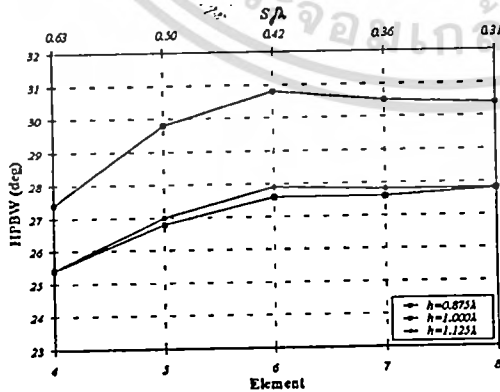


Fig.9 Half power beamwidth

Directivity of the double rings with collinear arrangement is also plotted in Fig.10. It is found that

the high directivity is accomplished when the number of element is small. The reason is due to the presence of azimuth ripple for the small circumferential spacing.

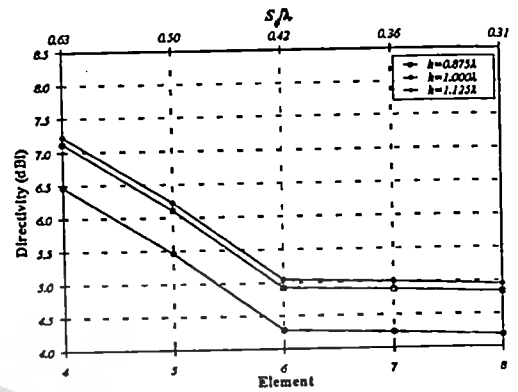


Fig.10 Directivity

5. Circular Array of Double Rings with Parallel in echelon Slot Arrangement

To achieve the completely omnidirectional beam, the azimuth ripple should be suppressed. A possibility way is to use the parallel-in-echelon arrangement instead of the collinear arrangement. Fig.11 shows the circular array of double rings with parallel in echelon slot arrangement. The slots of the lower ring are in the middle of the slots of the upper rings. They are overlapped arrangement.

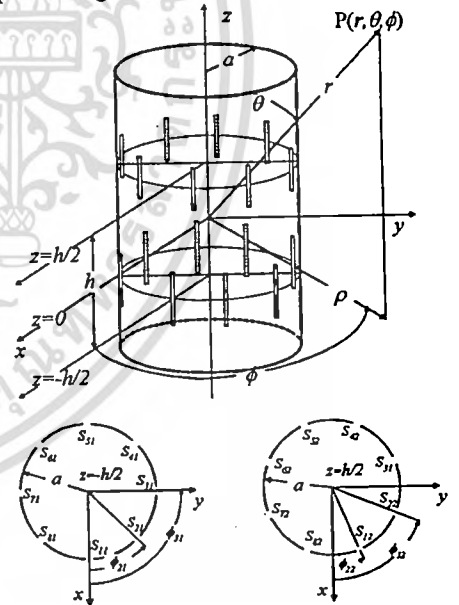


Fig.11 A cylindrical slot array antenna of double rings with parallel-in-echelon slot arrangement

The azimuth ripple of double rings with parallel in echelon arrangement is shown in Fig.12. As expected, there is no ripple observed when the number of element more than 5. Therefore, the number of element achieved omnidirectional beam can be reduced from 8 to 5.

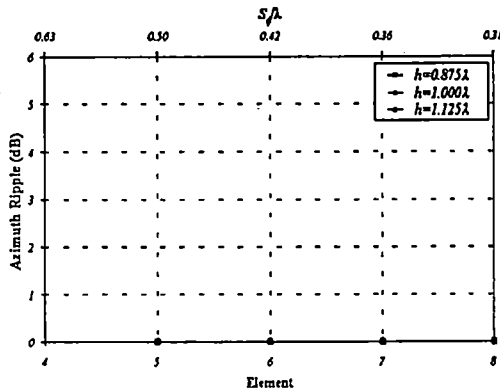


Fig.12 Azimuth ripple

The side lobe ratio as a function of the number of elements for various distances is displayed in Fig.13. There is no influence of number of elements to the side lobe ratio. Comparing among three distances between the rings, the optimum side lobe ratio takes place when the distance between the ring is equal to one wavelength.

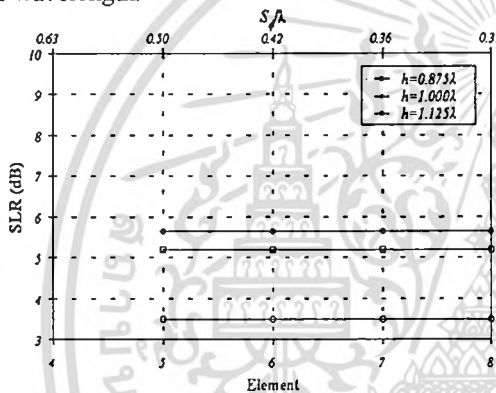


Fig.13 Side lobe ratio

Half power beamwidth and directivity as a function of element number for different distances between the rings are illustrated in Fig.14 and Fig.15. When the distance between the ring is one wavelength, the optimum beamwidth and directivity is obtained.

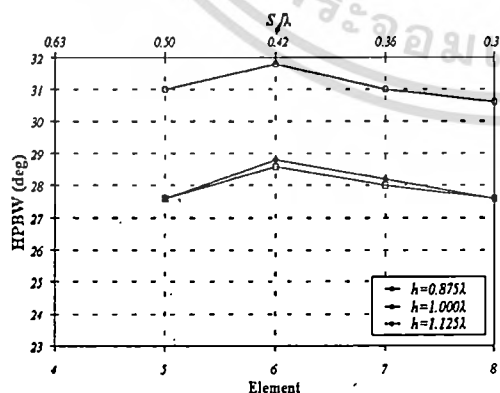


Fig.14 Half power beamwidth

Ultimately, it can be summarized that with the double rings of parallel in echelon arrangement, the design parameters that yields optimum radiation characteristics are $N=5$, $a=0.4\lambda$, $S_p=0.5\lambda$ and $h=\lambda$. The obtained side lobe ratio, the half power beamwidth and directivity are 5.63 dB, 27.6 degrees and 4.92 dBi.

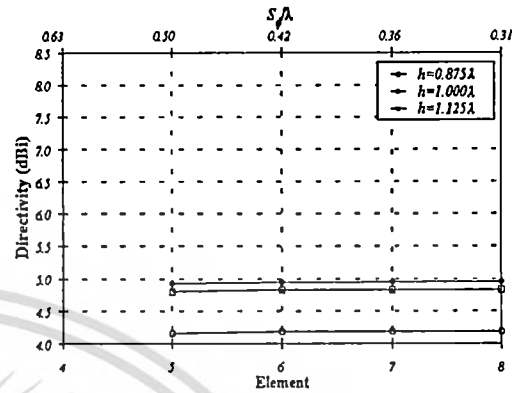


Fig.15 Directivity

5. Conclusions

The radiation characteristics of an omnidirectional antenna with horizontal polarization using circular array of axial slot on cylinder are reported in this paper. The antenna structure is expected to be simple and the feeding structure is not complicated i.e., axial slot array cut on the conducting cylindrical surface with the fed probe. The pattern appears to be the omnidirectional pattern when the number of element is sufficiently large and the array radius is small enough. The directivity can be enhanced by increasing the ring of the array. The azimuth ripple can be eliminated by using the array with parallel in echelon arrangement instead of the collinear configurations. The optimum parameter is accomplished. The details of the rigorous analysis taken into account the feeding system are under investigations.

References

- [1] International Telecommunication Union, TRANSMITTING ANTENNA CHARACTERISTICS AT VHF AND UHF, Recommendation ITU-R BS.1195, 1995.
- [2] D.Casciola, G.L.Miers, and R.A.Surette, "UHF antenna choices," *IEEE Trans. On Broadcasting*, vol.45, no.1, March 1999.
- [3] R.F.Harrington, "Time-Harmonic Electromagnetic Fields," McGraw-Hill, New York, 1985.
- [4] C.A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design," John Wiley & Sons, 1997.
- [5] C.Phongcharoenpanich, P.Wouchoum, S.Kosulvit, R.Wongsan and M.Krairiksh, "Characteristics of an Omnidirectional Antenna using Circular Array of Slot on Cylinder for TV Broadcasting System," *Proceedings of the 2001 International Symposium on Communications and Information Technology*, pp.207-210, Nov.2001.

เอกสารหมายเลข 9



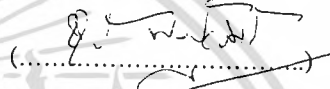
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง A Unidirectional Beam Antenna using a Probe Excited Rectangular Ring near the Reflector


ผู้ร่วมงาน จำนวน 4 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	15.00
2. นางสาวสุชาสินี ตะมุลตรี	55.00
3. นายสมผล โกศลวิตร	15.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	15.00


(.....)
นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์


(.....)
นางสาวสุชาสินี ตะมุลตรี


(.....)
นายสมผล โกศลวิตร

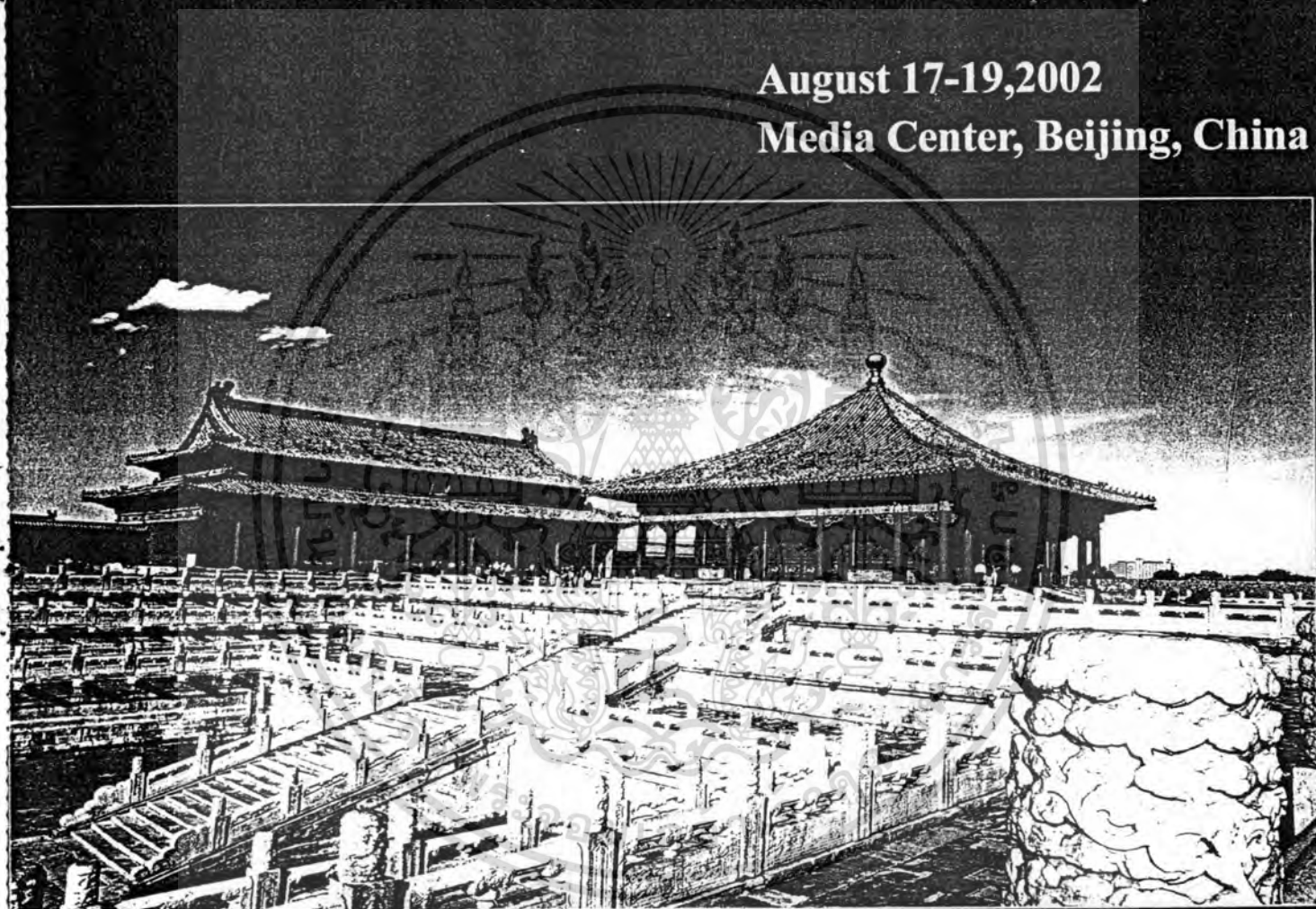

(.....)
นายโมไนย ไกรฤกษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2002 3rd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings

ICMT 2002 BEIJING CHINA

August 17-19, 2002
Media Center, Beijing, China



Editors: Zhenghe Feng
Haibo Long



Session B2 Antennas I

B2.1	Ladder Antenna <i>Takuto Nakamura, Soichiro Yamaguchi, Tsutomu Yokoyama and Shigeru Egashira, Sojo University, Japan</i>	369
B2.2	A Novel Slot Antenna on Edge of V-curved plates <i>ZHANG Hualiang and ZHU Qi, University of Science and Technology of China, China</i>	373
B2.3	Switchable Beam Diversity Antenna <i>Hassan M. Elkamchouchi, and Hossam El-Dien M. Hafez, Alexandria University, Egypt</i>	377
B2.4	A Novel Wide Beam Circular Polarization Antenna-Microstrip-Dielectric Antenna <i>He Haidan, the electronic 10th institute of ministry of information industry, China</i>	381
B2.5	A X-band Broad Bandwidth dual-polarization Low side-lobe Offset fed Paraboloidal Reflector Antenna <i>Li Xiumei, Chen Zhangliang, The 10th Electronic Institute of the Ministry of Information Industry of China, China</i>	385
B2.6	A Unidirectional Beam Antenna using a Probe Excited Rectangular Ring near the Reflector <i>Chuwong Phongcharoenpanich, Suthasinee Lamultree, Sompol Kosulvit, and Monai Krairiksh, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	389
B2.7	Two-Dimensional AWE Technique in Fast Calculation of Microstrip Antennas* <i>Y. Xiong¹, D.G Fang¹, and F. Ling², ¹Nanjing University of Science & Technology, China; ²Digital DNA Laboratories Motorola Inc. Tempe, USA</i>	393
B2.8	Transmission-line Model Analysis of Aperture-Coupled Microstrip Antenna with Parasitic Elements <i>GAO Wei and ZHU Qi, University of Science and Technology of China, China</i>	397

Session B3 Propagation, Scattering, GPS and Radar II

B3.1	Simulation of Radiation and Scattering by Large Microstrip Patch Arrays on Curved Substrate by a Fast Algorithm <i>Cai-Cheng Lu and Chun Yu, University of Kentucky Lexington, USA</i>	401
B3.2	A Research on Adaptive PCM Clock Recovering	406

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 XV
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A Unidirectional Beam Antenna using a Probe Excited Rectangular Ring near the Reflector

Chuwong Phongcharoenpanich, Suthasinee Lamultree,
Sompol Kosulvit, and Monai Krairiksh

Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand,
Phone : (662) 7373000 Ext.3346 Fax : (662) 3269086 E-mail : kpchuwon@kmitl.ac.th

Abstract

This paper proposes a unidirectional beam antenna using a probe excited rectangular ring near the reflector. The antenna structure is simple. The radiation characteristics of the antenna for various spacing between a probe excited rectangular ring and the reflector are analyzed. These characteristics are also compared with the conventional single aperture near the reflector. It is found that the proposed structure yields better characteristics than the conventional structure. The numerical results of the radiation pattern, elevational beam peak, beamwidth, and maximum directivity are investigated. The result of the analysis is very useful to design the antenna of the high directivity with unidirectional beam.

1. Introduction

It is well known that the point to point communications has extensively and continuously received an attention for several decades. The antenna that can useful for the point to point communication is the antenna radiating unidirectional beam pattern. There have been the developments of these antenna types in literature [1]. The unidirectional beam antenna can be achieved by using some types of antenna structures such as microstrip antenna operating at higher order modes [2], horn antenna [3], reflector antenna [4] and many others. In addition, the unidirectional beam can be obtained by using some specific antenna that is arranged to form the array configuration [5]-[6]. One alternative way is carried out by placing the antenna near the reflector or the ground plane [7]. However, each antenna belongs to its own advantage and disadvantage. This paper proposes to accomplish the unidirectional beam by using the probe excited rectangular ring near the reflector. The advantage of this structure is that it is simple and easy to fabricate. In addition, since there is no dielectric component, it has low loss. The antenna can be made using low cost material that is easy to find in the market. This structure expects to possess cost effective [8]. The radiation characteristics of this proposed structure are compared with the conventional single aperture near the reflector. It is evident that the probe excited rectangular ring near the reflector yields the better characteristics. The radiation characteristics such as the radiation pattern, elevational beam peak, beamwidth, and maximum directivity are examined. The optimum spacing between the probe excited rectangular ring and the reflector that provides the maximum

directivity is clarified. The result of the analysis is very useful for designing the high directivity unidirectional beam antenna.

2. A Unidirectional Beam Antenna using a Rectangular Aperture near the Reflector

The structure of a rectangular aperture near the reflector is made up from the single aperture of which a part of rectangular waveguide. The single aperture of the width a and height b placing near the reflector of the size $d_x \times d_y$ at the spacing of h . The electromagnetic fields radiated from this aperture are derived from the Fourier transform of the fields propagated inside the rectangular waveguide. The dimension of the ring is reasonably chosen to perform the dominant mode propagation inside the rectangular waveguide. The radiation pattern of this antenna is appeared to be the unidirectional beam. It is found that the radiation characteristics of this single aperture without the reflector of the width 0.69λ and the height 0.35λ are that the HPBW in E-plane and H-plane are 180° and 70° , respectively. The maximum directivity is 6.20 dBi. Furthermore, the directivity can be further increased by placing this structure near the reflector. Fig.1 shows the antenna geometry. The spacing between the single aperture and the reflector should be optimized. The direction of the unidirectional beam is toward the z axis. The radiation characteristics of this structure will be described in section 4.

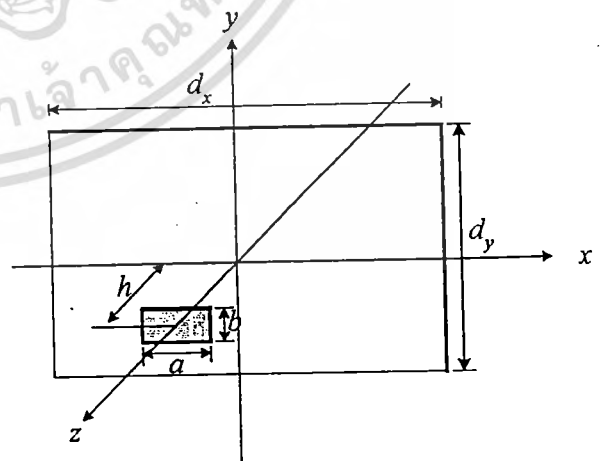


Fig.1 A unidirectional beam antenna using a rectangular aperture near the reflector

3. A Unidirectional Beam Antenna using a Probe Excited Rectangular Ring near the Reflector

For a unidirectional beam antenna using a probe excited rectangular ring near the reflector, the geometry is composed of the probe of the length l aligned in y direction and it is protruded inside the rectangular ring of the width a and the height b and the length c . The optimum value of the probe length, ring width, ring height and ring length are 0.25λ , 0.69λ , 0.35λ and 0.25λ , respectively [8]. This structure radiates the bidirectional beam with the HPBW in E-plane and H-plane of 84 and 58 degrees, respectively. The maximum directivity is 6.33 dBi. In the similar fashion, the unidirectional beam can be made up by placing the probe excited rectangular ring near the reflector as shown in Fig.2. The comparison between the characteristics of the single aperture near the reflector and the probe excited rectangular ring (two apertures) near the reflector are given the next section.

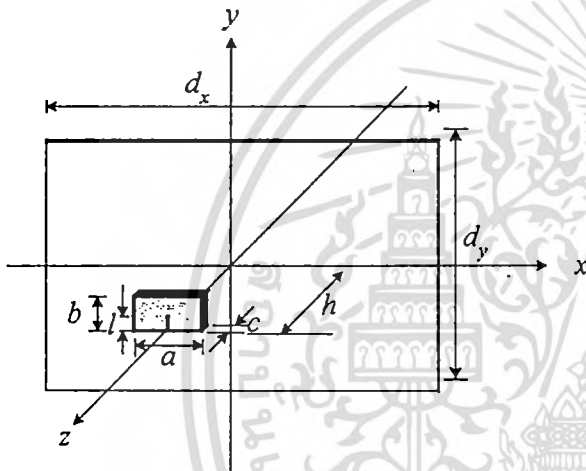


Fig.2 A unidirectional beam antenna using a probe excited rectangular ring near the reflector

4. Radiation Characteristics

The radiation characteristics such as radiation pattern, elevational beam peak, beamwidth and maximum directivity are illustrated in this section.

4.1 Radiation pattern

Radiation pattern of single aperture near the reflector and a probe excited rectangular ring near the reflector (two apertures) in both E-plane and H-plane is revealed in this section.

4.1.1 Single aperture near the reflector

Fig.3 and Fig.4 show the radiation pattern of single aperture near the reflector for various spacing h in E-plane and H-plane, respectively. It is found that the unidirectional beam is obtained when the spacing is not greater than 0.3λ . The smaller the spacing the narrower the beamwidth. The beam is split when the spacing is between 0.3λ and 0.5λ . The unidirectional beam can be realized again when the spacing is 0.7λ . The radiation characteristics for other spacing are disclosed in the subsequent section.

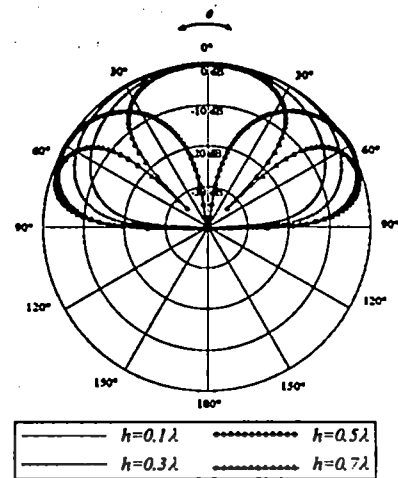


Fig.3 Radiation pattern of single aperture near reflector (E-plane)

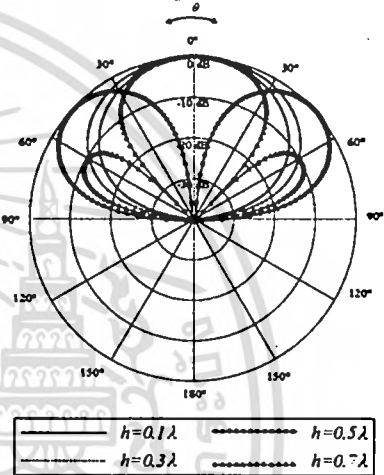


Fig.4 Radiation pattern of single aperture near reflector (H-plane)

4.1.2 Two apertures near the reflector

The radiation pattern for different spacing of two apertures near the reflector in E-plane and H-plane are depicted in Fig.5 and Fig.6, respectively. It is obvious that the unidirectional beam can be realized when the spacing is not larger than 0.3λ . The beam is also split for the spacing between 0.3λ and 0.5λ . The unidirectional beam is occurred when the spacing is 0.7λ .

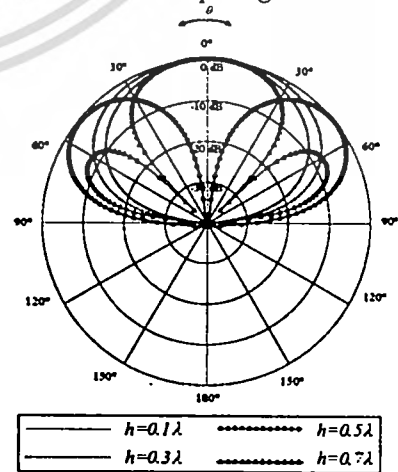


Fig.5 Radiation pattern of two apertures near reflector (E-plane)

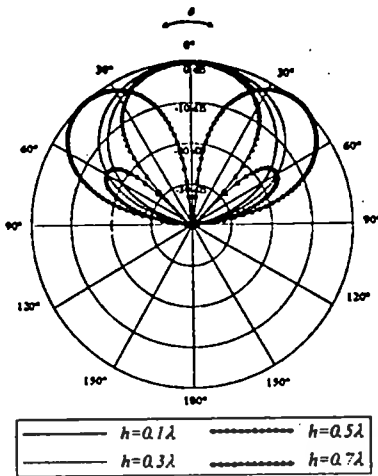


Fig.6 Radiation pattern of two apertures near reflector (H-plane)

4.2 Elevational beam peak

The unidirectional beam in boresight axis occurs when the elevational beam peak is 0° . So, the elevational beam peak greater than 0° is not the unidirectional beam. Fig.7 and Fig.8 show the elevational beam peak of single aperture near the reflector and two apertures near the reflector as a function of the spacing. Notified that the unidirectional beam can be realized when the elevational beam peak both E-plane and H-plane directs toward z-axis. It is found that the unidirectional beam is achieved only some specific spacing. The two apertures near the reflector can provide the unidirectional beam when the spacing is 0.1λ to 0.3λ and 0.6λ to 0.7λ . However, the single aperture near the reflector will give the unidirectional beam only for $0.1 \leq h \leq 0.2$ and $h = 0.7\lambda$. The result of this investigation is very important in the further antenna design.

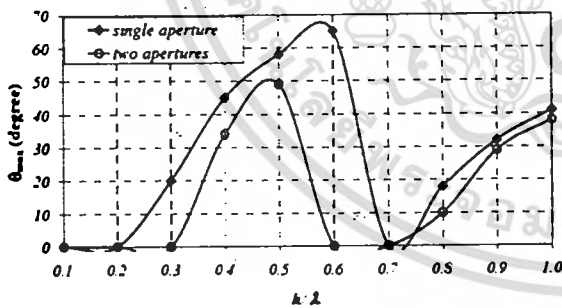


Fig.7 Elevational beam peak (E-plane)

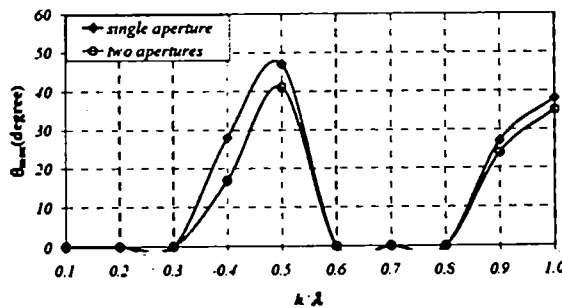


Fig.8 Elevational beam peak (H-plane)

4.3 Beamwidth

4.3.1 Half power beamwidth

Half power beamwidth is an important parameter to evaluate the merit of the antenna [9]. It is desirable for the antenna to possess the narrow beamwidth. Fig.9 and Fig.10 illustrate the half power beamwidth of the antenna against the spacing in E-plane and H-plane. It is evident that the two apertures near the reflector have narrower beamwidth in E-plane than the single aperture near the reflector when the spacing is less than 0.34λ . On the contrary, the single aperture near the reflector exhibits wider beamwidth when the spacing between 0.34λ and 0.5λ . For the larger spacing than 0.5λ , both structures have almost the same values. However, the same trends of the variation of half power beamwidth in H-plane can be inspected for both structures viz., the antenna beam will be wider as the increment of the spacing until maximum at the spacing of 0.4λ . Then, the beamwidth will be narrower when the spacing is increased from 0.4λ to 0.5λ . Subsequently, the beamwidth in H-plane will be increased until maximum at $h = 0.9\lambda$ and decreased again. From the comparison, the single aperture near the reflector exhibits wider beamwidth in H-plane than the two apertures near the reflector. These results should be taken into account for the design aspects.

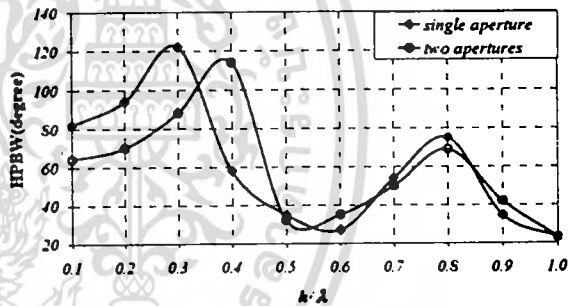


Fig.9 Half power beamwidth (E-plane)

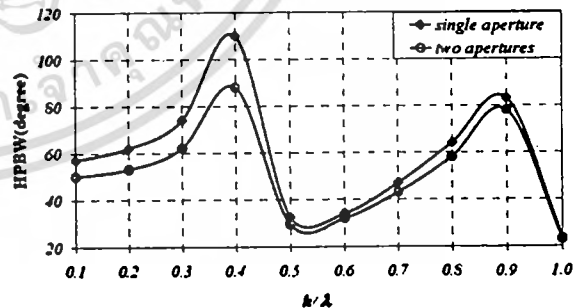


Fig.10 Half power beamwidth (H-plane)

4.3.2 First null beamwidth

Fig.11 and Fig.12 illustrate the first null beamwidth in E-plane and H-plane, respectively. The first null beamwidth of single aperture and two apertures near the reflector will not be changed as the spacing for the spacing less than 0.5λ . The first null beamwidth will be decreased when the spacing is 0.5λ and 0.6λ . Then, the first null beamwidth will be dramatically increased when

the spacing is larger than 0.6λ . Eventually, there is no significant distinction of the first null beamwidth between the single aperture near the reflector and the two apertures near the reflector.

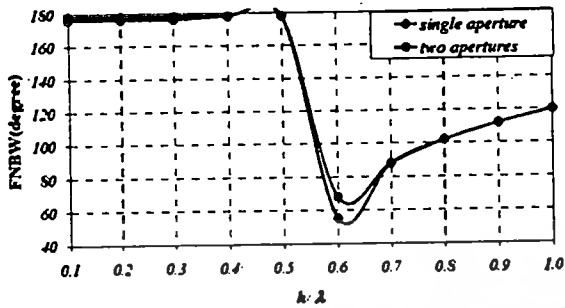


Fig.11 First null beamwidth (E-plane)

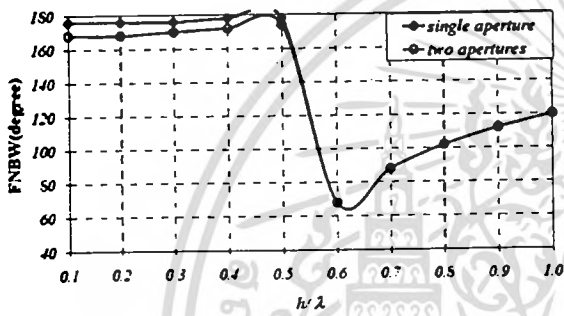


Fig.12 First null beamwidth (H-plane)

4.4 Directivity

Ultimately, the directivity of the antenna is shown in Fig.13. It is apparent that the directivity of the two apertures near the reflector is higher than the single aperture near the reflector about 1-3 dB for any spacing. The maximum directivity is achieved when the spacing is 0.7λ . At that spacing, the single aperture near the reflector provides 9.16 dBi whereas the two apertures near the reflector gives 12.34 dBi directivity. Accordingly, we can summarize that the optimum spacing of both single aperture and two apertures near the reflector is 0.7λ because the unidirectional beam with the maximum directivity is obtained. The two apertures near the reflector yields better characteristics than the single aperture near the reflector. The design parameter for realizing the unidirectional beam is that the radius of the ring is 0.3019λ , the length of the probe is 0.25λ , the width of the ring is 0.25λ , the spacing between the reflector is 0.7λ . However, the effect of the finite size of the reflector is not clarified in this paper. It is under investigation.

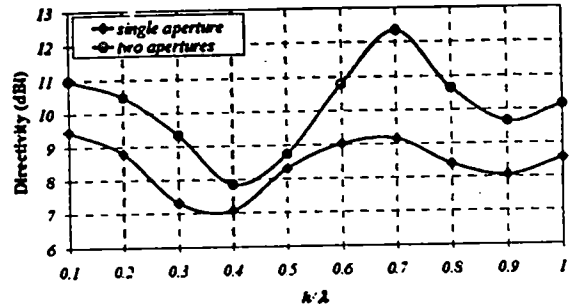


Fig.13 Directivity

5. Discussions and Conclusions

A unidirectional beam antenna using a probe excited rectangular ring near the reflector is proposed in this paper. The radiation characteristics are comparatively studied with the conventional single aperture near the reflector. It is found that the probe excited rectangular ring near the reflector provides higher directivity than the single aperture near the reflector for any spacing between the antenna and the reflector. The optimum spacing that accomplish the maximum directivity for both antennas are 0.7λ . The result of the analysis is very useful for the design of the high directivity unidirectional beam antenna.

References

- [1] R.C. Johnson and H. Jasik, *Antenna Engineering Handbook*, McGraw-Hill, New York, 1984.
- [2] J.R. James and P.S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, vol.1-3, Peter Peregrinus, 1989.
- [3] C.A. Balanis, "Horn Antennas," Chapter 8 in *Antenna Handbook: Theory, Applications and Design* (Y.T. Lo and S.W. Lee, eds.), Van Nostrand Reinhold Co., New York, 1988.
- [4] A.W. Love (ed.), *Reflector Antennas*, IEEE Press, New York, 1978.
- [5] W.H. Kummer, "Basic Array Theory," *Proc. IEEE*, vol.80, no.1, pp.127-140, Jan.1992.
- [6] R. Tang and R.W. Burns, "Array Technology," *Proc. IEEE*, vol.80, no.1, pp.173-182, Jan.1992.
- [7] C.A. Balanis, "Analysis of an Array of Line Sources near a Finite Size Ground Plane," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.19, no.2, pp.181-185, Mar. 1981.
- [8] S. Kosulvit, C. Phongcharoenpanich, M. Krairiksh and T. Wakabayashi, "Radiation Characteristics of a Bidirectional Antenna Using a Linear Probe in a Rectangular Ring," *Proceedings of International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology 1998*, Beijing, pp. 337-340, Aug. 1998.
- [9] C.A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design," John Wiley & Sons, 1997.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Planar Array of a Probe Excited Circular Ring Radiating Bidirectional Pattern

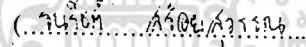
ผู้ร่วมงาน จำนวน 5 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	15.00
2. นายชนรัชต์ สร้อยสุวรรณ	55.00
3. นายไพโรจน์ วุ่นชุม	10.00
4. นายสมผล โกศลวิตร	10.00
5. นายโมไนย ไกรฤกษ์	10.00

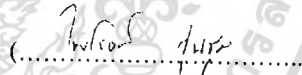


(.....)

นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์



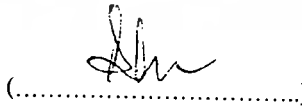
นายชนรัชต์ สร้อยสุวรรณ



นายไพโรจน์ วุ่นชุม



นายสมผล โกศลวิตร



นายโมไนย ไกรฤกษ์

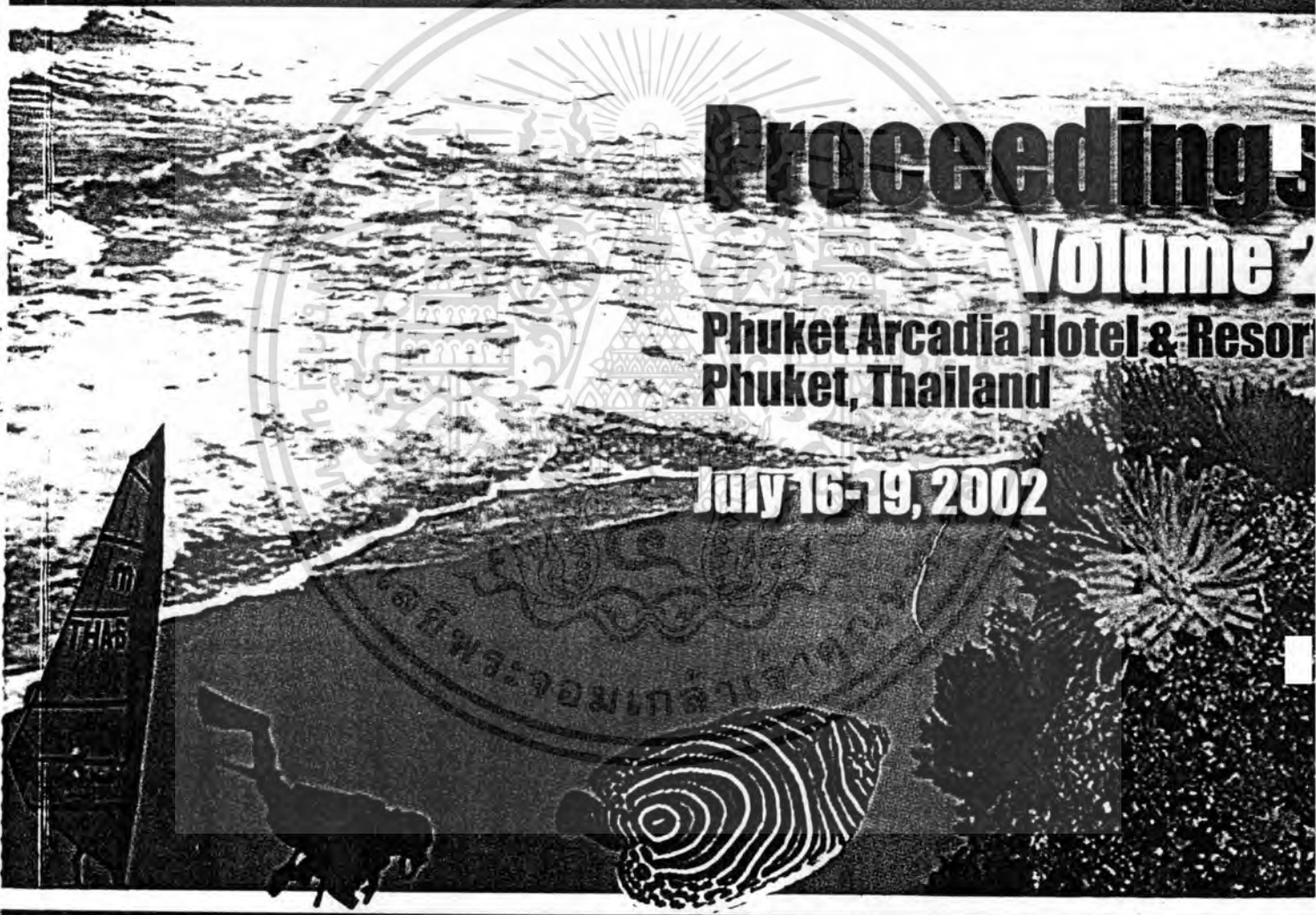
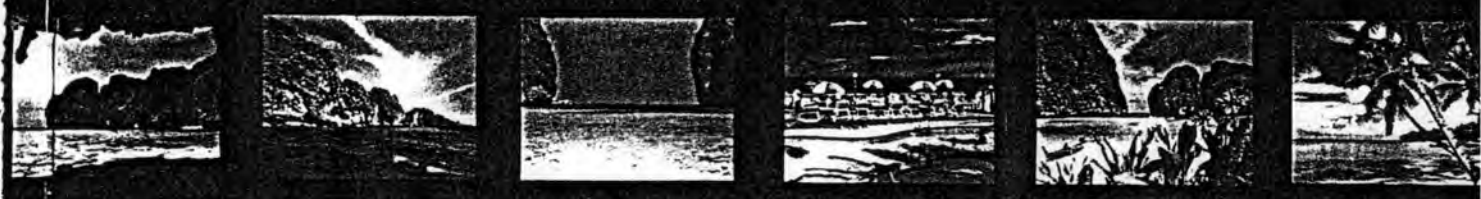
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ITC-CSCC 2002

ITC-CSCC 2002

The 2002 International Technical Conference
On Circuits/Systems, Computers and Communications



Proceedings Volume 2

Phuket Arcadia Hotel & Resort
Phuket, Thailand

July 16-19, 2002

Co-Sponsored by
Sirindhorn International Institute of
Technology, Thammasat University, Thailand
King Mongkut's University of Technology
Thonburi, Thailand
National Electronic and Computer Technology
Center, Thailand
Ministry of University Affairs, Thailand

With Technical Cooperation of
IEICE
IEEK
IEEE Thailand Section

Co-Organized by
King Mongkut's University of
Technology Thonburi, Thailand
Sirindhorn International Institute of
Technology, Thammasat
University, Thailand



THAILAND SECTION

Volume 2

Session: Antenna & Wave Propagation

1. Analysis of Propagation Properties in Junctions between Straight and Bent Waveguides using Cylindrical Functions of Complex Order.....711
Mohd Abdur Rashid, Masao Kodama
Univ. of the Ryukyus, Japan
2. Wideband Circularly-polarized Microstrip 1x8 Array Antennas for TX/RX Dual Operation at X-band.....715
Jae-Seung Yun, Haeng-sook Noh, Soon-Ik Jeon, Jae-Ick Choi
Radio & Broadcasting Tech. Lab., Korea
3. Planar Array of a Probe Excited Circular Ring Radiating Bidirectional Pattern.....719
Chuwong Phongcharoenpanich, Thanarart Sroysuwan, Phairote Wounchoum,
Sompol Kosulvit, Monai Krairiksh
King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang, Thailand
4. Fabrication and Measurement of a Micro Strip-Array Antenna for the Electronic Toll Collection System (ETCS).....723
Joong Han Yoon, Sang Mok Lee, Hwa Choon Lee, Kyung Sup Kwak, Su Mi Chun, Woo Sub Byun,
Myung Nam Jung, Dong Hun Shin
Inha Univ., Korea
5. Improvement of Applebaum Array Interference Cancellation in Smart Antenna System by Using Covariance Matrix Adjustment.....727
Tanakorn Sukontapong, Chuwong Phongcharoenpanich, Phaisan Ngamjanyaporn, Monai Krairiksh
King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang, Thailand
6. Assessment of Input Impedance of an Axial Slot Antenna on a Sectoral Cylindrical Cavity Excited by Probe using Method of Moments.....731
Rangsan Wongsan, Chuwong Phongcharoenpanich, Monai Krairiksh
King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang, Thailand

Session: Analog Circuits

1. A Low-Voltage High-Speed PWM Signal Generation Based on Relaxation Oscillator.....735
Montree Siriprachyanun
King Mongkut's Inst. of Tech. North Bangkok, Thailand
2. A Four-Quadrant Analog Multiplier Based on Switched-Capacitor and Pulse-Width Amplitude Modulation Techniques.....739
Montree Siriprachyanun, Paramote Wardkein
King Mongkut's Inst. of Tech. North Bangkok & King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang, Thailand
3. Design of a Current-Mode CCII-Based Bandpass Filter from Immittance Function Simulator Using Commercial Available CCII (AD844).....743
Songphan Prakobnoppakao, Boonruk Chipipop, Wanlop Surakamponorn, Kenzo Watanabe
King Mongkut's Univ. of Tech. Thonburi & King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang, Thailand & Shizuoka Univ., Japan
4. Current-Mode Integrator Using OA and OTAs and Its Applications.....747
Katesuda Klahan, Worapong Tangsrirat, Teerasilapa Dumawipata, Wanlop Surakamponorn
King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang & King Mongkut's Inst. of Tech. North Bangkok, Thailand
5. A Realization of Multiple Circuit Transfer Functions without External Passive Elements.....751
Takao Tsukutani, Masami Higashimura, Yasutomo Kinugasa, Yasuaki Sumi, Yutaka Fukui
Matsue National College of Tech. & Tottori Univ., Japan
6. A CMOS Rail-to-Rail Current Conveyer and Its Applications to Current-mode Filters.....755
Takashi Kurashina, Satomi Ogawa, Kenzo Watanabe
Shizuoka Univ., Japan
7. Low-Power and Wide-Input Range Voltage Controlled Linear Variable Resistor Using an FG-MOSFET and Its Application.....759
Muneo Kushima, Koichi Tanno, Hiroo Kumagai, Okihiko Ishizuka
Miyazaki Univ., Japan
8. Linear Bipolar OTAs Employing Hyperbolic Function Circuits and Triple-Tail Cell.....763
Fujihiko Matsumoto, Yasuaki Noguchi
National Defense Academy, Japan
9. A Proposal of Field-Programmable RF Gate Array Devices.....767
Michio Yokoyama, Kazuhiro Shouno, Kazukiyo Takahashi
Yamagata Univ., Japan

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Planar Array of a Probe Excited Circular Ring Radiating Bidirectional Pattern

Chuwong Phongcharoenpanich, Thanarart Sroysuwan, Phairote Wouchoum,
Sompol Kosulvit, and Monai Krairiksh

Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand,
Phone : (662) 7373000 Ext.3346 Fax : (662) 3269086 E-mail : kpchuwon@kmitl.ac.th

Abstract

This paper reports the characteristics of a bidirectional antenna by using a planar array of a probe excited circular ring. The element of a bidirectional antenna is first designed to achieve the maximum directivity. The directivity can be further increased by arranging these elements to form the linear array. There are two types of linear array to be investigated i.e., on axis and off axis arrangement. On-axis linear array yields better directivity than off-axis linear array. Therefore, this orientation is further used to form the planar array. The radiation characteristics of this optimum planar array are rigorously reported. The proposed structure is very useful to extend the distance between the base station in PCT system.

1. Introduction

Nowadays, cellular mobile system becomes a vital role in daily life essence [1]. Therefore, the investigations of the mobile antenna at the base station are of interest. Conventionally, the omnidirectional antenna is employed to cover the approximated circle area. To increase the zone size for applying to the long and narrow path service area such as the highway, the tunnel, and the corridor; the bidirectional antenna is installed in place of the omnidirectional ones. The conventional bidirectional antennas are made up by combining two unidirectional antennas such as Yagi pointed in opposite directions or the omnidirectional antenna such as monopoles excited by appropriate phase [2]. The antenna constructed by this technique suffers from feeder loss and complicated structure that results in expensiveness. Thus, researches and developments on bidirectional antenna have been continuously conducted. The bidirectional narrow patch antenna (BNPA), which has narrow patches on both sides of a narrow dielectric substrate fed by a parallel stripline is easily fabricated by printing patches and feeding network on a substrate. However, BNPA has low radiation efficiency. The radiation efficiency can be improved by adding two opposing parasitic patches to a BNPA to form the so-called BNPA-P [3]. It was found that gain is higher than a collinear antenna of the same length. For a wide street about the width ranging from 30 to 60 meters, a BNPA element is developed to be a bidirectional rod antenna (BIRA) that possesses an optimum beam shape [4]. Furthermore, a bidirectional antenna using two notch antennas cut in a sheet of conductor above a ground plane was proposed to extend the coverage of a relay station in booster system inside tunnel [5]. To suppress the cross polarization in the H-plane of this notch antenna, the crank shaped antenna modified from the original notch antenna was proposed [6]. It was found that the radiation patterns

of these antennas are tilted up from the mounting wall and they should be tilted downward in order to cover the service area. This was accomplished by using the crank shaped antenna with the parasitic elements for gain enhancement [7]. From these aforementioned literatures, it is evident that development of a bidirectional antenna that has suitable characteristics for a particular application is desired. Moreover, cost effective must be considered since the number of cell is very large. Therefore, a bidirectional antenna using a linear probe excited a circular ring [8] was proposed. It was pointed out that a moderate gain bidirectional antenna [9] could be easily realized with a very cost effective. Moreover, the directivity can be increased by forming an array of a probe excited circular ring.

This paper reports the directivity enhancement of a bidirectional antenna using a planar array of a probe excited circular ring. The radiation characteristics such as radiation pattern, half power beamwidth, first side lobe ratio, angle of the first side lobe, number of minor lobes and maximum directivity are substantially examined.

2. An Element of a Probe Excited Circular Ring

The structure of a bidirectional antenna using an element of a probe excited circular ring consists of a linear electric probe of length l aligned along the y axis, and this probe is surrounded by a circular ring of the radius a . At the two ends of the ring, there are circular apertures on the planes $z = -d/2$ and $z = d/2$, respectively, as shown in Fig.1.

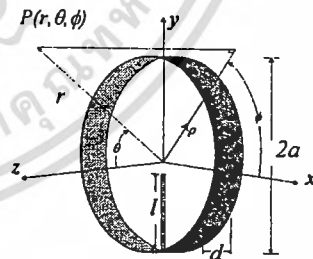


Fig.1 A bidirectional antenna using a probe excited circular ring

From the investigation [10], it is found that the optimum ring radius and width are 0.3019λ and 0.154λ for the operating frequency of 1.9065 GHz. These parameters are used as the design parameters for a single element of a bidirectional antenna using a probe excited circular ring. It is evident that the directivity of an element is 6.82 dBi with the half power beamwidth in E-plane and H-plane of 70.5 and 59.6 degrees, respectively. There is no side lobe in case of using single element of a probe excited circular ring.

3. A Linear Array of a Probe Excited Circular Ring

To enhance the directivity of a bidirectional antenna using a probe excited circular ring the linear array arrangement is an alternative choice to accomplish the higher directivity. There are two configurations of linear array to orient the array element i.e., on axis orientation and off axis orientation. The antenna elements are aligned on x axis, y axis and z axis for on-axis arrangement as shown in Fig.2. For the off-axis arrangement, the elements will be located on xy plane for different azimuth angle (ϕ_{xy}) as illustrated in Fig.3. Fig.4 shows the directivity comparison between on-axis and off-axis linear array. It is evident that the on axis linear array achieves higher directivity. Therefore, this arrangement is used to form the planar array configuration in the next section.

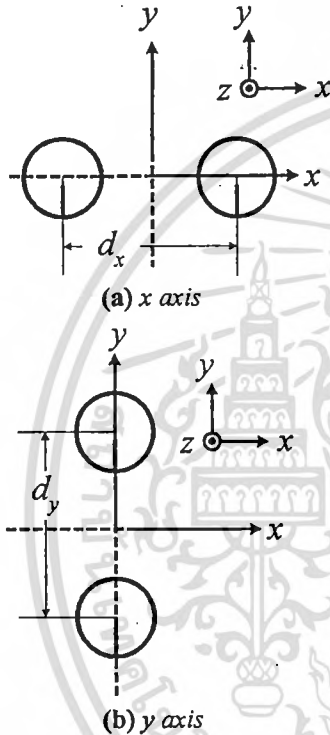


Fig.2 On axis linear array antenna configuration

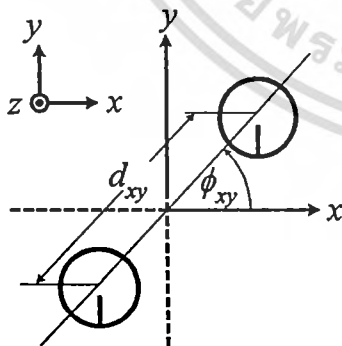


Fig.3 Off axis linear array antenna configuration

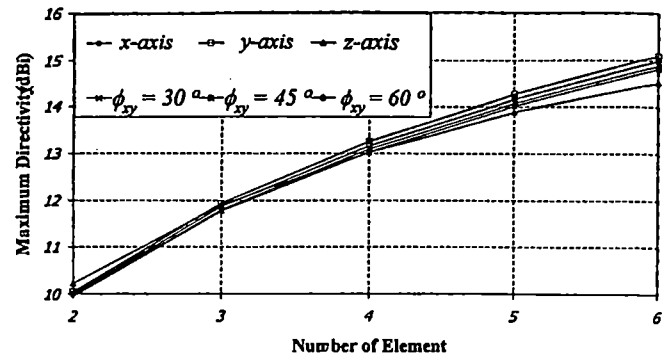


Fig.4 Directivity of linear array

4. A Planar Array of a Probe Excited Circular Ring

A planar array of a probe excited circular ring is constructed from two-dimensional linear array of on axis in x and y direction to yield the maximum directivity. The structure of the planar array is illustrated in Fig.5. It is apparent that the optimum spacing in x and y directions are 1.15λ and λ , respectively. This parameter is used as the guideline for the antenna design. The numerical results of this antenna will be reported in the next section.

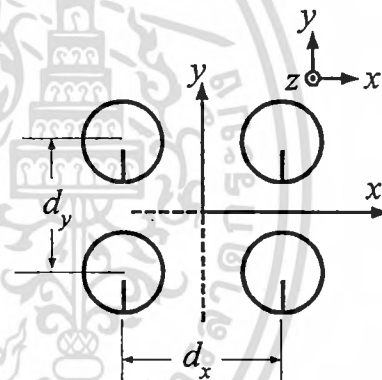


Fig.5 Planar array antenna configuration

5. Numerical Results

The numerical results of the radiation characteristics such as radiation pattern, half power beamwidth, side lobe ratio, angle of the first side lobe, number of minor lobes and maximum directivity are reported.

5.1 Radiation pattern

Fig.6 illustrates the three-dimensional radiation pattern of the optimum planar array. It can be seen that the bidirectional pattern in E-plane and H-plane is obtained. This graph confirms that the bidirectional antenna could be properly achieved from the planar array configuration. The two-dimensional radiation patterns in each plane are also shown in the same figure.

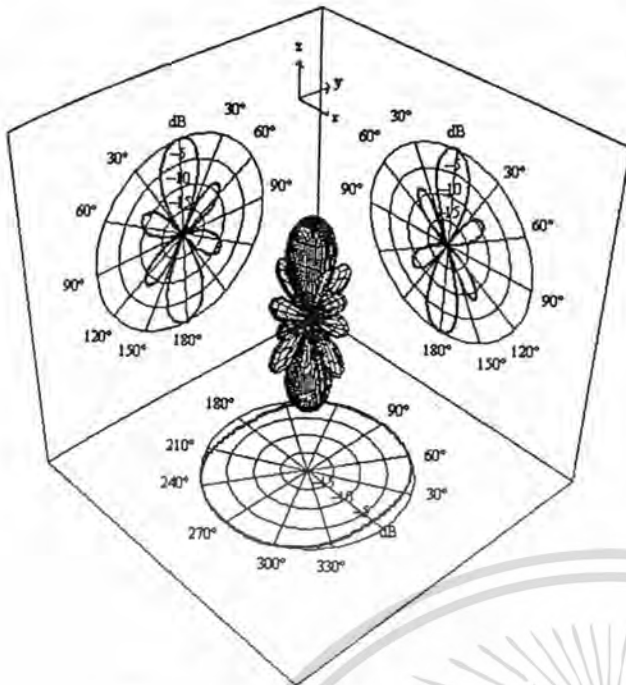


Fig.6 Three dimensional pattern

5.2 Half power beamwidth

Half power beamwidth of the antenna in E-plane and H-plane are displayed in Fig.7 and Fig.8, respectively. It is obvious that the beamwidth in E-plane and H-plane for any element have the same trends. The desired narrower beamwidth can be carried out when the number of elements is increased.

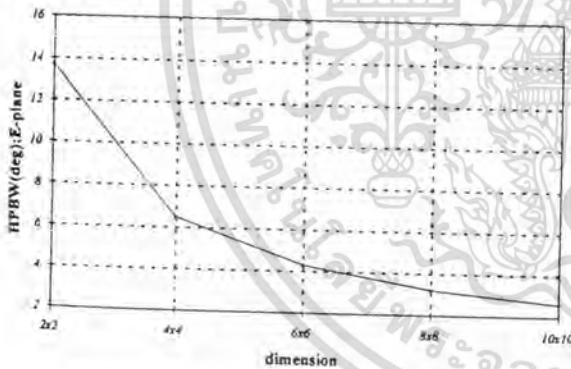


Fig.7 Half power beamwidth in E-plane

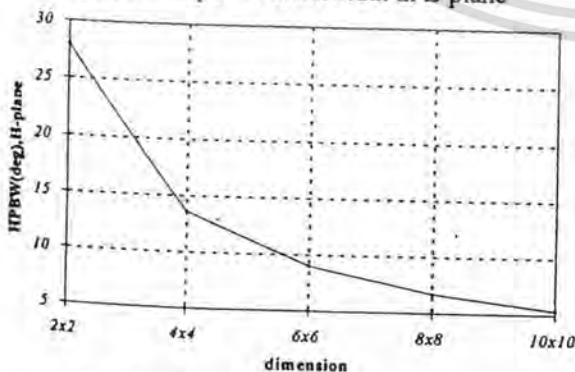


Fig.8 Half power beamwidth in H-plane

5.3 First side lobe ratio

The first side lobe ratio in E-plane and H-plane are shown in Fig.9 and Fig.10, respectively. It is seen that when the number of element is 2x2, the very small side lobe ratio is observed. However, the better side lobe ratio is achieved for the number of element larger than 4x4 numbers of elements.

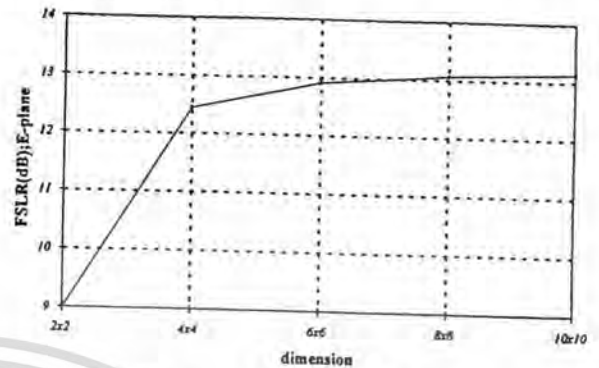


Fig.9 First side lobe ratio in E-plane

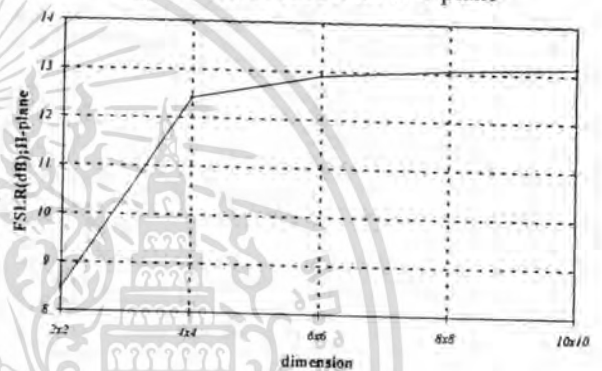


Fig.10 First side lobe ratio in H-plane

5.4 Angle of the first side lobe

The angle of the first side lobe is the characteristic that expresses the location of the first minor lobe. The parameters that influences to the angle of the first side lobe is the beamwidth and the number of minor lobes. Fig.11 and Fig.12 show the angle of the first side lobe versus the number of the elements of the planar array. It can be found that the same trend has been observed both E-plane and H-plane. The larger the number of elements the smaller the angle of the first side lobe. Accordingly, this characteristic should be prescribed in the antenna design.

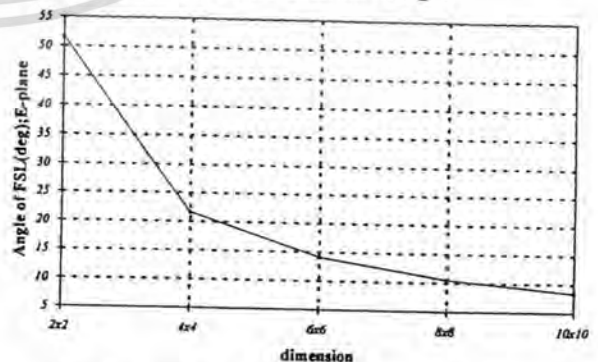


Fig.11 Angle of the first side lobe in E-plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา... อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

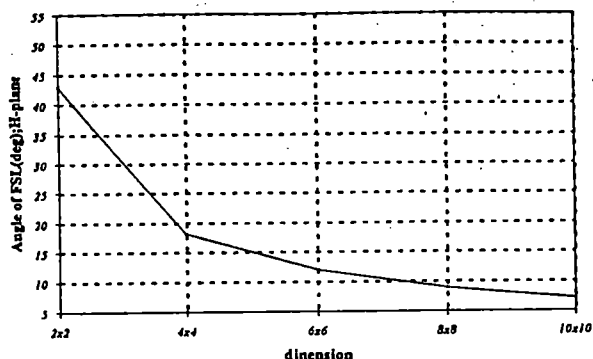


Fig.12 Angle of the first side lobe in H-plane

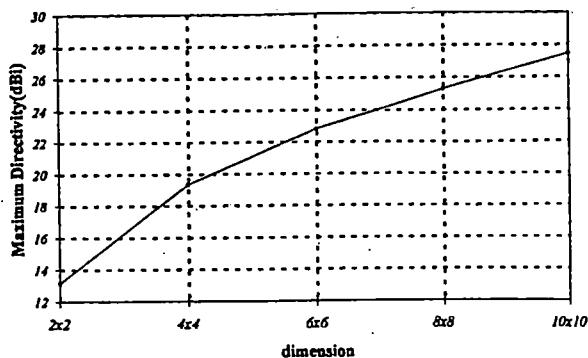


Fig.15 Maximum directivity

5.5 Number of minor lobes

In the communication, it is desirable to minimize the number of the minor lobes because the noise or interference will enter to them. However, the behavior of the antenna when the beamwidth is narrower, the number of the minor lobes will be increased. Fig. 13 and Fig. 14 depict the number of minor lobes in both E-plane and H-plane for various numbers of elements. As expected from the information of the beamwidth, the number of minor lobes will increase as the number of elements.

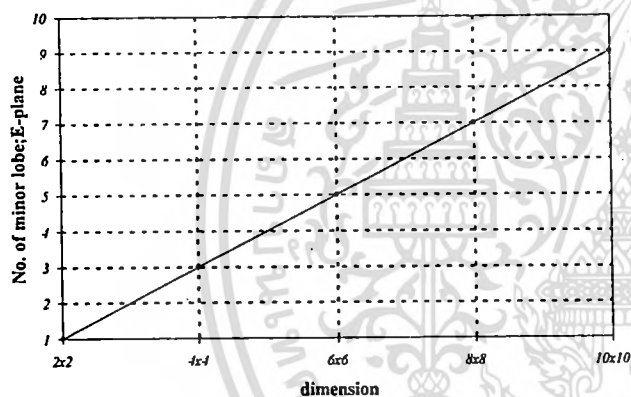


Fig.13 Number of minor lobes in E-plane

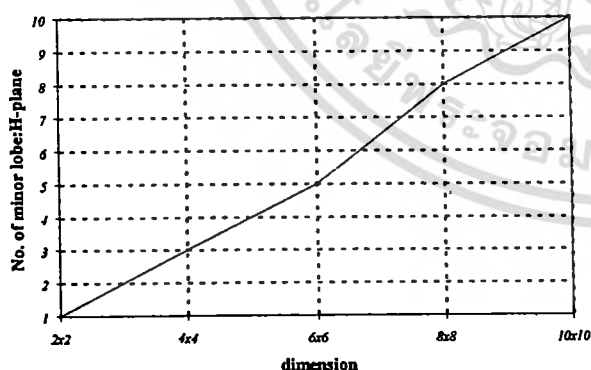


Fig.14 Number of minor lobes in H-plane

5.6 Maximum directivity

Fig. 15 shows the maximum directivity as a function of the number of elements. It is summarized that the directivity can be enhanced by increasing the number of elements. The maximum directivity of 27.5 dBi is observed when the number of element is 10x10.

6. Discussions and Conclusions

Planar array of a probe excited circular ring is investigated. The optimum single element is first characterized to carry out the maximum directivity. Subsequently, various linear arrays with on axis and off axis arrangement are comparatively analyzed. It is found that the on axis arrangement are optimized chosen to perform highest directivity. The planar array is consequently constructed by using on axis arrangement. The numerical results express that when the number of elements is increased, the directivity will be higher, the number of side lobe become larger and the beamwidth is narrower.

References

- [1] L.C.Godara, "Applications of Antenna Array to Mobile Communications," *Proc.IEEE*, pp.1031-1060, July 1997.
- [2] R.C.Johnson and H.Jasik (eds.), *Antenna Engineering Handbook*, New York: McGraw-Hill, 1984, ch.2.
- [3] K.Cho and T.Hori, "Bidirectional Rod Antenna Composed of Narrow Patches," *Proc.IEEE Antenna Propagat. Soc. Symp.*, pp.174-177, June 1994.
- [4] T.Hori, K.Cho and K.Kagoshima, "Bidirectional Base Station Antenna Illuminating a Street Microcell for Personal Communication System," *9th Inst. Elect. Eng. Conf. Antennas Propagat.*, no.407, pp.419-422, Apr. 1995.
- [5] H.Arai and K.Kohzu, "A Bidirectional Notch Antenna," *IEEE AP-S, Int.Symp.*, vol.1, pp.42-45, July 1996.
- [6] K.Kohzu and H.Arai, "Dual Band Bidirectional Antenna," *Proceedings of the 1996 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.856-859, Dec. 1996.
- [7] T.Mukaiyama, H.Arai, and Y.Ebine, "Bi-directional Notch and Crank-shaped Antenna," *Proceeding of the 1997 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.417-420, Dec. 1997.
- [8] S.Kosulvit, C.Phongcharoenpanich, M.Krairiksh and T.Wakabayashi, "Design of a Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Circular Ring," *Proceedings of the 1999 Thailand-Japan Joint Symposium on Microwaves*, pp. 55-59, Sept. 1999.
- [9] S.Kosulvit, C.Phongcharoenpanich, M.Krairiksh and T.Wakabayashi, "Radiation Characteristics of a Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Circular Ring," *Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems*, Phuket, pp.713-716, Dec. 1999.
- [10] S.Kosulvit, M.Krairiksh, C.Phongcharoenpanich, and T.Wakabayashi, "A Simple and Cost-Effective Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Circular Ring," *IEICE Trans. Electronics*: vol. E84-C, no.4, pp.443-450, Apr. 2001.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง A Unidirectional Antenna using a Probe Excited Circular Ring above the Reflector

ผู้ร่วมงาน จำนวน 4 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	25.00
2. นางสาวสุชาสินี ตะมุลตรี	25.00
3. นายสมพล โกศลวิตร	25.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	25.00



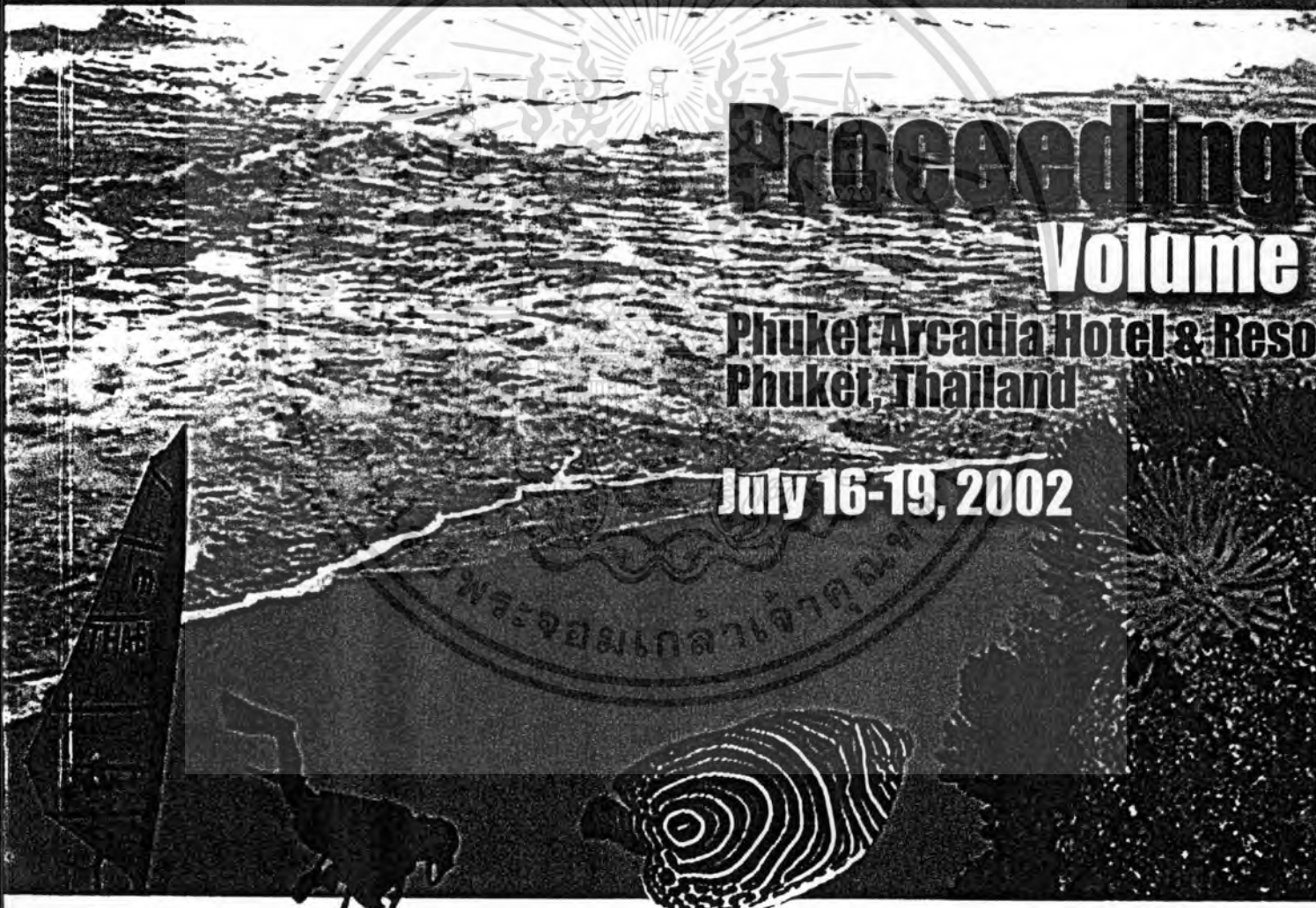
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ITC-CSCC 2002

ITC-CSCC 2002

The 2002 International Technical Conference
On Circuits/Systems, Computers and Communication



Proceedings Volume

Phuket Arcadia Hotel & Resort
Phuket, Thailand

July 16-19, 2002

Co-Sponsored by

Sirindhorn International Institute of
Technology, Thammasat University, Thailand
King Mongkut's University of Technology
Thonburi, Thailand
National Electronic and Computer Technology
Center, Thailand
Ministry of University Affairs, Thailand

With Technical Cooperation of

IEICE
IEEK
IEEE Thailand Section

Co-Organized by

King Mongkut's University of
Technology Thonburi, Thailand
Sirindhorn International Institute of
Technology, Thammasat
University, Thailand



6. Rain Attenuation Prediction using Combined Raindrop Size Distribution for the Fixed Services of HAPS System.....	527
<i>Yang-Su Kim, Bon-Jun Ku, Jong-Min Park, and Do-Seob Ahn</i> <i>ETRI-Radio & Broadcasting Lab., Korea</i>	
7. Gain-Clamped L-Band EDFA Incorporating an Inline Fiber Bragg Grating.....	531
<i>Sulaiman Wadi Harun, Nizam Tamchek, Harith Ahmad</i> <i>Univ. of Malaya, Malaysia</i>	
8. A Design of Silicon-Based Racetrack Microcavity Resonator Using FDTD.....	533
<i>S. Somkuarnpanit, B. Puangkird, S. Koosirivanichakorn</i> <i>King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang, Thailand</i>	
9. Synchronous Optical Fiber Code-Division Multiple-Access Networks Using Concatenated Codes for Channel Interference Cancellation.....	536
<i>Pham Manh Lam, Keattisak Sripimanwat</i> <i>Assumption Univ., Thailand</i>	
10. Regenerative Erbium-Doped Fiber Ring Amplifier with Unidirectional and Bi-directional Feedbacks.....	540
<i>N. S. Mohd Shah, T. C. Teyo, P. Poopalan, H. Ahmad</i> <i>Univ. of Malaysia, Malaysia</i>	
11. A Novel Wavelength Sensor Using a Structure of Optical Directional Coupler.....	542
<i>K. Sae-Tang, S. Somkuarnpanit, S. Khuntaweetep</i> <i>King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang, Thailand</i>	
12. A Unidirectional Beam Antenna using a Probe Excited Circular Ring near the Reflector.....	545
<i>Chuwong Phongcharoenpanich, Suthasinee Lamultree, Sompol Kosulvit, Monai Krairiksh</i> <i>King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang, Thailand</i>	
13. Study on the Performance of Wireless Local Area Network in a Multistory Environment with 8-PSK TCM.....	549
<i>Danai Suwattana, Jakkapol Santiyanon, Thawan Laopetcharat, Monton Charoenwattanaporn,</i> <i>Ut Goenchanart, Settapong Malisuwan</i> <i>Rangsit Univ. Thailand</i>	
14. Performance Analysis and Comparison of Different Data Rates in Wideband CDMA Using Three Different Transmission Schemes.....	552
<i>Sangita Pahadee, Kazi M. Ahmed, R.M.A.P. Rajatheva, S. Sigdel</i> <i>Asian Inst. of Tech., Thailand</i>	

Session: Internet Technology & Applications (II)

1. Characterizing Semantic Warnings of Service Description in Call Processing Language on Internet Telephony.....	556
<i>Pattara Leeraplute, Tomokazu Taki, Masahide Nakamura, Tohru Kikuno</i> <i>Graduate School of Engineering Science Osaka Univ., Japan</i>	
2. The Implementation of EIA 709.1 Standard Protocol Based Home Control System Architecture having Network Configuration Function.....	560
<i>Chang-Eun Lee, June-Hee Park, Young-Sung Son, Kyeong-Deok Moon</i> <i>Electronics and Telecommunications Research Inst., Korea</i>	
3. Stability Evaluation of Terminal Group for Inter-Vehicle Communication Network with an Autonomous Relay Access Scheme.....	564
<i>Monchai Chamchoy, Fumihide Kojima, Hiroshi Harada, Prakrit Tangtisanon, Masayuki Fujise</i> <i>King Mongkut's Inst. of Tech. Ladkrabang, Thailand</i>	
4. The Implementation of UNI Signaling based on Overlay Model.....	568
<i>Min-Sik Kim, Seong-Yong Lee, Jae-KI Jung, Do-Hyeon Lee</i> <i>Han Yang Univ., Korea</i>	
5. An Efficient Soft Handoff Scheme using Enhanced Resource Reservation Technique in Wireless MIPv6 Networks.....	571
<i>Tae-Hyun Park, Ho-Ryong Choi, Sang-Hun Chun, Kyung-Sup Kwak</i> <i>Inha Univ., Korea</i>	

Session: Intelligent Transportation Systems

1. The Keyword Search Using Thesaurus Concept in Geographic Information Systems.....	575
<i>Takashi Yamauchi, Dongshik Kang, Hayao Miyagi</i> <i>Univ. of the Ryukyus, Japan</i>	
2. Design on Multi-Surveillance System for turn-out Stations of the Railway.....	579
<i>Se-Ho Oh, Jung-Gyun Park, Hyen-Young Choi, Yong-Jae Lee, Yang-mo Kim</i> <i>Chungnam National Univ., Korea</i>	

A Unidirectional Beam Antenna using a Probe Excited Circular Ring near the Reflector

Chuwong Phongcharoenpanich, Suthasinee Lamultree,
Sompol Kosulvit, and Monai Krairiksh

Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand,
Phone : (662) 7373000 Ext.3346 Fax : (662) 3269086 E-mail : kpchuwon@kmitl.ac.th

Abstract

This paper proposes a unidirectional beam antenna using a probe excited circular ring near the reflector. The antenna structure is simple. The radiation characteristics of the antenna for various spacing between a probe excited circular ring and the reflector are analyzed. These characteristics are also compared with the conventional single aperture near the reflector. It is found that the proposed structure yields better characteristics than the conventional structure. The numerical results of the radiation pattern, elevational beam peak, beamwidth, and maximum directivity are investigated. The result of the analysis is very useful to design the antenna of the high directivity with unidirectional beam.

1. Introduction

The point to point communications have extensively and continuously received an attention for several decades. The antenna that can useful for the point to point communication is the antenna radiating unidirectional beam pattern. There have been the developments of these antenna types in literature [1]. The unidirectional beam antenna can be achieved by using some types of antenna structures such as microstrip antenna operating at fundamental mode [2], horn antenna [3], reflector antenna [4] and many others. In addition, the unidirectional beam can be obtained by using some specific antenna that is arranged to form the array configuration [5]-[6]. One alternative way is carried out by placing the antenna near the reflector or the ground plane [7]. However, each antenna belongs to its own advantage and disadvantage. This paper proposes to accomplish the unidirectional beam by using the probe excited circular ring near the reflector. The structure is simple and easy to fabricate. In addition, since there is no dielectric component, it has low loss. The antenna can be made using low cost material that is easy to find in the market. This structure expects to possess cost effective [8]. The radiation characteristics of this proposed structure are compared with the conventional single aperture near the reflector. It is evident that the probe excited circular ring near the reflector yields the better characteristics. The radiation characteristics such as the radiation pattern, elevational beam peak, beamwidth, and maximum directivity are examined. The optimum spacing between the probe excited circular ring and the reflector that provides the maximum directivity is clarified. The result of the analysis is very useful for designing the high directivity unidirectional beam antenna.

2. A Unidirectional Beam Antenna using a Circular Aperture near the Reflector

The structure of a circular aperture near the reflector is made up from the single aperture of which a part of circular waveguide. The electromagnetic fields radiated from this aperture are derived from the Fourier transform of the fields propagated inside the circular waveguide. The radius of the ring is reasonably chosen to perform the dominant mode propagation inside the circular waveguide. The radiation pattern of this antenna is appeared to be the unidirectional beam. It is found that the radiation characteristics of this single aperture without the reflector of the radius 0.3019λ are that the HPBW in E-plane and H-plane are 116° and 76° respectively. The maximum directivity is 6.89 dBi. Furthermore, the directivity can be further increased by placing this structure near the reflector. Fig.1 shows the antenna geometry. The single aperture of the radius a placing near the reflector of the radius r_g at the spacing of h . The spacing between the single aperture and the reflector should be optimized. The direction of the unidirectional beam is toward the z axis. The radiation characteristics of this structure will be described in section 4.

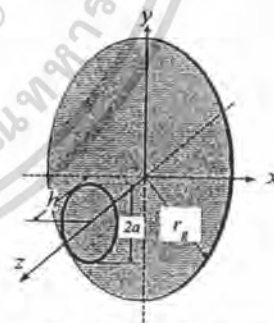


Fig.1 A unidirectional beam antenna using a circular aperture near the reflector

3. A Unidirectional Beam Antenna using a Probe Excited Circular Ring near the Reflector

For a unidirectional beam antenna using a probe excited circular ring near the reflector, the geometry is composed of the probe of the length l aligned in y direction and it is protruded inside the circular ring of the radius a and the width d . The optimum value of the probe length, ring radius and ring width are 0.25λ , 0.3019λ and 0.154λ , respectively. This structure radiates the bidirectional beam with the HPBW in E-plane and H-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
วารณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

plane of 70.5 and 59.6 degrees, respectively. The maximum directivity is 6.82 dBi. In the similar fashion, the unidirectional beam can be made up by placing the probe excited circular ring near the reflector at the spacing of h as shown in Fig.2. The comparison between the characteristics of the single aperture near the reflector and the probe excited circular ring (two apertures) near the reflector are given the next section.

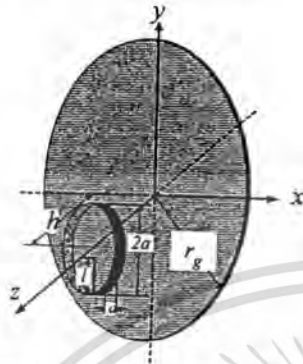


Fig.2 A unidirectional beam antenna using a probe excited circular ring near the reflector

4. Radiation Characteristics

The radiation characteristics such as radiation pattern, elevational beam peak, beamwidth and maximum directivity are illustrated in this section.

4.1 Radiation pattern

Radiation pattern of single aperture near the reflector and a probe excited circular ring near the reflector (two apertures) in both E-plane and H-plane is revealed in this section.

4.1.1 Single aperture near the reflector

Fig.3 and Fig.4 show the radiation pattern of single aperture near the reflector for various spacing h in E-plane and H-plane, respectively. It is found that the unidirectional beam is obtained when the spacing is not greater than 0.3λ . The Unidirectional beam with the side lobes is realized at the spacing of 0.7λ . The smaller the spacing the narrower the beamwidth. The beam is split when the spacing is larger than 0.3λ . The radiation characteristics for other spacing are disclosed in the subsequent section.

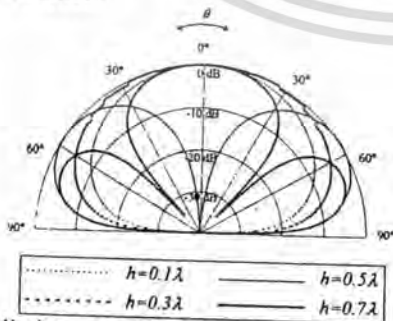


Fig.3 Radiation pattern of single aperture near reflector (E-plane)

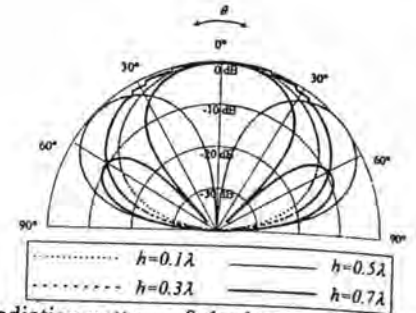


Fig.4 Radiation pattern of single aperture near reflector (H-plane)

4.1.2 Two apertures near the reflector

The radiation pattern for different spacing of two apertures near the reflector in E-plane and H-plane depicted in Fig.5 and Fig.6, respectively. It is obvious that the unidirectional beam can be realized when the spacing is not larger than 0.3λ and equal to 0.7λ . The beam is also split for the spacing larger than 0.3λ except for 0.7λ .

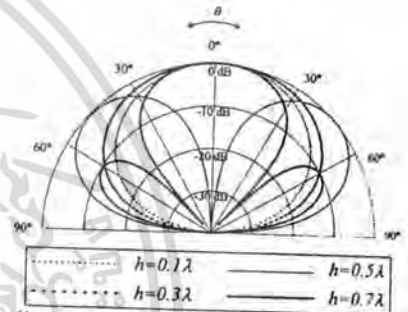


Fig.5 Radiation pattern of two apertures near reflector (E-plane)

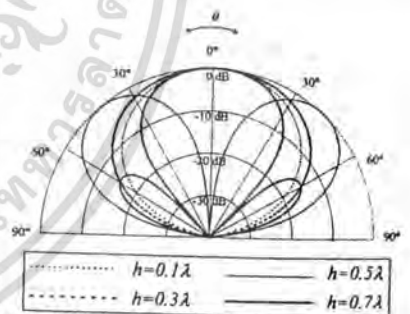


Fig.6 Radiation pattern of two apertures near reflector (H-plane)

4.2 Elevational beam peak

The unidirectional beam in boresight axis occurs when the elevational beam peak is 0° . So, the elevational beam peak greater than 0° is not the unidirectional beam. Fig.7 and Fig.8 show the elevational beam peak of single aperture near the reflector and two apertures near the reflector as a function of the spacing. Notified that the unidirectional beam can be realized when the elevational beam peak both E-plane and H-plane directs toward z-axis. It is found that the unidirectional beam is achieved only some specific spacing. The two apertures near the reflector can provide the unidirectional beam when the spacing is 0.1λ to 0.3λ and 0.6λ to 0.8λ . However, the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

single aperture near the reflector will give the unidirectional beam only for $0.1 \leq h \leq 0.3$ and $h = 0.7\lambda$. The result of this investigation is very important in the further antenna design.

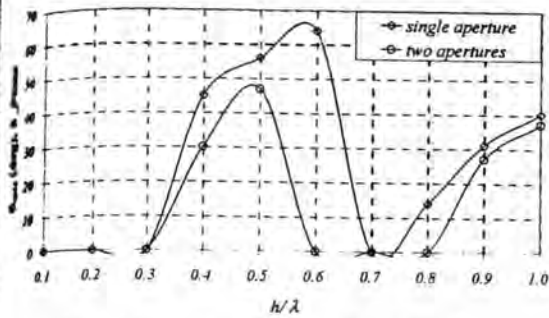


Fig.7 Elevational beam peak (E-plane)

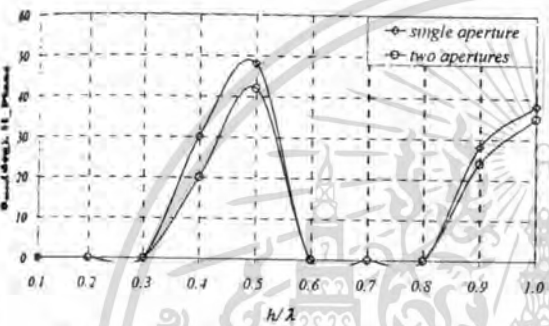


Fig.8 Elevational beam peak (H-plane)

3.3 Beamwidth

3.3.1 Half power beamwidth

Half power beamwidth is an important parameter to evaluate the merit of the antenna [9]. It is desirable for the antenna to possess the narrow beamwidth. Fig.9 and Fig.10 illustrate the half power beamwidth of the antenna against the spacing in E-plane and H-plane. It is evident that the two apertures near the reflector have narrower beamwidth than the single aperture near the reflector. However, the same trends of the variation of half power beamwidth can be inspected for both structures viz., the antenna beam will be wider as the increment of the spacing until maximum at the spacing of 0.4λ . Then, the beamwidth will be smaller when the spacing is increased from 0.4λ to 0.5λ . Subsequently, the beamwidth will be increased until maximum at h equal 0.8λ or 0.9λ and decreased again. From the comparison, the single aperture near the reflector exhibits wider beamwidth in both E-plane and H-plane than the two apertures near the reflector. These results should be taken into account for the design aspects.

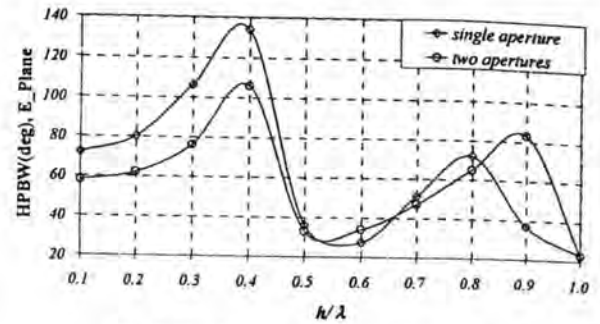


Fig.9 Half power beamwidth (E-plane)

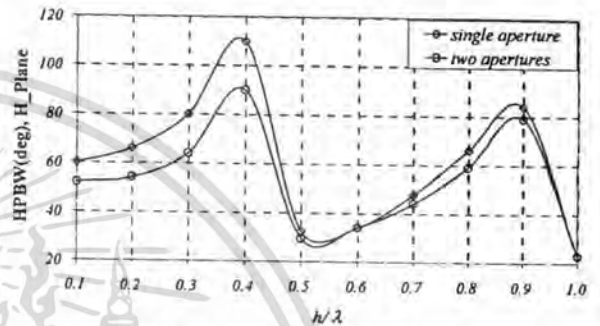


Fig.10 Half power beamwidth (H-plane)

3.3.2 First null beamwidth

Fig.11 and Fig.12 illustrate the first null beamwidth in E-plane and H-plane, respectively. The first null beamwidth will not be changed as the spacing for the spacing less than 0.3λ . For the spacing greater than 0.3λ , the first null beamwidth has the same trend as the half power beamwidth. We found that both single aperture and two apertures near the reflector have almost identical first null beamwidth. In the viewpoint of the first null beamwidth, there is no distinction between the single aperture near the reflector and the two apertures near the reflector.

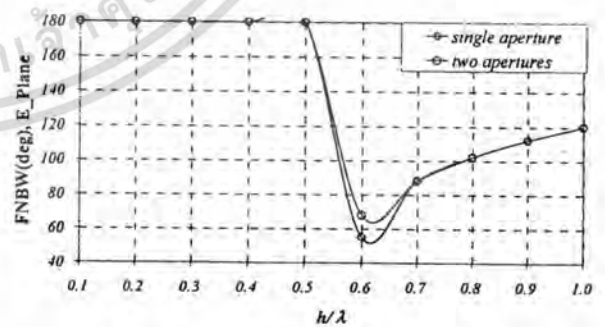


Fig.11 First null beamwidth (E-plane)

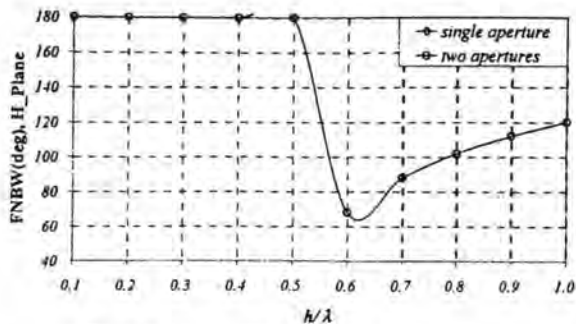


Fig.12 First null beamwidth (H-plane)

4.4 Directivity

Ultimately, the directivity of the antenna is shown in Fig.13. It is apparent that the directivity of the two apertures near the reflector is higher than the single aperture near the reflector about 1-3 dB for any spacing. The maximum directivity is achieved when the spacing is 0.7λ . At that spacing, the single aperture near the reflector provides 9.9 dBi whereas the two apertures near the reflector gives 12.8 dBi directivity. Accordingly, we can summarize that the optimum spacing of both single aperture and two apertures near the reflector is 0.7λ because the unidirectional beam with the maximum directivity is obtained.

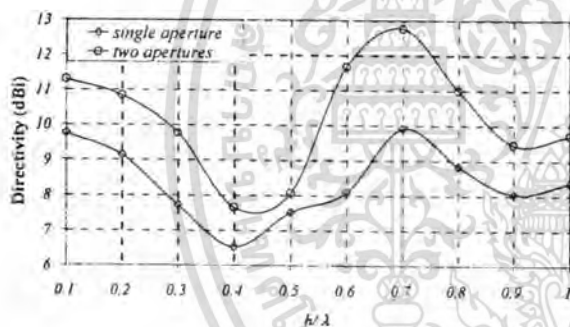


Fig.13 Directivity

5. Discussions and Conclusions

A unidirectional beam antenna using a probe excited circular ring near the reflector is proposed in this paper. The radiation characteristics are comparatively studied with the conventional single aperture near the reflector. It is found that the probe excited circular ring near the reflector provides higher directivity about 1-3 dB than the single aperture near the reflector for any spacing between the antenna and the reflector. The optimum spacing that accomplish the maximum directivity for both antennas are 0.7λ . The result of the analysis is very useful for the design of the high directivity unidirectional beam antenna.

References

- [1] R.C.Johnson and H.Jasik, *Antenna Engineering Handbook*, McGraw-Hill, New York, 1984.
- [2] J.R.James and P.S.Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, vol.1-3, Peter Peregrinus, 1989.
- [3] C.A.Balanis, "Horn Antennas," Chapter 8 in *Antenna Handbook: Theory, Applications and Design* (Y.T.Lo and S.W.Lee, eds.), Van Nostrand Reinhold Co., New York, 1988.
- [4] A.W.Love (ed.), *Reflector Antennas*, IEEE Press, New York, 1978.
- [5] W.H.Kummer, "Basic Array Theory," *Proc.IEEE*, vol.80, no.1, pp.127-140, Jan.1992.
- [6] R.Tang and R.W.Burns, "Array Technology," *Proc.IEEE*, vol.80, no.1, pp.173-182, Jan.1992.
- [7] C.A.Balanis, "Analysis of an Array of Line Sources above a Finite Size Ground Plane," *IEEE Trans.Antennas Propagat.*, vol.19, no.2, pp.181-185, Mar. 1981.
- [8] S.Kosulvit, M.Krairiksh, C.Phongcharoenpanich, and T.Wakabayashi, "A Simple and Cost-Effective Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Circular Ring," *IEICE Trans. Electronics*: vol. E84-C, no.4, pp.443-450, Apr. 2001.
- [9] C.A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design," *John Wiley & Sons*, 1997.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารหมายเลข 12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง An Array of a Probe Excited Circular Ring Radiating Bidirectional Pattern

ผู้ร่วมงาน จำนวน 5 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	20.00
2. นายธนรัชต์ สร้อยสุวรรณ	20.00
3. นายไพโรจน์ วุ่นชุม	20.00
4. นายสมผล โกศลวิตร	20.00
5. นายโมไนย ไกรฤกษ์	20.00

(.....)

นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

(.....)

นายธนรัชต์ สร้อยสุวรรณ

(.....)

นายไพโรจน์ วุ่นชุม

(.....)

นายสมผล โกศลวิตร

(.....)

นายโมไนย ไกรฤกษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2002 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium



San Antonio, Texas
Hyatt Regency
On the Riverwalk
June 16-21, 2002

Volume 2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนเวลาสำหรับกรรมการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เช่าได้เห็น แบบเขียวระเอียดแล้วการพิมพ์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Novel Antenna Design and Applications

Co-Chairs: A. I. Zaghloul, Virginia Polytechnic Institute and State University, USA

J. S. Belrose, Communications Research Centre Canada, Canada

8:15 Opening Remarks

8:20 Flat Antenna for Satellite Terminals with Tapered Aperture for Interference Control..... 256

A. Zaghloul, Virginia Polytechnic Institute and State University, E. Kohls, O. Kille, Lockheed Martin

8:40 A Design of 120-Degree Vertical Polarized Sector Antenna using Very Short Balanced Antipodal Vivaldi..... 260

C. Wu, J. Litva, LAE Inc., Canada

9:00 A Multiple Tuned Multiple Fed Broadband MF Antenna..... 264

J. S. Belrose, Communications Research Centre Canada, Canada

9:20 Analysis of a Circular Array of Monopoles using a Radial Guide Field Matching Method..... 268

M. Fialkowski, J. Janapsztya, University of Queensland, Australia, H. Song, NRL Laboratories, USA

9:40 Omnidirectional Stacked Patch Antenna Printed on Circular Cylindrical Structure..... 272

R. Zentner, Z. Sipus, University of Zagreb, Croatia, N. Herkovic, Anteng, USA, J. Bartolac, University of Zagreb, Croatia

10:00 BREAK

10:20 Mutual Coupling Suppression of Two Dipole Antennas Backed by Optimized Reflector..... 276

Y. Ritua, H. Arai, Yokohama National University, Y. Ebine, NTT DoCoMo, Japan

10:40 Compact Harmonics-Suppressed Integrated Antenna for LINC Transmitters..... 280

S.-C. Gao, P. Gardner, University of Birmingham, UK

11:00 A 10 GHz Active Annular Ring Antenna..... 284

J. Hegarty, Z. Popovic, University of Colorado, USA

11:20 Wideband Annular Ring Slot Microstrip Antenna with Low Impedance Feed Line..... 288

H. Shin, N. Kim, Chungbuk National University, Korea

11:40 An Array of a Probe Excited Circular Ring Radiating Bidirectional Pattern..... 292

C. Phongcharoanpanich, T. Sroysowan, P. Wouanchan, S. Kasitviti, M. Kratiksh, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

An Array of a Probe Excited Circular Ring Radiating Bidirectional Pattern

Chuwong Phongcharoenpanich*, Thanarart Sroysuwan, Phairote Wouchum,
Sompol Kosulvit and Monai Krairiksh

Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand
Phone : (662) 7373000 Ext.3346 Fax : (662) 3269086 E-mail : kpchuwon@kmitl.ac.th

1. Introduction

Conventionally, an omnidirectional antenna is employed to cover the approximated circle area of the mobile communications [1]. To increase the zone size for applying to the long and narrow path service area such as the highway, the tunnel, and the corridor; the bidirectional antenna is installed in place of the omnidirectional ones. The conventional bidirectional antennas are made up by combining two unidirectional antennas such as Yagi pointed in opposite directions or the omnidirectional antenna such as monopoles excited by appropriate phase [2]. The antenna constructed by this technique suffers from feeder loss and complicated structure that results in expensiveness. Thus, researches and developments on bidirectional antenna have been continuously conducted. The bidirectional narrow patch antenna (BNPA), which has narrow patches on both sides of a narrow dielectric substrate fed by a parallel stripline is easily fabricated by printing patches and feeding network on a substrate. However, BNPA has low radiation efficiency. The radiation efficiency can be improved by adding two opposing parasitic patches to a BNPA to form the so-called BNPA-P [3]. It was found that gain is higher than a collinear antenna of the same length. For a wide street about the width ranging from 30 to 60 meters, a BNPA element is developed to be a bidirectional rod antenna (BIRA) that possesses an optimum beam shape [4]. Furthermore, a bidirectional antenna using two notch antennas cut in a sheet of conductor above a ground plane was proposed to extend the coverage of a relay station in booster system inside tunnel [5]. To suppress the cross polarization in the H-plane of this notch antenna, the crank shaped antenna modified from the original notch antenna was proposed [6]. It was found that the radiation patterns of these antennas are tilted up from the mounting wall and they should be tilted downward in order to cover the service area. This was accomplished by using the crank shaped antenna with the parasitic elements for gain enhancement [7]. From these aforementioned literatures, it is evident that development of a bidirectional antenna that has suitable characteristics for a particular application is desired. Moreover, cost effective must be considered since the number of cell is very large. Therefore, a bidirectional antenna using a linear probe excited circular ring [8] was proposed. It was pointed out that a moderate gain bidirectional antenna could be easily realized with a very cost effective. Moreover, the directivity can be increased by forming an array of a probe excited circular ring.

This paper presents the directivity enhancement of a bidirectional antenna using an linear array of a probe excited circular ring. A choice of the ring radius that yields the propagation in dominant mode is first chosen [9]. The ring width that provides the maximum directivity is determined. This optimum ring radius and width is used as the design parameters for an element. Subsequently, the array of a probe excited circular ring is investigated and characterized. The array on x , y and z axes and off axis in xy plane are examined. The results of directivity are determined. The further applications are very useful in the antenna design for mobile communication of the long and narrow path service area.

2. An Element of a Probe Excited Circular Ring

The structure of an element of a probe excited circular ring radiating bidirectional pattern comprises a linear electric probe of the length l aligned along the y axis, and this probe is surrounded by a circular ring of the radius a . At the two ends of the ring, there are two circular apertures on the planes $z = -d/2$ and $z = d/2$, respectively, as shown in Fig.1.

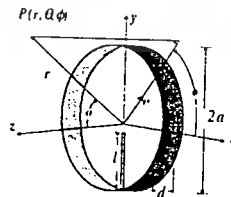


Fig.1 An element of a probe excited circular ring

From the previous investigation [10], it was found that the optimum ring radius and width are 0.3019λ and 0.154λ for the operating frequency of 1.9065 GHz. These parameters are used as the design parameters for a single element of a bidirectional antenna using a probe excited circular ring. It is evident that the directivity of an element is 6.82 dBi with the half power beamwidth in E-plane and H-plane of 70.5 and 59.6 degrees, respectively. There is no side lobe in case of using single element of a probe excited circular ring.

3. An Array of a Probe Excited Circular Ring

The formulations of the total fields of the array antenna are examined by means of the pattern multiplication [11] of the element pattern and the array factor of the linear array. Subsequently, the radiation characteristics corresponding to the radiated fields will be analyzed in the next section.

3.1 On-Axis Array

There are three configurations of the antenna arrangements on axis to be analyzed i.e., x, y and z directions which are referred to as side-by-side, collinear and face-to-face geometries as shown in Fig.2(a) through 2(c). These configurations are investigated to characterize the bidirectional beam.

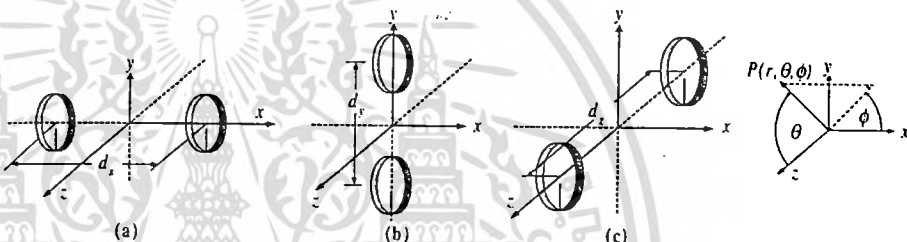


Fig.2 On-axis array of a probe excited circular ring

3.2 Off-Axis Array

Next, the array oriented off axis are investigated. It was found that the bidirectional pattern was not obtained for the element located in xz and yz planes. Therefore, only the element in xy plane will be analyzed in this paper. Fig.3 illustrates the array of a probe excited circular ring in xy plane.

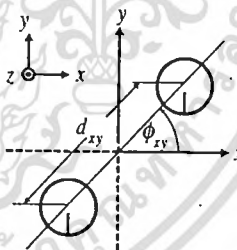


Fig.3 Off-axis array of a probe excited circular ring

4. Numerical Results

4.1 On-Axis Array

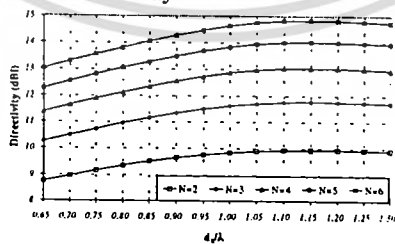


Fig.4 Directivity of array on x axis

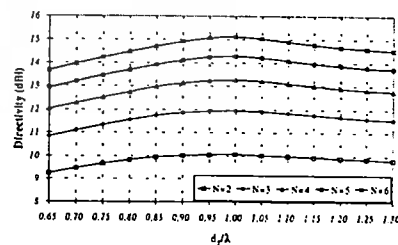


Fig.5 Directivity of array on y axis

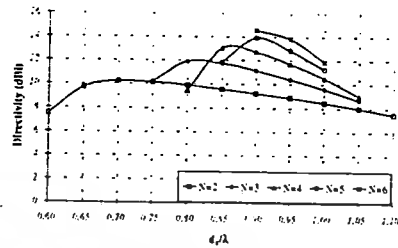


Fig.6 Directivity of array on z axis

a. Array on x axis (Side-by-side configuration)

According to the arrangement of the array element along x axis to form side-by-side geometry as illustrated in Fig.2(a), the directivity will be reported in this subsection. Fig.4 shows the directivity as a function of the spacing between the element in the array along x axis. It is seen that the directivity is monotonically increased as the spacing between the element until maximum of 9.95 dBi for 2 elements at the spacing of 1.15λ , and then the directivity will be slightly decreased when the spacing larger than 1.15λ . It is noted that the directivity is increased as the beamwidth in H-plane is decreased.

b. Array on y axis (Collinear configuration)

In the same fashion as the previous section, the directivity in case of y axis or collinear configuration are shown in this subsection as illustrated in Fig.5. It is obvious that the directivity is increased as the spacing between the element is higher until it is maximum at 10.06 dBi for the optimum spacing of 1.00λ . Then, the directivity is lower when the spacing is further decreased. The variation of directivity is due to the change of E-plane pattern.

c. Array on z axis (Face-to-face configuration)

When the elements are arranged on z axis as the face-to-face configuration, the directivity is different from the case of side-by-side and collinear configurations. The bidirectional pattern can be obtained only for some cases of the spacing as shown in Fig.6. The spacing that yields the maximum directivity for various number of elements is different.

4.2 Off-Axis Array

To clarify about the relation between the array arrangement and the antenna characteristics, the off-axis array will be considered in this section.

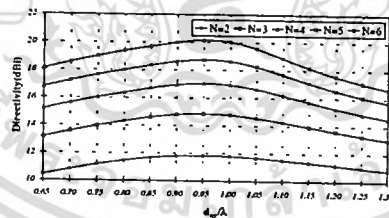


Fig.7 Directivity of array in xy plane for $\phi_y=30^\circ$

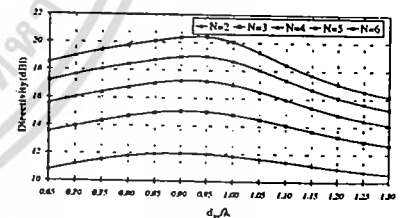


Fig.8 Directivity of array in xy plane for $\phi_y=45^\circ$

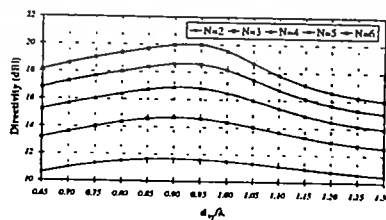


Fig.9 Directivity of array in xy plane for $\phi_y=60^\circ$

a. Array in xy plane for $\phi_{xy}=30^\circ$

It is apparent from Fig.7 that the directivity of the antenna in case of the off-axis arrangement in xy plane for $\phi_{xy}=30^\circ$ is higher than on-axis array. The bidirectional pattern is obtained. The optimum spacing that provides the maximum directivity for all number of elements are 0.95λ .

b. Array in xy plane for $\phi_{xy}=45^\circ$

From Fig.8, it can be seen that when ϕ_{xy} is changed to 45° the directivity can be further increased. The optimum spacing is identical to the case of $\phi_{xy}=30^\circ$. This arrangement is very significant for the forming of the planar array.

c. Array in xy plane for $\phi_{xy}=60^\circ$

Fig.9 shows the directivity of the array in xy plane for $\phi_{xy}=60^\circ$. It is obvious that the directivity is slightly lower than the case of $\phi_{xy}=30^\circ$ and 45° . However, the optimum spacing still be the same as the preceding cases.

5. Discussions and Conclusions

Directivity enhancement of a bidirectional antenna is realized by arranging the element of the a probe excited circular ring to form the linear array. There are two structures of the linear array to be investigated, viz., on axis and off axis geometries. It is found that the array on x axis affects to the beam in the H-plane whereas the array on y axis influences to the E-plane pattern. However, both E- and H-plane patterns were impacted by the array on z axis configuration. Moreover, the directivity can be further increased by placing the element off the axis in xy plane. From the investigations, the off axis array of $\phi_{xy}=45^\circ$ yields the maximum directivity. Therefore, it is very useful in the design of the planar array.

References

- [1] L.C.Godara, "Applications of Antenna Array to Mobile Communications," *Proc.IEEE*, pp.1031-1060, July 1997.
- [2] R.C.Johnson and H.Jasik (eds.), *Antenna Engineering Handbook*, New York: McGraw-Hill, 1984, ch.2.
- [3] K.Cho and T.Hori, "Bidirectional Rod Antenna Composed of Narrow Patches," *Proc.IEEE Antenna Propagat. Soc. Symp.*, pp.174-177, June 1994.
- [4] T.Hori, K.Cho and K.Kagoshima, "Bidirectional Base Station Antenna Illuminating a Street Microcell for Personal Communication System," *9th Inst. Elect. Eng. Conf. Antennas Propagat.*, no.407, pp.419-422, Apr. 1995.
- [5] H.Arai and K.Kohzu, "A Bidirectional Notch Antenna," *IEEE AP-S, Int.Symp.*, vol.1, pp.42-45, July 1996.
- [6] K.Kohzu and H.Arai, "Dual Band Bidirectional Antenna," *Proceedings of the 1996 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.856-859, Dec. 1996.
- [7] T.Mukaiyama, H.Arai, and Y.Ebine, "Bi-directional Notch and Crank-shaped Antenna," *Proceeding of the 1997 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.417-420, Dec. 1997.
- [8] S.Kosulvit, C.Phongcharoenpanich, M.Krairiksh and T.Wakabayashi, "Design of a Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Circular Ring," *Proceedings of the 1999 Thailand-Japan Joint Symposium on Microwaves*, pp. 55-59, Sept. 1999.
- [9] S.Kosulvit, C.Phongcharoenpanich, M.Krairiksh and T.Wakabayashi, "Radiation Characteristics of a Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Circular Ring," *Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems*, Phuket, pp.713-716, Dec. 1999.
- [10] S.Kosulvit, M.Krairiksh, C.Phongcharoenpanich, and T.Wakabayashi, "A Simple and Cost-Effective Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Circular Ring," *IEICE Trans. Electronics*: vol. E84-C, no.4, pp.443-450, Apr. 2001.
- [11] C.A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design," *John Wiley & Sons*, 1997.

เอกสารหมายเลข 13




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

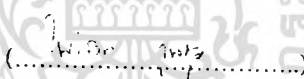
งานวิจัย เรื่อง Characteristics of an Omnidirectional Antenna using Circular Array of Slot on Cylinder for TV Broadcasting System

ผู้ร่วมงาน จำนวน 5 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	11.00
2. นายไพโรจน์ วุ่นซุม	56.00
3. นายสมผล โกศลวิตร	11.00
4. นายรังสรรค์ วงศ์สรรค	11.00
5. นายโมไนย ไกรฤกษ์	11.00


(.....)

นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์


(.....)

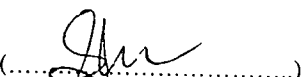
นายไพโรจน์ วุ่นซุม


(.....)

นายสมผล โกศลวิตร


(.....)

นายรังสรรค์ วงศ์สรรค

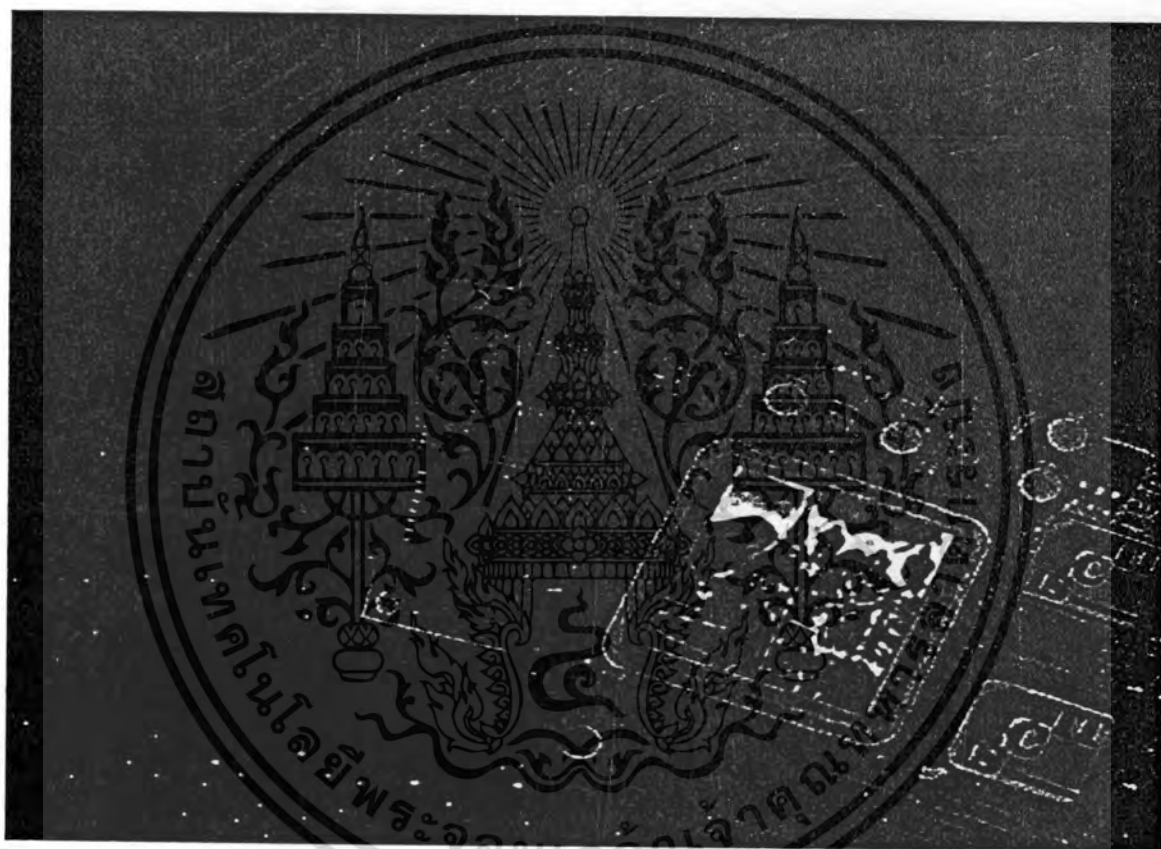

(.....)

นายโมไนย ไกรฤกษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PROCEEDINGS

2001 International Symposium on Communications and Information Technology ISCIT 2001



The Merging Decade of Communication Systems and Information Technology

November 14 - 16, 2001

Chiang Mai Orchid Hotel, Chiang Mai, Thailand



ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Antennas

Chairpersons: 1. T. Wakabayashi Tokai University, Japan
2. N. Homsup Kasetsart University, Thailand

- TMB1-01 **Characteristics of an Omnidirectional Antenna using Circular Array of Slot on Cylinder for TV Broadcasting System**
C. Phongcharoenpanich, P. Wounchoum, S. Kosulvit, R. Wongsan, and M. Krairiksh
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand.....207
- TMB1-02 **Slot Array Antenna Fed by Microstrip Line**
N. Anantrasirichai*, M. Tangjitjatsada*, P. Raklua*, and T. Wakabayashi**
*King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
**Tokai University, Japan.....211
- TMB1-03 **Characteristics of a Circular Array of Microstrip Antenna Radiating Circularly Polarized Conical Beam for Wireless LAN Applications**
C. Phongcharoenpanich*, S. Lamultree*, I. Buakaew*, S. Kosulvit*, M. Krairiksh*, and J. Takada**
*King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
**Tokyo Institute of Technology, Japan.....215
- TMB1-04 **Theoretical Investigations into a Linearly Polarised Radial Line Slot Array Antenna for Wireless LAN Indoor Application at 5.5 GHz**
A. R. Tharek and I. K. Farah Ayu
Universiti Teknologi Malaysia, Malaysia.....219
- TMB1-05 **Directivity Enhancement of a Bidirectional Antenna using a Linear Array of a Probe Excited Circular Ring for PCT System**
C. Phongcharoenpanich*, P. Wounchoum*, S. Kosulvit*, M. Krairiksh*, and T. Wakabayashi**
*King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
**Tokai University, Japan.....223

VLSI I

Chairpersons: 1. W. Luk Imperial College, United Kingdom
2. F. Cheevasuvit King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand

- TMC1-01 **Design of High-Frequency VLSI and MCM Interconnects with Crosstalk and Impedance Matching Conditions**
V. Ungvichian*, T. Laopetcharat**, M. Charoenwattanaporn**, and S. Malisuwan***
*Florida Atlantic University, U.S.A.
**Rangsit University, Thailand
***Chulachomklao Royal Military Academy, Thailand.....227
- TMC1-02 **Compactivity Improvement Using Slack Adjustment Technique**
P. Maidee and S. Choomchuay
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand.....231
- TMC1-03 **VLSI Design and Implementation of Low-Power Pipelined Wave Digital Filters**
P. Israsena
National Electronics and Computer Technology Center, Thailand.....235
- TMC1-04 **High Performance GA-Based for Sequential Circuit Test Generation on PC-Cluster**
T. Siriwan* and P. Nilagupta**
*Rajamangala Institute of Technology, Thailand
**Kasetsart University, Thailand.....239

Characteristics of an Omnidirectional Antenna using Circular Array of Slot on Cylinder for TV Broadcasting System

Chuwong Phongcharoenpanich, Phairote Wounchoum, Sompol Kosulvit, Rangsana Wongsan and Monai Krairiksh

Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand
 Phone : (662) 7373000 Ext.3346 Fax : (662) 3269086 E-mail : kpchuwon@kmitl.ac.th

Abstract

This paper presents characteristics of an omnidirectional antenna using circular array of slot on cylinder. This antenna is proposed to be the transmitting antenna for TV broadcasting system. The structure of the antenna is simple i.e., slot array antenna cut on the conducting cylindrical surface. The pattern appears to be the omnidirectional pattern. The gain can be enhanced by increasing the ring of the array.

1. Introduction

Broadcasting system has been extensively and continuously used for distributing information over wide range of the service area. The antenna applied for the broadcasting station of the ultra high frequency television (UHF TV) requires either unidirectional or omnidirectional beam with sufficient gain and high power handling [1]. Moreover, the antenna should possess physically strong structure, low windload, easy fabrication and cost effectiveness.

Most manufacturers offer configurations that can be used to broadcast a wide variety of azimuth and elevation patterns at either low or high power with their simple feeding system, low windload, and ability to be side- or top-mounted. Conventionally, the versatile and popular antenna utilized for this purpose is the coaxial slot antenna. Its disadvantages include narrow bandwidth and pattern distortion when side-mounted [2]. UHF panel system is another type of antennas that contains horizontally polarized dipoles as an array arrangement. Panel systems are large and not self-supporting. They require an external spine to support them that make them often complex and fully feed systems. They also produce higher windload than slot arrays of the same gain and pattern shape. The other popular one is superturnstile antenna which combines the omnidirectionality of the top-mounted slot antennas with the full UHF bandwidth of a panel antenna. The combination of these features makes the superturnstile to be the best choice when both wide bandwidth and omnidirectional pattern are required. However, their disadvantages are feeding systems. In broadband panel systems, mechanical structure is made of small radiating elements. So, it is not self-supporting. Therefore, this type of antenna must be enclosed in a structural radome that supports the antenna. The weight of a high

power superturnstile is about one third of an equivalent top-mounted slot antenna. However, because of the large radome diameter, the superturnstile will generate higher windload.

From these aforementioned literatures of the conventional UHF TV broadcasting antennas, it is obvious that the antenna which possesses simple feeding system, high power handling, low windload is desirable. An antenna made of cylindrical cavity backed slot array antenna is an attractive one since a single feed is used and the structure looks like a compact cylindrical antenna. This structure can be easily fed from the probe. So, it results in a very simple structure, high power handling and low windload as described. Preliminarily, the radiation characteristics of an omnidirectional antenna using circular array of slot on cylinder is reported in this paper. The details of the feeding structure is under investigations.

2. Configuration of a Slot on Cylinder

Let us consider a slot of the length L , and width $w_s=ca$ cut on the conducting cylindrical surface of the radius a as shown in Fig.1. The location of each slot is oriented at $(\rho=a, \phi=\phi_p, z=z_q)$. From the previous investigation, the radiation of this antenna is unidirectional [3]-[4].

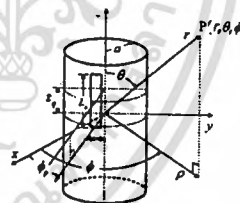


Fig.1 A slot on cylinder

3. Circular Array of Single Ring of Slot on Cylinder

In order to achieve the omnidirectional beam, we propose to cut the slot as a cylindrical array. The single ring of slot array cut on the conducting surface is shown in Fig.2. The slot length is fixed to be $\lambda/2$.

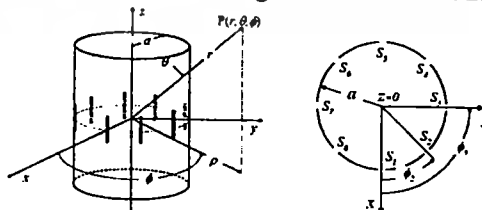


Fig.2 A cylindrical slot array antenna of single ring

For the array, the number of element and cylindrical radius should be appropriately chosen to accomplish the omnidirectional beam.

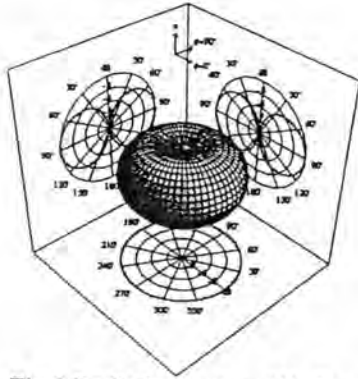


Fig.3 Radiation pattern ($N=8, a=0.4\lambda$)

Fig.3 shows radiation pattern of the antenna. It is found that the omnidirectional pattern is obtained i.e., the null appears in boresight axis, the maximum field directs at 90° and the azimuthal pattern is nondirectional.



Fig.4 Elevational beam peak ($N=8$)

It is apparent from Fig.4 that the elevational beam peak is 90° for all of the cylindrical radii. This expresses that the omnidirectional beam is realized.

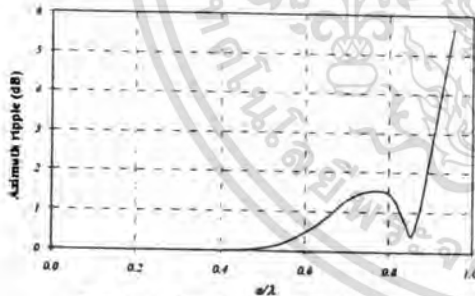


Fig.5 Azimuthal ripple ($N=8$)

When the radius of the cylinder is larger than 0.45λ , the azimuthal ripple will be occurred. Therefore, the radius less than 0.45λ is necessary to select for the array with 8 number of elements to yield the omnidirectional pattern.

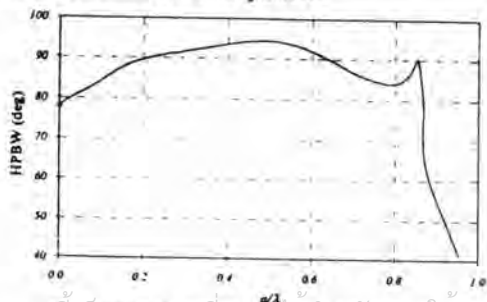


Fig.6 Half power beamwidth ($N=8$)

Half power beamwidth and directivity are shown in Fig.6 and Fig.7, respectively. It is obvious that the larger the radius the narrower the beamwidth and the higher the directivity.

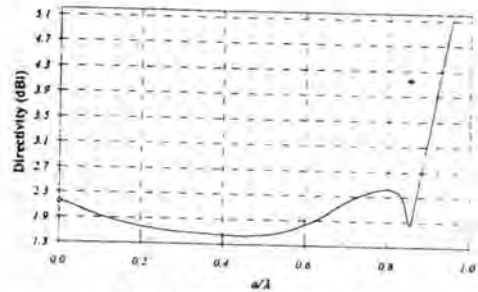


Fig.7 Directivity ($N=8$)

4. Circular Array of Double Rings with Collinear Slot Arrangement

To enhance the radiation characteristics of the antenna, we will design to use double rings as shown in Fig.8 instead of the single ring. It is noted that the design parameter of cylindrical radius of 0.4λ and 8 number of elements is used due to the realization of omnidirectional beam. The significant parameter of these double rings is the distance between the ring h .

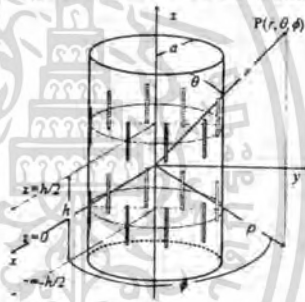


Fig.8 A cylindrical slot array antenna of double rings with collinear slot arrangement

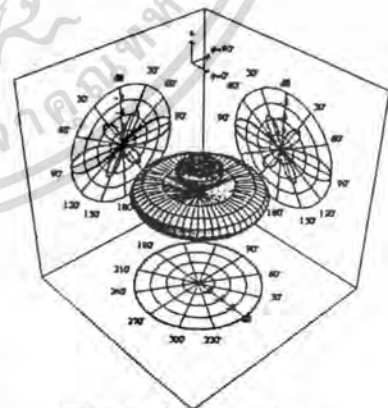


Fig.9 Radiation pattern

Fig.9 illustrates that the radiation pattern of cylindrical slot array antenna of double rings with collinear slot arrangement is omnidirectional. Moreover, it can be observed that the minor lobe is occurred in case of double ring orientation. The elevational beam peak as a function of the distance between the rings and the radius of the cylinder are figured in Fig.10 and Fig.11, respectively. From these graphs, we can summarize that the distance between

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันเพื่อการศึกษาและพัฒนาเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

the rings should be kept to be between 0.64λ and 1.33λ in order to point the direction of the maximum field to 90° . However, the variation of the radius of the cylinder has no influence to the elevational beam peak. If the distance between the rings is appropriately oriented, the elevational beam peak is 90° for any cylindrical radius.

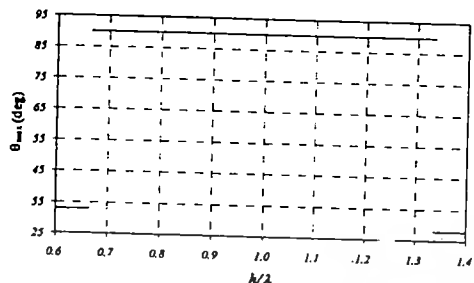


Fig.10 Elevational beam peak

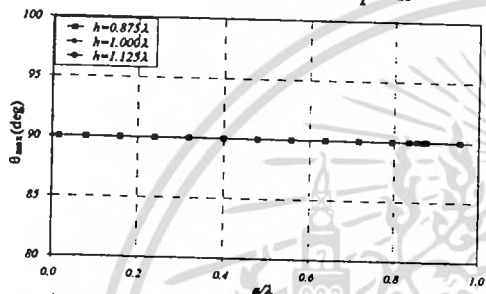


Fig.11 Elevational beam peak

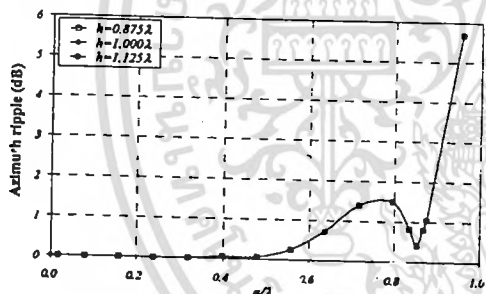


Fig.12 Azimuthal ripple

Fig.12 illustrates the azimuthal ripple as a function of the cylindrical radius. Seemingly, the azimuthal ripple for double rings is the same as the single ring. Furthermore, the azimuthal ripple will not change with the variation of the distance between the rings.

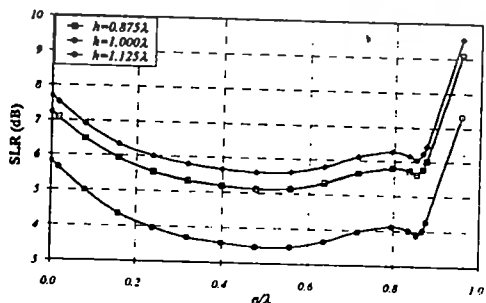


Fig.13 Side lobe ratio

The side lobe ratio takes place when double rings is considered. It is evident that the side lobe

ratio will be around 5-6 dB when the radius of the cylinder is less than 0.85λ . The side lobe ratio will be drastically increased when the radius is larger than 0.85λ .

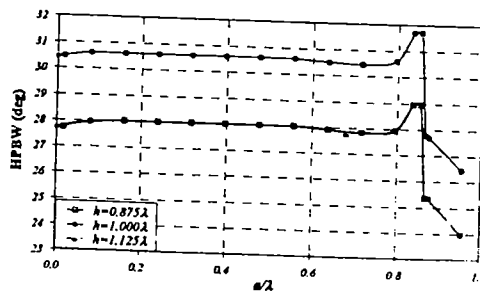


Fig.14 Half power beamwidth

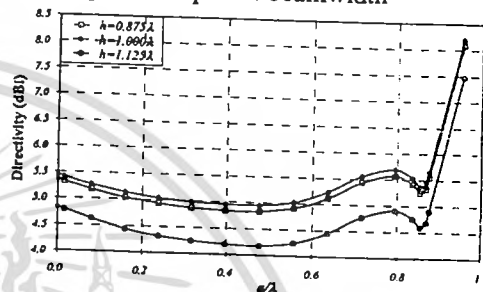


Fig.15 Directivity

Fig.14 and Fig.15 show the half power beamwidth and directivity of the antenna for various ring radii at different distances between the elements. It is found that the variation of these characteristics has the same trend as the single ring.

5. Circular Array of Double Rings with Parallel-in-echelon Slot Arrangement

To achieve the completely omnidirectional beam, the azimuthal ripple should be suppressed. A possibility way is to use the parallel-in-echelon arrangement instead of the collinear arrangement. Fig.16 shows the antenna with parallel-in-echelon arrangement. The slots of the lower ring are in the middle of the slots of the upper rings. They are overlapped arrangement.

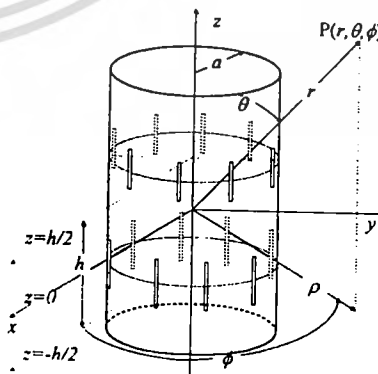


Fig.16 A cylindrical slot array antenna of double rings with parallel-in-echelon slot arrangement

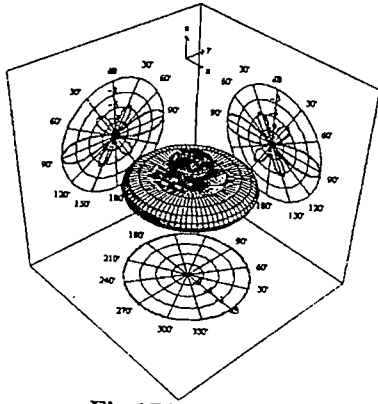


Fig.17 Radiation pattern

Radiation pattern is shown in Fig.17. The omnidirectional beam is realized. Fig.18 shows the elevational beam peak as a function of the cylindrical radius. It is apparent that the elevational beam peak will direct to 90° when the radius of the cylinder less than 0.64λ . This circumstance has to be accounted for the design of an omnidirectional antenna for broadcasting TV system. Fig.19 illustrates the azimuthal ripple as a function of the array radius. As expected, there is no ripple observed for all the radii.

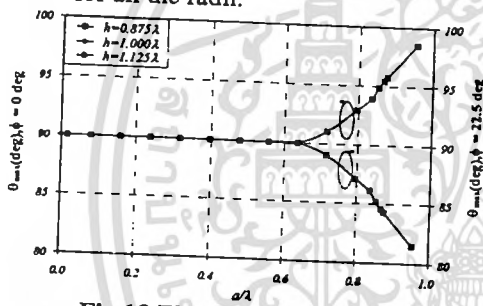


Fig.18 Elevational beam peak

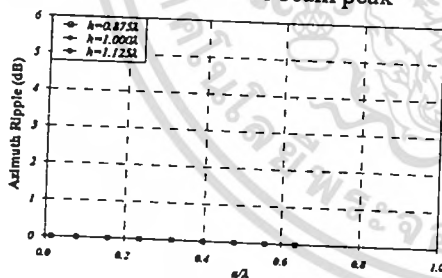


Fig.19 Azimuthal ripple

Fig.20 shows the side lobe ratio as a function of the cylindrical radius. It can be seen that the variation of the side lobe ratio is the same as the collinear case.

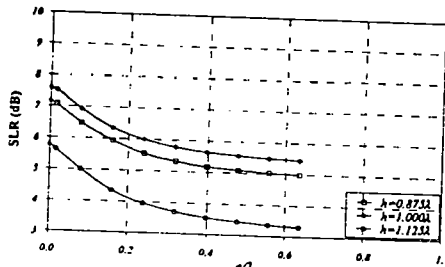


Fig.20 Side lobe ratio

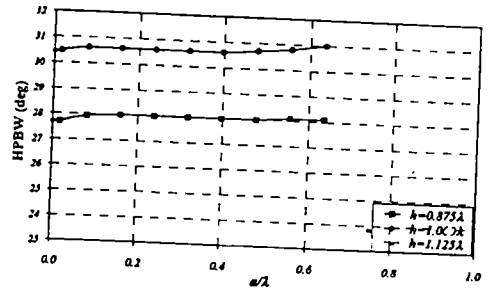


Fig.21 Half power beamwidth

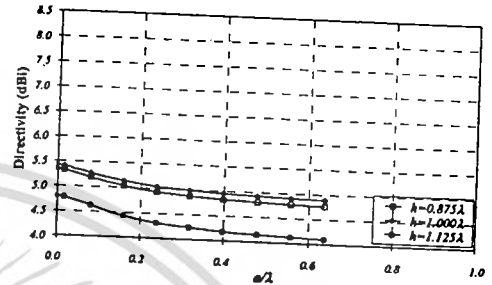


Fig.22 Directivity

The half power beamwidth and the directivity as a function of the radius are shown in Fig.21 and Fig.22, respectively. The same trend as the collinear configuration is observed.

6. Conclusions

The radiation characteristics of an omnidirectional antenna using circular array of slot on cylinder is reported in this paper. The antenna structure is expected to be simple and the feeding structure is not complicated i.e., slot array cut on the conducting cylindrical surface with the fed probe. The pattern appears to be the omnidirectional pattern when the number of element is sufficiently large and the array radius is small enough. The gain can be enhanced by increasing the ring of the array. The azimuthal ripple can be eliminated by using the array with parallel-in echelon arrangement instead of the collinear configurations. The details of the rigorous analysis taken into account the feeding system are under investigations.

References

- [1] International Telecommunication Union, TRANSMITTING ANTENNA CHARACTERISTICS AT VHF AND UHF, Recommendation ITU-R BS.1195, 1995.
- [2] D.Casciola, G.L.Miers, and R.A.Surette, "UHF antenna choices," *IEEE Trans. On Broadcasting*, vol.45, no.1, March 1999.
- [3] R.F.Harrington, "Time-Harmonic Electromagnetic Fields," McGraw-Hill, New York, 1985.
- [4] C.A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design," *John Wiley & Sons*, 1997.

เอกสารหมายเลข 14



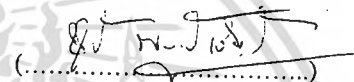
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Characteristics of a Circular Array of Microstrip Antenna Radiating Circularly Polarized Conical Beam for Wireless LAN Applications

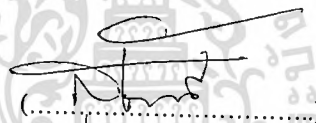
ผู้ร่วมงาน จำนวน 4 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	9.00
2. นางสาวสุชาสินี ตะมุลตรี	9.00
3. นายอิทธิชัย บัวแก้ว	55.00
4. นายสมผล โกศลวิตร	9.00



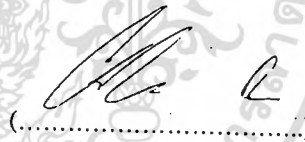
(.....)

นายชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์



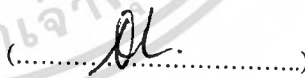
(.....)

นางสาวสุชาสินี ตะมุลตรี



(.....)

นายอิทธิชัย บัวแก้ว



(.....)

นายสมผล โกศลวิตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Antennas

Chairpersons: 1. T. Wakabayashi Tokai University, Japan
2. N. Homsup Kasetsart University, Thailand

TMB1-01	Characteristics of an Omnidirectional Antenna using Circular Array of Slot on Cylinder for TV Broadcasting System C. Phongcharoenpanich, P. Wouchoum, S. Kosulvit, R. Wongsan, and M. Krairiksh <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	207
TMB1-02	Slot Array Antenna Fed by Microstrip Line N. Anantrasirichai*, M. Tangjitjetsada*, P. Rakluea*, and T. Wakabayashi** <i>*King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> <i>**Tokai University, Japan</i>	211
TMB1-03	Characteristics of a Circular Array of Microstrip Antenna Radiating Circularly Polarized Conical Beam for Wireless LAN Applications C. Phongcharoenpanich*, S. Lamultree*, I. Buakaew*, S. Kosulvit*, M. Krairiksh*, and J. Takada** <i>*King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> <i>**Tokyo Institute of Technology, Japan</i>	215
TMB1-04	Theoretical Investigations into a Linearly Polarised Radial Line Slot Array Antenna for Wireless LAN Indoor Application at 5.5 GHz A. R. Tharek and I. K. Farah Ayu <i>Universiti Teknologi Malaysia, Malaysia</i>	219
TMB1-05	Directivity Enhancement of a Bidirectional Antenna using a Linear Array of a Probe Excited Circular Ring for PCT System C. Phongcharoenpanich*, P. Wouchoum*, S. Kosulvit*, M. Krairiksh*, and T. Wakabayashi** <i>*King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> <i>**Tokai University, Japan</i>	223

VLSI I

Chairpersons: 1. W. Luk Imperial College, United Kingdom
2. F. Cheevasuvit King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand

TMC1-01	Design of High-Frequency VLSI and MCM Interconnects with Crosstalk and Impedance Matching Conditions V. Ungvichian*, T. Laopetcharat**, M. Charoenwattanapom**, and S. Malisuwan*** <i>*Florida Atlantic University, U.S.A.</i> <i>**Rangsit University, Thailand</i> <i>***Chulachomklao Royal Military Academy, Thailand</i>	227
TMC1-02	Compactivity Improvement Using Slack Adjustment Technique P. Maidee and S. Choomchuay <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	231
TMC1-03	VLSI Design and Implementation of Low-Power Pipelined Wave Digital Filters P. Israsena <i>National Electronics and Computer Technology Center, Thailand</i>	235
TMC1-04	High Performance GA-Based for Sequential Circuit Test Generation on PC-Cluster T. Siriwan* and P. Nilagupta** <i>*Rajamangala Institute of Technology, Thailand</i> <i>**Kasetsart University, Thailand</i>	239

Characteristics of a Circular Array of Microstrip Antenna Radiating Circularly Polarized Conical Beam for Wireless LAN Applications

Chuwong Phongcharoenpanich[†], Suthasinee Lamultree[†], Ittichai Buakaew[†],
Sompol Kosulvit[†], Monai Krairiksh[†] and Jun-ichi Takada[‡]

[†]Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand
Phone : (662) 7373000 Ext.3346 Fax : (662) 3269086 E-mail : kpchuwon@kmitl.ac.th

[‡]Department of International Engineering Development, Tokyo Institute of Technology, Tokyo, Japan

Abstract

This paper reports the radiation characteristics of a circular microstrip array antenna. This antenna is designed to radiate a circularly polarized conical beam. The structure of the antenna is simple and easy to fabricate. The radiation pattern of the antenna is calculated by combining the total fields radiated from each patch. The radiation patterns for various parameters, i.e., array radius, number of element and operating mode are demonstrated. In addition, elevational beam peak, azimuthal ripple, axial ratio and maximum directivity are investigated and the contour plot of directivity as a function of elevation angle and array radius is illustrated as the guideline for the design criterion of a circularly polarized conical beam antenna.

1. Introduction

Due to the phenomenal progress of wireless and mobile communication technologies, the research and development on the antenna that can complete these applications are of interest. The conical beam antenna is a suitable candidate because the tracking system is not necessary. There are many researches about the investigations of this antenna in literature [1]. The radiation characteristics of this antenna, which can accomplish the specified applications, are that the radiation patterns possess the null in boresight axis (zenith), the elevational beam peak directs toward the subscriber and the azimuthal pattern is nondirectional. The maximum directivity of 7 dBi for mobile satellite communication and 4 dBi for the wireless LAN is required. Several researches concentrate on designing both linear [2] and circular [3]-[5] polarization to fulfill the requirement of the particular system specifications. The microstrip antenna is one of the most promising antenna that can used for these kinds of applications. Conventionally, an element of microstrip antenna operating at the higher order mode was designed to provide circularly polarized conical beam. However, to enhance the radiation properties the microstrip element can be arranged to form the circular array. This paper reports the radiation characteristics of the circular microstrip array antenna. This antenna is designed to radiate the circularly polarized conical beam. The radiation pattern of the antenna is calculated by combining the total fields radiated from each patch operating

at higher order mode. The radiation patterns for various parameters viz., array radius, number of element and operating mode are demonstrated. Beside this, elevational beam peak, azimuthal ripple, axial ratio and maximum directivity are investigated. The guideline for the design criterion of a circularly polarized conical beam antenna is also included.

2. A Circular Array of Microstrip Antenna Generating Circularly Polarized Conical Beam

Let us consider the element of microstrip antenna of the radius a excited by two probes in order that the higher mode with circular polarization is generated [3]. The radius of the array is r_a and the azimuthal spacing is s_a as shown in Fig. 1. The height of the substrate is h and the relative dielectric constant is ϵ_r . The location of each element is $(r=r_a, \theta=\pi/2, \phi=\phi_n)$. The number of the array element is N .

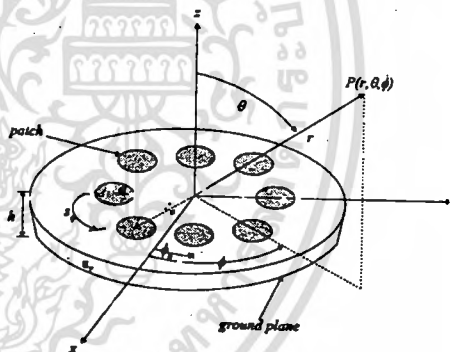


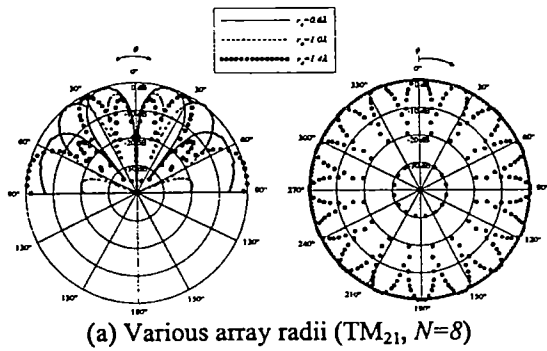
Fig.1 A circular array of microstrip antenna

3. Radiation Characteristics of the Antenna

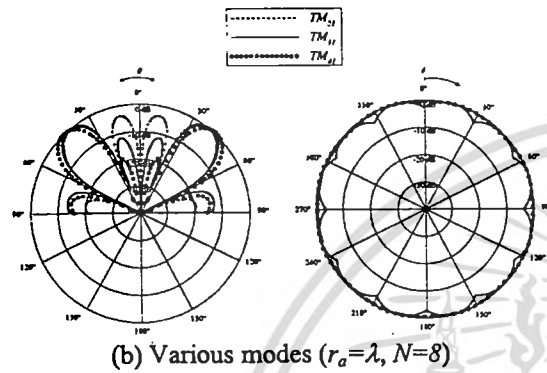
From the formulations of the element pattern in [3] and the array factor as mentioned in [6], the total radiated fields can be determined by using pattern multiplication. The radiation characteristics of the antenna are investigated and reported in this section.

3.1 Radiation pattern

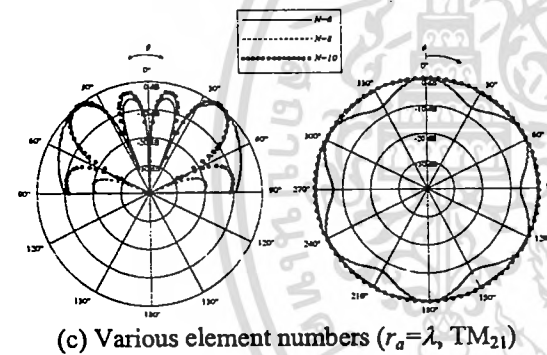
Radiation pattern of the antenna for various array radii, number of elements and operating modes are shown in Fig.2. It is found that the elevational beam peak depends on the array radius. The larger the radius the lower the elevational beam peak. The radius should also small enough to suppress the azimuthal ripple. In addition, the operating mode affects the side lobe ratio. The number of elements must be sufficiently large to yield the completely omnidirectional in azimuthal pattern.



(a) Various array radii (TM_{21} , $N=8$)



(b) Various modes ($r_a = \lambda$, $N=8$)

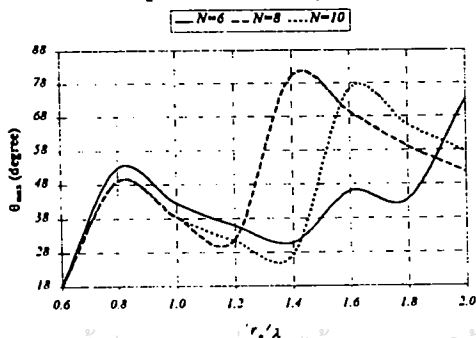


(c) Various element numbers ($r_a = \lambda$, TM_{21})

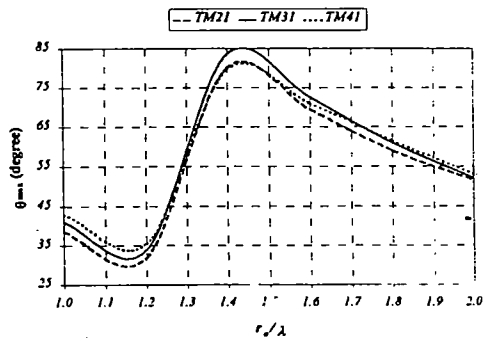
Fig. 2 Radiation pattern of the antenna

3.2 Elevational beam peak

Fig.3 shows the elevational beam peak as a function of the array radius when changing the number of element and operating mode. It is found that the lower elevational beam peak is obtained when the radius is suitable such as the elevational beam peak of 60° is realized at the radius of 1.3λ for the case of eight elements. However, there is no significant effect of the mode number to the elevational beam peak of the array.



(a) Various element numbers (TM_{21})

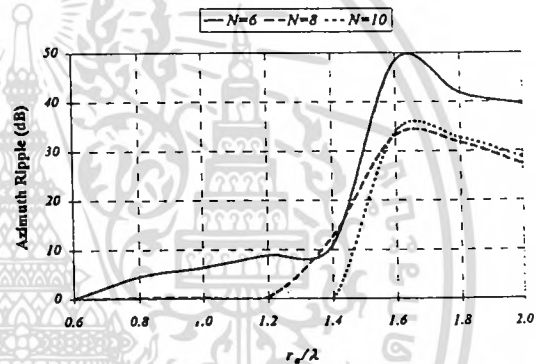


(b) Various modes ($N=8$)

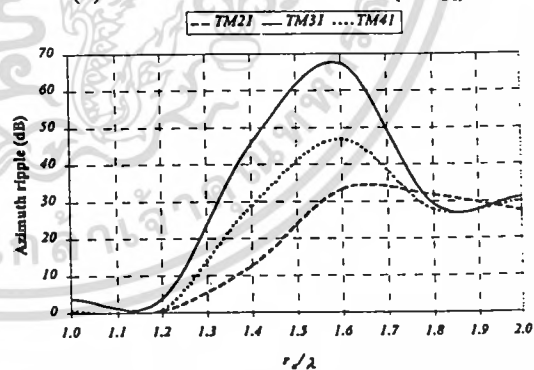
Fig.3 Elevational beam peak as a function of the array radius

3.3 Azimuthal ripple

Azimuthal ripple as a function of the array radius for various element numbers and operating modes are illustrated in Fig.4. It is apparent that the azimuthal ripple depends on both element numbers and operating modes.



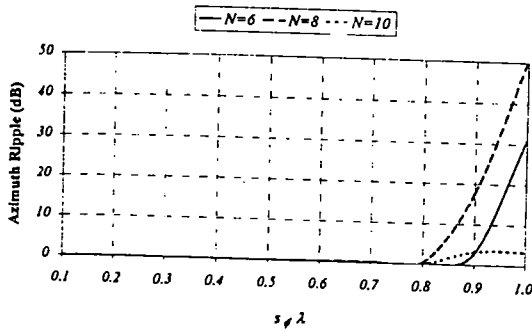
(a) Various element numbers (TM_{21})



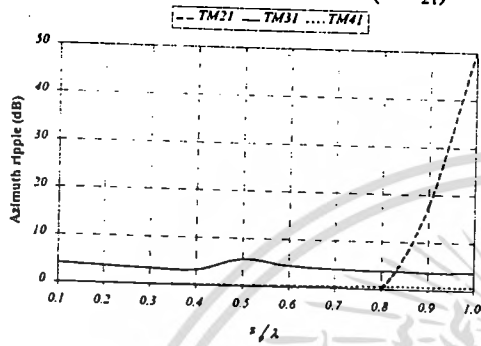
(b) Various modes ($N=8$)

Fig.4 Azimuthal ripple as a function of the array radius

However, in order to clarify about the azimuthal ripple of the antenna, we will show the azimuthal ripple as a function of the azimuthal spacing instead of the array radius as in Fig.5. It is obvious that completely omnidirectional pattern is obtained for the azimuthal spacing less than 0.7λ for TM_{21} and TM_{41} modes. The azimuthal ripple of 5 dB is still be observed for any spacings of the operating mode of TM_{31} . Therefore, TE_{31} is not suitable to realize the conical beam pattern due to the appearance of azimuthal ripple.



(a) Various element numbers (TM_{21})

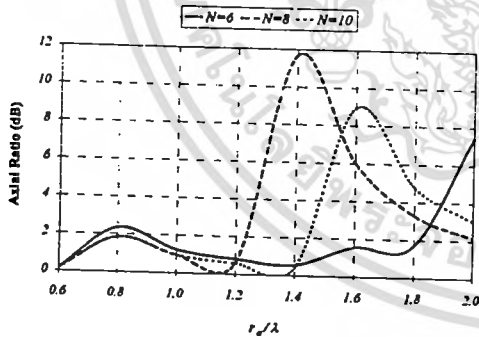


(b) Various modes ($N=8$)

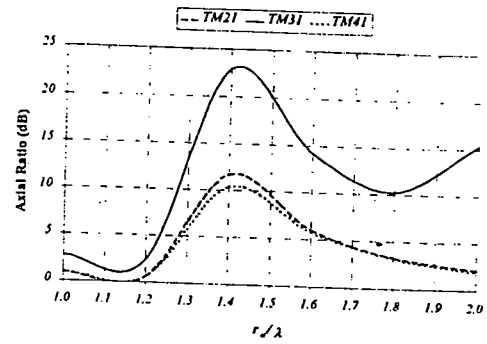
Fig.5 Azimuthal ripple as a function of the azimuthal spacing

3.4 Axial ratio

Axial ratio is a characteristic that expresses the polarization circularity. It is apparent from Fig.6 that pure circular polarization is obtained when the radius of the array is appropriately chosen such as for 8 number of element and operating mode of TE_{21} , the radius of the array should be 1.15λ .

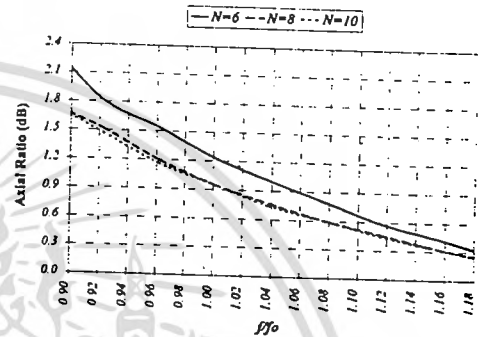


(a) Various element numbers (TM_{21})

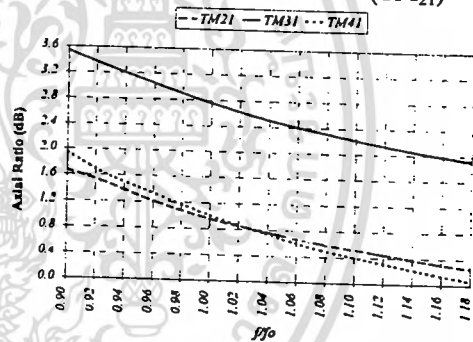


(b) Various modes ($N=8$)

Fig.6 Axial ratio as a function of the array radius



(a) Various element numbers (TM_{21})

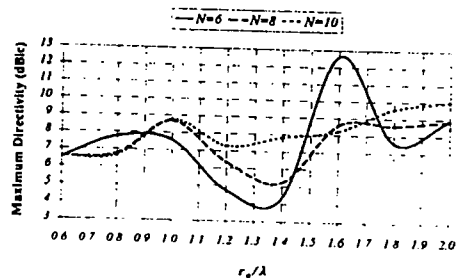


(b) Various modes ($N=8$)

Fig.7 Frequency response of axial ratio

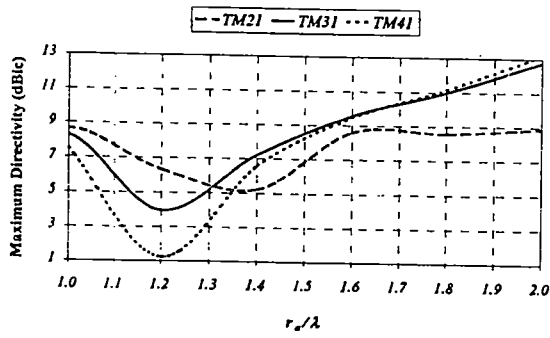
3.5 Maximum directivity

Maximum directivity as a function of the array radius for various element numbers and operating modes are shown in Fig.8. It is found that maximum directivity varies as the array radius, element number and operating mode. For the specified maximum directivity, these parameters should be appropriately selected.

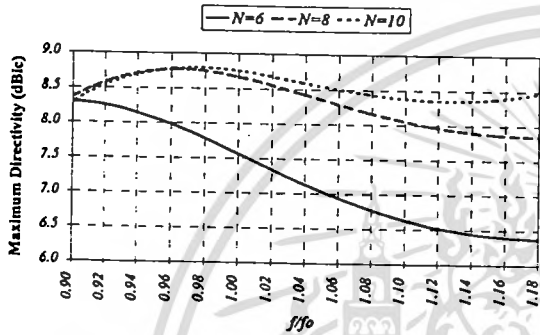


(a) Various element numbers (TM_{21})

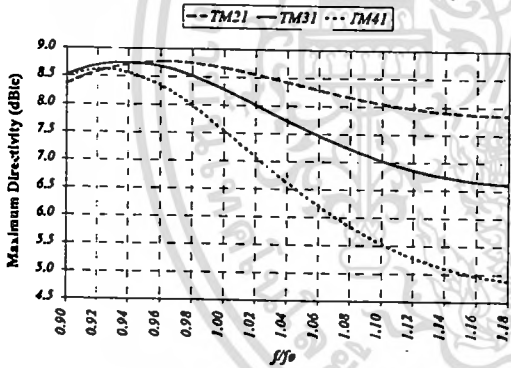
Frequency response of axial ratio is shown in Fig.7. It is observed that the operating mode of TM_{31} is not suitable for the application when the frequency is lower than the operating frequency because the axial ratio is higher than 3 dB. Furthermore, the polarization bandwidth of the antenna for these cases of illustrations is sufficiently wide for the actual applications such as wireless LAN system.



(b) Various modes ($N=8$)
Fig.8 Maximum directivity as a function of the array radius



(a) Various element numbers (TM_{21})



(b) Various modes ($N=8$)
Fig.9 Frequency response of the maximum directivity

Moreover, the frequency response of the maximum directivity is illustrated in Fig.9. It is observed that the higher the frequency the lower the maximum directivity. Fig.10 illustrates the contour plot of the directivity as a function of the array radius and the elevation angle. From this graph for specified directivity and desired elevation angle, the radius of the array or the azimuthal spacing between the elements can be easily determined. Hence, this graph is very useful for the guideline of the microstrip array antenna designed to realize the circularly polarized conical beam pattern.

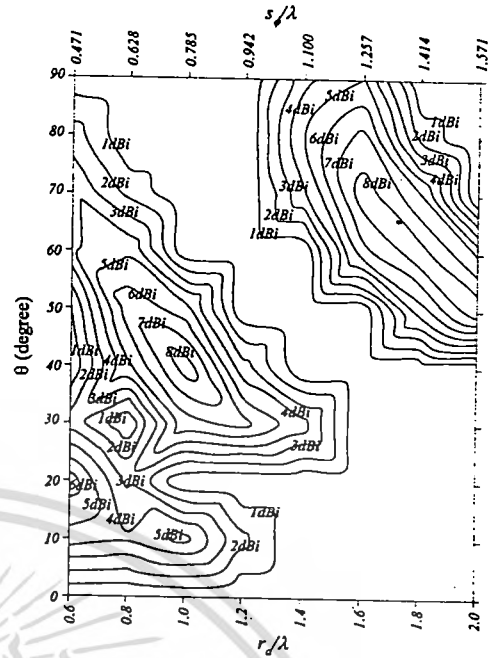


Fig.10 Contour plot of maximum directivity as a function of array radius and elevation angle

4. Conclusions

This paper reports the radiation characteristics of the circular microstrip array antenna. This antenna is designed for radiating the circularly polarized conical beam. The structure of the antenna is expected to be simple and easy to fabricate. The radiation patterns for various parameters such as the array radii, the number of elements and the operating modes are demonstrated. Moreover, the elevational beam peak, the azimuthal ripple, the axial ratio and the maximum directivity are investigated. Eventually, the design criterion of a circularly polarized conical beam antenna is provided as the guideline.

References

- [1] H. Kawakami, G. Sato, and R. Wakabayashi, "Research on Circularly Polarized Conical-Beam Antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 39, no. 3, pp. 27-39, June 1997.
- [2] Y. J. Guo, A. Paez, R. A. Sadeghzadeh, and S. K. Barton, "A Circular Patch Antenna for Radio LAN's," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 45, no. 1, pp. 177-178, Jan. 1997.
- [3] J.Huang, "Circularly Polarized Conical Patterns from Circular Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-32, pp. 990-994, 1984.
- [4] K. Ito, J. P. Daniel, and J. M. Lenormand, "A Printed Antenna Composed of Strip Dipoles and Slots Generating Circularly Polarized Conical Patterns," *1989 IEEE International Symposium on Antenna and Propagation Society*, AP-S. Digest, vol. 2, pp. 632-635, 1989.
- [5] T.Hori, N.Nakajima, "Broadband Circularly Polarised Microstrip Array Antenna with Co-planar Feed," *Trans.IEICE Japan*, vol.J-68-B, pp.515-522, 1985.
- [6] C.A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design," *John Wiley & Sons*, 1997.

เอกสารหมายเลข 15



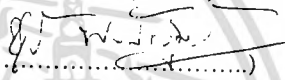
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

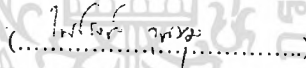
งานวิจัย เรื่อง Directivity Enhancement of a Bidirectional Antenna using a Linear Array of a Probe Excited
Circular Ring for PCT System

ผู้ร่วมงาน จำนวน 5 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

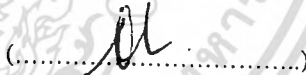
ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	20.00
2. นายไพโรจน์ วุ่นชุม	20.00
3. นายสมผล โกศลวิตร	20.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	20.00
5. Toshio Wakabayashi	20.00


(.....)

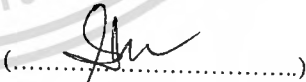
นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์


(.....)

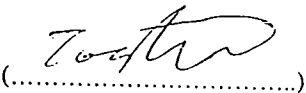
นายไพโรจน์ วุ่นชุม


(.....)

นายสมผล โกศลวิตร


(.....)

นายโมไนย ไกรฤกษ์


(.....)

Toshio Wakabayashi

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PROCEEDINGS

2001 International Symposium on Communications and Information Technology ISCIT 2001



The Merging Decade of
Communication Systems and Information Technology

November 14 - 16, 2001

Chiang Mai Orchid Hotel, Chiang Mai, Thailand

ISCIT
IS 2001



EIC

JICA



IEEE
Thailand Section

เอกสารที่ส่งมอบการดำเนินงานนั้น ไม่สามารถนำไปใช้โดยไม่ได้รับความเห็นชอบจากหน่วยงานต้นสังกัดได้ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มากรณีย์

Antennas

Chairpersons: 1. T. Wakabayashi Tokai University, Japan
2. N. Homsup Kasetsart University, Thailand

TMB1-01	Characteristics of an Omnidirectional Antenna using Circular Array of Slot on Cylinder for TV Broadcasting System C. Phongcharoenpanich, P. Wounchoum, S. Kosulvit, R. Wongsan, and M. Krairiksh <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	207
TMB1-02	Slot Array Antenna Fed by Microstrip Line N. Anantrasirichai*, M. Tangjitjitsada*, P. Raklua*, and T. Wakabayashi** <i>*King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> <i>**Tokai University, Japan</i>	211
TMB1-03	Characteristics of a Circular Array of Microstrip Antenna Radiating Circularly Polarized Conical Beam for Wireless LAN Applications C. Phongcharoenpanich*, S. Lamultree*, I. Buakaew*, S. Kosulvit*, M. Krairiksh*, and J. Takada** <i>*King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> <i>**Tokyo Institute of Technology, Japan</i>	215
TMB1-04	Theoretical Investigations into a Linearly Polarised Radial Line Slot Array Antenna for Wireless LAN Indoor Application at 5.5 GHz A. R. Tharek and I. K. Farah Ayu <i>Universiti Teknologi Malaysia, Malaysia</i>	219
TMB1-05	Directivity Enhancement of a Bidirectional Antenna using a Linear Array of a Probe Excited Circular Ring for PCT System C. Phongcharoenpanich*, P. Wounchoum*, S. Kosulvit*, M. Krairiksh*, and T. Wakabayashi** <i>*King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> <i>**Tokai University, Japan</i>	223

VLSI I

Chairpersons: 1. W. Luk Imperial College, United Kingdom
2. F. Cheevasuvit King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand

TMC1-01	Design of High-Frequency VLSI and MCM Interconnects with Crosstalk and Impedance Matching Conditions V. Ungvichian*, T. Laopetcharat**, M. Charoenwattanaporn**, and S. Malisuwan*** <i>*Florida Atlantic University, U.S.A.</i> <i>**Rangsit University, Thailand</i> <i>***Chulachomklao Royal Military Academy, Thailand</i>	227
TMC1-02	Compactivity Improvement Using Slack Adjustment Technique P. Maidee and S. Choomchuay <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	231
TMC1-03	VLSI Design and Implementation of Low-Power Pipelined Wave Digital Filters P. Israsena <i>National Electronics and Computer Technology Center, Thailand</i>	235
TMC1-04	High Performance GA-Based for Sequential Circuit Test Generation on PC-Cluster T. Siriwan* and P. Nilagupta** <i>*Rajamangala Institute of Technology, Thailand</i> <i>**Kasetsart University, Thailand</i>	239

Directivity Enhancement of a Bidirectional Antenna using a Linear Array of a Probe Excited Circular Ring for PCT System

Chuwong Phongcharoenpanich[†], Phairote Wouchoum[†], Sompol Kosulvit[†],
Monai Krairiksh[†] and Toshio Wakabayashi[‡]

[†]Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand

Phone : (662) 7373000 Ext.3346 Fax : (662) 3269086 E-mail : kpchuwon@kmitl.ac.th

[‡]School of Engineering, Tokai University, Hiratsuka, Kanagawa 259-12, Japan

Phone : (81) 463-58-1211 Ext. 4675 Fax : (81) 463-58-8320

Abstract

This paper presents the directivity enhancement of a bidirectional antenna by using the linear array of a probe excited circular ring. The element of a bidirectional antenna is first designed to achieve the maximum directivity. The directivity can be further increased by arranging these elements to form the linear array. There are three configurations of linear array to be analyzed viz., side-by-side, collinear and face-to-face geometries. The antenna characteristics such as directivity, first side lobe ratio (FSLR) and half power beamwidth (HPBW) for these three geometries are reported and discussed. The proposed structure is very useful for PCT system.

1. Introduction

Currently, cellular mobile system becomes popular [1]. Therefore, the investigations of the mobile antenna at the base station are of interest. Generally, the omnidirectional antenna is employed to cover the approximated circle area. To increase the zone size for applying to the long and narrow path service area such as the highway, the tunnel, and the corridor, the bidirectional antenna is installed in place of the omnidirectional ones. The conventional bidirectional antennas are made up by combining two unidirectional antennas such as Yagi pointed in opposite directions or the omnidirectional antenna such as monopoles excited by appropriate phase [2]. The antenna constructed by this technique suffers from feeder loss and complicated structure that results in expensiveness. Thus, researches and developments on bidirectional antenna have been continuously conducted. The bidirectional narrow patch antenna (BNPA), which has narrow patches on both sides of a narrow dielectric substrate fed by a parallel stripline is easily fabricated by printing patches and feeding network on a substrate. However, BNPA has low radiation efficiency. The radiation efficiency can be improved by adding two opposing parasitic patches to a BNPA to form the so-called BNPA-P [3]. It was found that gain is higher than a collinear antenna of the same length. For a wide street about the width ranging from 30 to 60 meters, a BNPA element is developed to be a bidirectional rod antenna (BIRA) that possesses an optimum beam shape [4]. Furthermore, a bidirectional antenna using two notch antennas cut in a sheet of

conductor above a ground plane was proposed to extend the coverage of a relay station in booster system inside tunnel [5]. To suppress the cross polarization in the H-plane of this notch antenna, the crank shaped antenna modified from the original notch antenna was proposed [6]. It was found that the radiation patterns of these antennas are tilted up from the mounting wall and they should be tilted downward in order to cover the service area. This was accomplished by using the crank shaped antenna with the parasitic elements for gain enhancement [7]. From these aforementioned literatures, it is evident that development of a bidirectional antenna that has suitable characteristics for a particular application is desired. Moreover, cost effective must be considered since the number of cell is very large. Therefore, a bidirectional antenna using a linear probe excited a circular ring [8] was proposed. It was pointed out that a moderate gain bidirectional antenna could be easily realized with a very cost effective. Moreover, the directivity can be increased by forming an array of a probe excited circular ring.

This paper presents the directivity enhancement of a bidirectional antenna using a linear array of a probe excited circular ring. A choice of the ring radius that yields the propagation in dominant mode is chosen [9]. The ring width that provides the maximum directivity is determined. This optimum ring radius and width is used as the design parameters for an element. Then, three configurations of the linear array are characterized i.e., side-by-side, collinear and face-to-face geometries. The results of the investigation are reported.

2. A Bidirectional Antenna using an Element of a Probe Excited Circular Ring

The structure of a bidirectional antenna using an element of a probe excited circular ring consists of a linear electric probe of length l aligned along the y axis, and this probe is surrounded by a circular ring of the radius a . At the two ends of the ring, there are circular apertures on the planes $z = -d/2$ and $z = d/2$, respectively, as shown in Fig.1.

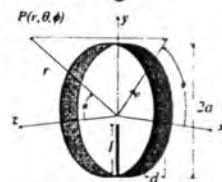


Fig.1 A bidirectional antenna using an element of a probe excited circular ring

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

From the investigation [10], [11] it is found that the optimum ring radius and width of a circular ring are 0.3019λ and 0.154λ for the operating frequency of 1.9065 GHz. These parameters are used as the design parameters for a single element of a bidirectional antenna using a probe excited circular ring. It is evident that the directivity of an element is 6.82 dBi with the half power beamwidth in E-plane and H-plane of 70.5 and 59.6 degrees, respectively. There is no side lobe in case of using single element of a probe excited circular ring.

3. Directivity Enhancement of a Bidirectional Antenna using a Linear Array of a Probe Excited Circular Ring

There are three configurations of the antenna arrangement to be analyzed i.e., x, y and z directions which are referred to as side-by-side, collinear and face-to-face geometries as shown in Fig.2. The number of the element in each array can be mentioned as follows: element number #1 and #2 corresponding to side-by-side, element number #1 and #3 corresponding to collinear, element number #1 and #4 corresponding to face-to-face geometries, respectively.

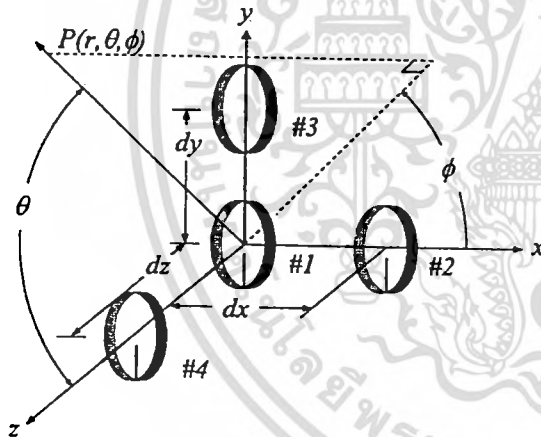


Fig.2 Array antenna configurations

The formulations of the total fields are examined by means of the pattern multiplication [12] of the element pattern and the array factor of the linear array. Subsequently, the radiation characteristics corresponding to the radiated fields will be analyzed in the next section.

4. Numerical Results

The numerical results such as radiation pattern, half power beamwidth and directivity are analyzed.

4.1 Side-by-side array configuration

According to the arrangement of the array element number #1 and #2 along x axis to form side-by-side geometry as illustrated in Fig.2, the radiation characteristics will be reported in this subsection. Fig.3 shows the directivity as a function

of the spacing between the element in the array along x axis.

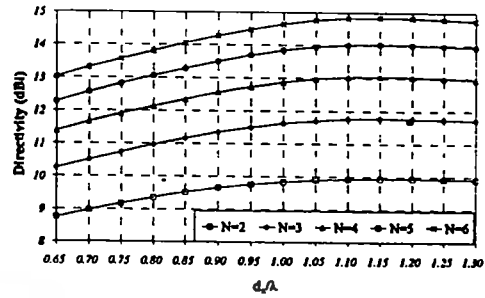


Fig.3 Directivity of side-by-side linear array

It is seen that the directivity is monotonically increased as the spacing between the element until maximum of 9.95 dBi for 2 elements at the spacing of 1.15λ , and then the directivity will be slightly decreased when the spacing larger than 1.15λ .

Another characteristic that has to investigate is the first side lobe ratio. Seemingly, the larger spacing between the element leads to the lower side lobe ratio. However, there is no side lobe happened in E-plane pattern for the case of side-by-side geometry.

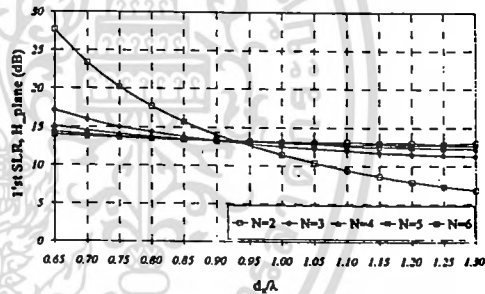


Fig.4 FSLR in H-plane of side-by-side linear array

The next characteristic to be distinguished is the half power beamwidth both E-plane and H-plane. It is apparent that the constant half power beamwidth in E-plane of 70.5 degrees is obtained for various spacings.

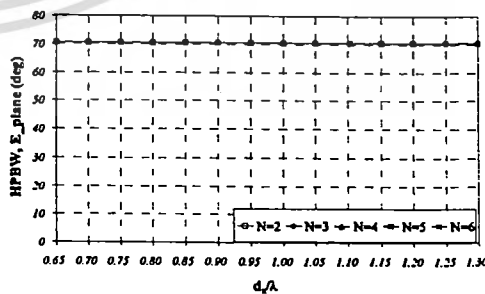


Fig.5 HPBW (E-plane) of side-by-side linear array

It is evident from Fig.6 that the half power in H-plane is narrower when the spacing is larger. In addition, the narrower beamwidth is yielded for the larger number of element. The narrower beamwidth leads to the higher directivity as well.

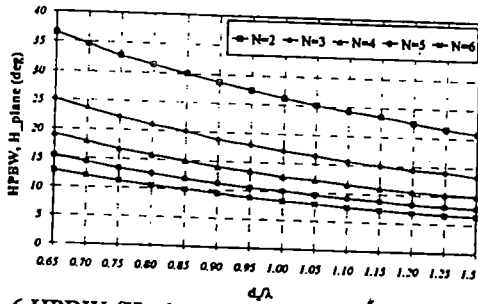


Fig.6 HPBW (H-plane) of side-by-side linear array

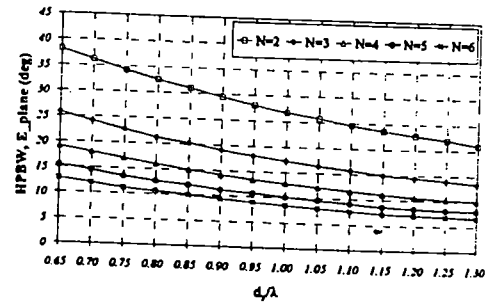


Fig.9 HPBW in E-plane of collinear linear array

4.2 Collinear array configuration

In the same fashion as section 4.1, the antenna characteristics in case of collinear configuration are summarized in this subsection. It is obvious that the directivity is increased as the spacing between the element is higher until it is maximum at the spacing of 1.00λ . Then, the directivity is lower when the spacing is further decreased.

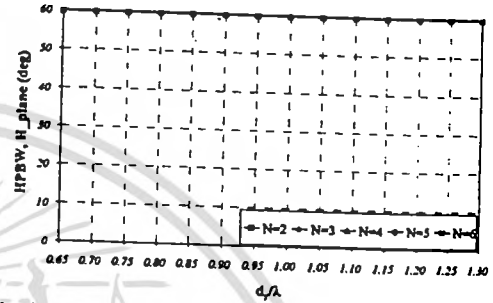


Fig.10 HPBW in H-plane of collinear linear array

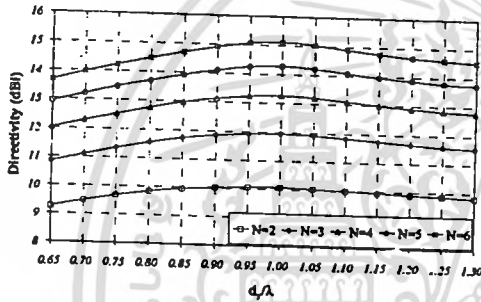


Fig.7 Directivity of collinear linear array

Fig.8 illustrates the first side lobe ratio in E-plane of the antenna as a function of the spacing between elements. As the same manner as the side-by-side configuration, the larger the spacing the lower the side lobe ratio. Furthermore, it is found that there is no side lobe occurred in the H-plane pattern.

4.3 Face-to-face array configuration

When the elements are arranged as the face-to-face configuration, the characteristics are different from the case of side-by-side and collinear configurations. The bidirectional pattern can be obtained only for some cases of the spacing as shown in Fig.11. The spacing that yields the maximum directivity for various number of elements is different.

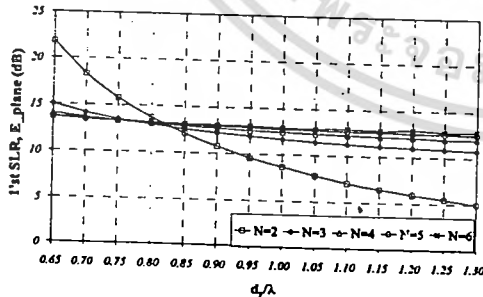


Fig.8 FSLR in E-plane of collinear linear array

Next, the half power beamwidth of the antenna both E-plane and H-plane are illustrated in Fig.9 and 10, respectively. For the case of the collinear structure, the half power beamwidth in E-plane has decreased when the spacing is larger. However, the half power beamwidth in H-plane is constant to be 59.6 degrees for any spacings.

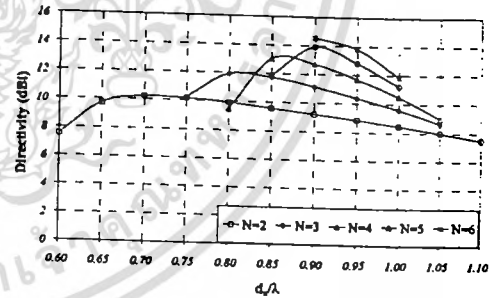


Fig.11 Directivity of face-to-face linear array

Fig.12 and Fig.13 show the first side lobe ratio in E-plane and H-plane of the face-to-face linear array.

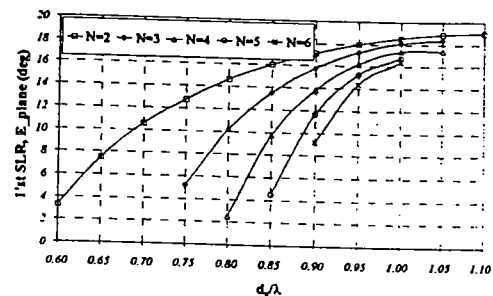


Fig.12 FSLR in E-plane of face-to-face linear array

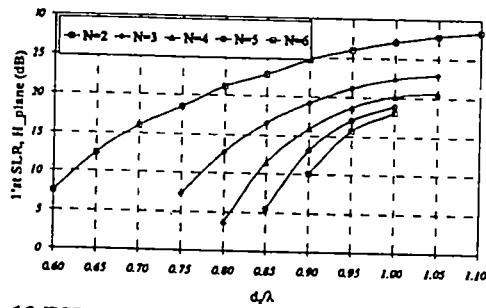


Fig.13 FSLR in H-plane of face-to-face linear array

It is found that the side lobe ratio will be higher when the spacing is larger. This characteristic has the opposite trend with the side-by-side and collinear configurations.

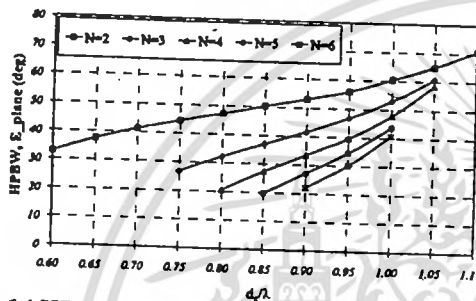


Fig.14 HPBW (E-plane) of face-to-face linear array

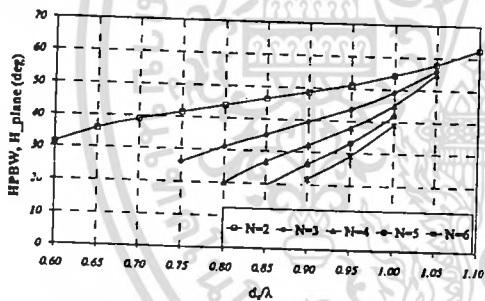


Fig.15 HPBW (H-plane) of face-to-face linear array

Fig.14 and Fig.15 show the half power beamwidth in E-plane and H-plane of the face-to-face linear array. It is observed that the half power beamwidth in both planes has the same trend that is the beam will be wider as the spacing is further increased.

5. Discussions and Conclusions

Directivity enhancement of a bidirectional antenna is realized by arranging the element of the a probe excited circular ring to form the linear array. There are three configurations of the linear array to be investigated. It is found that the side-by-side array affects to the beam in the H-plane whereas the collinear array influences to the E-plane pattern. However, both E- and H-plane patterns were impacted by the face-to-face configuration. Therefore, these arrangements have to be considered in the design for further applications.

References

- [1] L.C.Godara, "Applications of Antenna Array to Mobile Communications," *Proc.IEEE*, pp.1031-1060, July 1997.
- [2] R.C.Johnson and H.Jasik (eds.), *Antenna Engineering Handbook*, New York: McGraw-Hill, 1984, ch.2.
- [3] K.Cho and T.Hori, "Bidirectional Rod Antenna Composed of Narrow Patches," *Proc.IEEE Antenna Propagat. Soc. Symp.*, pp.174-177, June 1994.
- [4] T.Hori, K.Cho and K.Kagoshima, "Bidirectional Base Station Antenna Illuminating a Street Microcell for Personal Communication System," *9th Inst. Elect. Eng. Conf. Antennas Propagat.*, no.407, pp.419-422, Apr. 1995.
- [5] H.Arai and K.Kohzu, "A Bidirectional Notch Antenna," *IEEE AP-S, Int.Symp.*, vol.1, pp.42-45, July 1996.
- [6] K.Kohzu and H.Arai, "Dual Band Bidirectional Antenna," *Proceedings of the 1996 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.856-859, Dec. 1996.
- [7] T.Mukaiyama, H.Arai, and Y.Ebine, "Bi-directional Notch and Crank-shaped Antenna," *Proceeding of the 1997 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.417-420, Dec. 1997.
- [8] S.Kosulvit, C.Phongcharoenpanich, M.Krairiksh and T.Wakabayashi, "Design of a Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Circular Ring," *Proceedings of the 1999 Thailand-Japan Joint Symposium on Microwaves*, pp. 55-59, Sept. 1999.
- [9] S.Kosulvit, C.Phongcharoenpanich, M.Krairiksh and T.Wakabayashi, "Radiation Characteristics of a Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Circular Ring," *Proceedings of the 1999 IEEE International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems*, Phuket, pp.713-716, Dec. 1999.
- [10] S.Kosulvit, M.Krairiksh, C.Phongcharoenpanich, and T.Wakabayashi, "A Simple and Cost-Effective Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Circular Ring," *IEICE Trans. Electronics*: vol. E84-C, no.4, pp.443-450, Apr. 2001.
- [11] S.Kosulvit, "A Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Ring," Doctoral Thesis of King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, 2001.
- [12] C.A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design," *John Wiley & Sons*, 1997.

เอกสารหมายเลข 16



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Analysis of Impedance Characteristics of a Probe Fed Rectangular Cavity-Backed Slot Antenna

ผู้ร่วมงาน จำนวน 4 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายฐิติพงษ์ เลิศวิริยะประภา	25.00
2. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	25.00
3. นายสมผล โกศลวิตร	25.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	25.00



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2001 IEEE Antennas & Propagation Society International Symposium



100 Years of Communications 1901-2001
Transatlantic to Geosynchronous

Volume 1

Boston, Massachusetts
The Sheraton Boston Hotel
July 8-13, 2001



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Diverse Waveguiding Structures

Chairs: K. Mei, Hong Kong and H. Bertoni, USA

	Page
1:00 Analysis of Impedance Characteristics of a Probe Fed Rectangular Cavity-Backed Slot Antenna, <i>T. Lertwiryaprapa*</i> , <i>C. Phongcharoenpanich</i> , <i>S. Kosulvit</i> , <i>M. Krairiksh</i> , <i>King Mongkut's Institute of Technology</i>	576
1:20 Radiation Extraction for Transmission-Line Interconnects, <i>Y.W. Liu*</i> , <i>K.K. Mei</i> , <i>J.S. Hong</i> , <i>City University of Hong Kong</i>	580
1:40 Influence of Depleted Layers on the Propagation Characteristics and on the Couplings in Multilayer Silicon ICs with Buried Diffusions, <i>S. Wane*</i> , <i>ENSEEIH</i> , <i>D. Bajon</i> , <i>SUPAERO</i> , <i>H. Baudrand</i> , <i>ENSEEIH</i> , <i>P. Gamand</i> , <i>Philips Semiconductors</i>	584
2:00 Design of an Elevated CPW for High-Speed Digital Circuit Applications, <i>Y.J. Hwang*</i> , <i>J.G. Yook</i> , <i>Y.J. Kim</i> , <i>H.K. Park</i> , <i>The Yonsie University</i>	588
2:20 Reflection and Propagation of Short Electromagnetic Pulse in Plasma Half-Space and Semi-Infinite Wave Guide, <i>A.L. Gutman*</i> , <i>Voronezh State Forestry Engineering Academy</i>	592
2:40 Simulation of Cutoff Frequencies in TEM Cells by Boundary Scaling Functions, <i>M. Tanigaki*</i> , <i>H. Echigo</i> , <i>Tohoku Gakuin University</i> , <i>M. Kamiyama</i> , <i>Sendai National College of Technology</i>	596
3:00 Beam Array Scattering by Wedges and Rectangular Cylinders, <i>H. Cheung*</i> , <i>E. Jull</i> , <i>University of British Columbia</i>	600
3:20 Coupling at Cross, T and L Junctions in Tunnels, <i>J. Lee*</i> , <i>Advanced Telecom Research Lab-LG Electronics</i> , <i>H. Bertoni</i> , <i>Polytechnic University</i>	604
3:40 Berenger and Leaky Modes in Lossy Microstrip Substrates Terminated by a Perfectly Matched Layer, <i>H. Rogier*</i> , <i>D. De Zutter</i> , <i>INTEC-University of Gent</i>	608
4:00 The Complete Set of Electromagnetic Dyadic Green's Functions of the Cylindrical Chrowaveguide, <i>H.T. Hui*</i> , <i>E.K.N. Yung</i> , <i>City University of Hong Kong</i>	612
4:20 Topological Asymptotic for Waveguide Optimization, <i>P. Mader*</i> , <i>Alcatel Space Industnes</i> , <i>M. Masmoudi</i> , <i>CNRS-Universite. Paul Sabatier</i> , <i>C. Mangenot</i> , <i>Alcatel Space Industries</i>	616

Analysis of Impedance Characteristics of a Probe Fed Rectangular Cavity-Backed Slot Antenna

Titipong Lertwiriyaprapa*, Chuwong Phongcharoenpanich**,
Sompol Kosulvit* and Monai Kratraksh**

*Department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education,
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Bangkok 10800 Thailand
Phone : (662) 5858541-5 Ext.3259 Fax : (662) 5878255 E-mail : titp@kmitnb.ac.th

**Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand
Phone : (662) 7373000 Ext.3346 Fax : (662) 7392429 E-mail : kpchuwon@kmitl.ac.th

1. Introduction

Antenna for satellite communication system is generally designed to have the pattern directs toward the geostationary satellite. The antenna must be installed on both mobile and stationary station. Therefore, the structure should be flat and flush-mounted structure. A typical antenna is a planar microstrip array, which suffers from the feeder loss [1]. Slot array antenna is of interest due to its high efficiency. The appropriate structure for arranging as the planar array is that of a rectangular cavity-backed slot antenna. Some of research works related on slot array antenna backed on rectangular structure have been published such as [2]-[5]. All of them considered only slot on the waveguide. For the slot on the cavity, the reflection at the shorted ends must be taken into account. In case of the structure fed by a probe, which is of particular important in practical, it is simple, free from conduction and dielectric loss, high power handling and suitable for slot array applications. If the impedance characteristics of the antenna are well investigated, the design of that antenna will be achieved. Accordingly, the study on impedance characteristics is significant and need to be carried out. This paper presents the analysis of impedance characteristics of a rectangular cavity-backed slot antenna fed by linear electric probe. By aiding of the dyadic Green's functions, the integral equations can be established under boundary conditions on the slot and probe. The Method of Moments plays a vital tool in determining the impedance characteristics. The numerical and experimental results of input impedance are illustrated and analyzed.

2. Analysis

The antenna configuration is made up of the slot of the length l , and the width w , cut on the top of the surface of the rectangular cavity with the width a , the height b and the length c . The slot is aligned on z direction at which its center is located at (x, b, z) . This structure is excited by the linear electric probe of the length l_p along x direction at the position $(0, y_p, z)$. The slot is surrounded by the infinite ground plane at the top of the cavity.

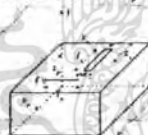


Fig.1 Geometry of the problem

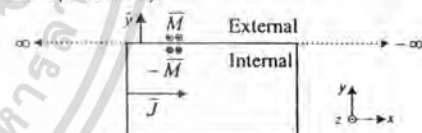


Fig.2 Analysis equivalent model

The analysis method is executed by using the Method of Moments. The integral equations of two unknown currents, viz., an electric current at the probe and a magnetic current sheet over slot, can be formulated based on the Field Equivalent Principle to enforce the boundary conditions at the probe and the slot. Those boundary conditions are that the tangential magnetic fields are continuous through the slot aperture both inside and outside the cavity, and the delta gap source is considered at the bottom of the feed probe inside the cavity. The time convention $e^{j\omega t}$ is considered throughout this paper and omitted. The integral equations of the two unknown currents are formulated. The unknown magnetic current sheet along the slot and electric current on the probe can be determined by applying Method of Moments. The entire domain basis functions are used to expand those currents as follows:

$$\vec{M}(\vec{r}') = \sum_{s=1}^{N_s} A_s m_s(z') \hat{z} \quad ; \quad m_s(z') = \frac{l}{w_s} \sin \frac{g_s \pi}{l_s} \left(z' + \frac{l_s}{2} \right) \quad (1)$$

$$\vec{J}(\vec{r}') = \sum_{r=1}^{N_r} B_r j_r(x') \hat{x} \quad ; \quad j_r(x') = \sum_{l=1}^{N_l} B_{rl} \frac{1}{2} \left(1 + \sin \frac{f_{rl} \pi}{2l_{rl}} (x' + l_{rl}) \right) \quad (2)$$

By using Galerkin's Method of Moments, the matrix of linear equation for unknown currents is

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{bmatrix} Y_{ig}^{in} + Y_{ig}^{out} & \alpha_{if}^{in} \\ \beta_{ig}^{in} & Z_{if}^{in} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_f \\ B_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

where the reaction coefficients are written as follows

$$Y_{ig}^{in} = j\omega\epsilon_0 \iint_S m_i \cdot G_{HM,zz}^m \cdot m_g dS' dS \quad ; \quad Y_{ig}^{out} = j\omega\epsilon_0 \iint_S m_i \cdot G_{HM,zz}^{out} \cdot m_g dS' dS$$

$$\alpha_{if}^{in} = \iint_S \int_L m_i \cdot G_{HM,zz}^m \cdot j_f dL' dS \quad ; \quad \beta_{ig}^{in} = \int_L \iint_S j_q \cdot G_{EM,zz}^m \cdot m_g dS' dL$$

and

$$Z_{if}^{in} = j\omega\mu_0 \int_L \int_L j_q \cdot G_{EL,zz}^m \cdot j_f dL' dL$$

Dyadic Green's functions inside and outside the rectangular waveguide with infinite ground plane are derived using the eigen-function expansion method [6]. Subsequently, the dyadic Green's functions inside the rectangular cavity are carried out by applying the scattering superposition techniques. After some mathematical manipulations, the components of dyadic Green's functions that require fulfilling in the integral equations can be written as

3. Numerical Results

The numerical results of input impedance are demonstrated for various parameters i.e., cavity size, probe location, probe length, slot offset and slot length, respectively. In the demonstrations throughout this paper, the slot width is fixed at 0.048λ and the cavity is designed for TE_{101} mode. The cavity width (a) and cavity length (c) are designed to yield the identical dimension, and the cavity height (b) is equal to half of the cavity width. In general case, the cavity with the width 0.692λ , the height 0.346λ and the length 0.692λ is used to demonstrate. The center of the slot is at $(0, 0.172\lambda, 0.346\lambda)$. The probe of the length 0.25λ is located in x direction at $(0, 0.172\lambda, 0.346\lambda)$.

3.1 Cavity size

In this section, the input impedance for various sizes of a cavity are revealed. The frequency is varied to operate from 1.0 GHz to 2.6 GHz. There are four cavity sizes to be varied i.e. 0.55λ , 0.69λ , 0.75λ and 0.80λ . It is noted that the ratio of each dimension of the cavity is $a:b:c = 1:0.5:1$. Fig. 3(a) and (b) show the resistance and reactance for various cavity sizes. It is apparent that when the cavity size becomes larger, both resistance and reactance exhibit lower values. In addition, the resonance frequency (zero reactance) is inversely proportional to the cavity size. Hence, the larger the cavity sizes the lower the resonance frequency.

3.2 Probe location

In order to improve the resonance and matching condition, the positions of the probe are adapted. In this demonstration, the probe is aligned on x -axis. The positions in y and z -axis can be varied. Figs.4 and 5 illustrate the resistance and reactance for different locations of the probe y_p and z_p , respectively. From these figures, we can summarize the relation between the resonance and matching events and the locations of the probe. From Fig. 4(a) and (b), it is evident that when the location of the probe is varied in y direction from y_p equal $0.25b$, $0.50b$ and $0.75b$, respectively both the resistance and reactance have the same trend. When the probe is moved further from the origin the nominal resistance and reactance become higher. Additionally, the resonance frequencies of these locations occur at the same frequency. Moreover, the well-matched condition can be achieved when y_p is equal to $0.75b$. The impedance characteristic for different z_p is depicted in Figs. 5(a) and (b). It is explicit that the resistance and reactance for z_p equal $0.50c$ is the highest due to the strongest effect from the slot. Furthermore, they convert to smaller value as a function of the distance from the slot. Also, the optimum matching condition can be accomplished when the probe is oriented near the slot.

3.3 Probe length

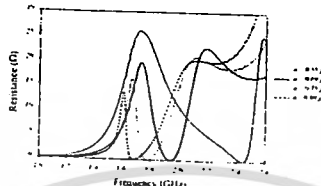
One of the easy ways to optimize the matching condition is to trim the probe. The relation between the impedance and the probe length is revealed in Fig.6. It is clarified that the nominal resistance and reactance are higher as the length of the probe. The resonance frequencies for any probe length are identical.

3.4 Slot offset

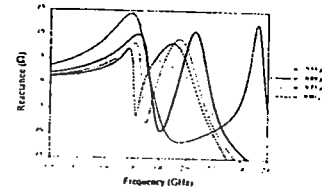
The positions of the slot orientation in x and z directions referred to as the slot offset are of interest variables. They are varied to modify the nominal impedance of the antenna. The impedance of various slot offsets x_s and z_s are shown in Fig.7(a) through Fig.8(b), respectively. The following abridgements are observed. From Fig. 7, the resistance and reactance when the slot is located at the center of the cavity as very small value (no greater than 3Ω) and it increases as the slot offset is higher. The resistance and reactance for various z_s are shown in Fig. 8. Hence, the variation of the slot in z direction is not remarkably affected to the impedance characteristic.

3.5 Slot length

The mutation of the slot length is an alternative way to seek the resonance and optimum-matching situation. It can be seen from Fig.9 that for the case of demonstration, the resonance phenomenon is significantly changed as the slot length. The value of the resistance and reactance are slightly distinct. The resonance frequency for the shorter slot length is higher than the longer ones. The frequencies yielding the optimum matching condition also have the same tendency.

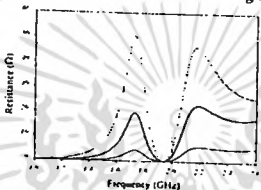


(a) Resistance

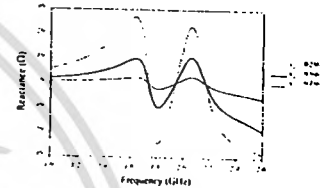


(b) Reactance

Fig.3 Input Impedance for various cavity widths: a

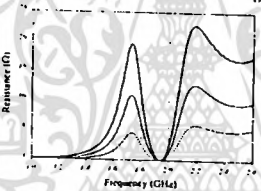


(a) Resistance

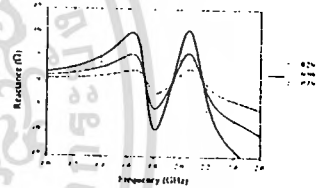


(b) Reactance

Fig.4 Impedance for various probe locations: y_p

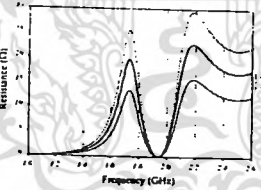


(a) Resistance

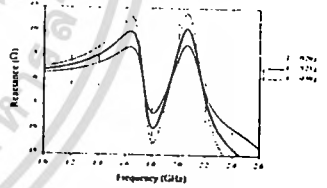


(b) Reactance

Fig.5 Impedance for various probe locations: z_p

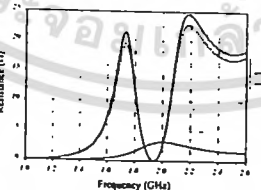


(a) Resistance

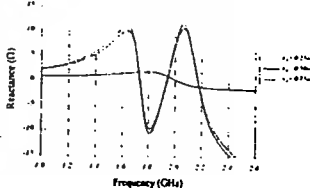


(b) Reactance

Fig.6 Impedance for various probe lengths: l_p



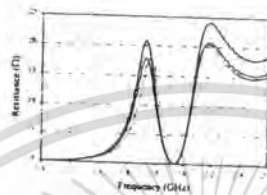
(a) Resistance



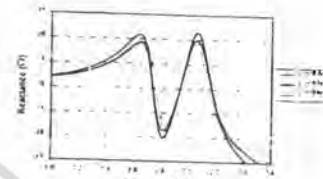
(b) Reactance

Fig.7 Impedance for various slot offsets: x_s

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) Resistance



(b) Reactance

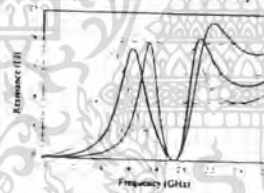
Fig.8 Impedance for various slot offsets: s_1

4. Experimental Results

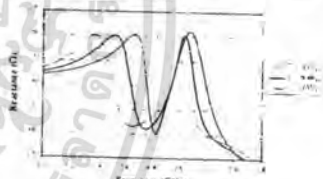
To verify the calculated results, the impedance characteristic measurements are set up to operate at the frequency of 10 GHz. The photographs of the fabricated antenna and comparison results are shown in Fig. 10. Figs. 10(a) and (b) reveal the perspective view of the cavity-backed slot antenna without and with ground plane (3λ). The fabricated antenna is connected to the HP8150C network analyzer via 50Ω transmission line to measure the reflection. The results of the measurement are plotted and compared with theoretical prediction as shown in Fig. 10(c). It is obvious that the results are in good agreement. The frequency shift is 3.46%. This error is due to the assumption that the ground plane is infinite extent but the finite ground plane is used in actual experiments.

5. Conclusions

This paper presents the analysis of input impedance of a rectangular cavity-backed slot antenna fed by the linear electric probe. This structure is proposed to be the element of the antenna array for the satellite communications. The method of analysis is straightforward and general. The demonstrations of the input impedance are carried out for various antenna parameters. The experimental results can be verified the theoretical calculations.



(a) Resistance



(b) Reactance

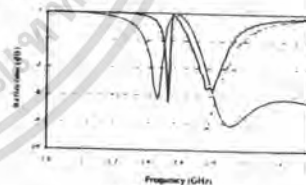
Fig.9 Impedance for various slot lengths: l_1



(a)



(b)



(c)

Fig.10 Prototype of the antenna and experimental results

References

- [1] J. R. James, and P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, vols. 1 and 2, Peter Peregrinus, London, UK, 1989.
- [2] A. F. Stevenson, "Theory of slots in rectangular wave-guides," *J. Appl. Phys.*, vol. 19, no. 1, pp. 24-38, Jan 1948.
- [3] J. Galejs, "Admittance of rectangular slot which is backed by a rectangular cavity," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 11, no. 3, pp. 119-126, Mar. 1963.
- [4] M. Ando, K. Sakurai, N. Goto, K. Arimura, and Y. Ito, "A radial line slot antenna for 12 GHz satellite TV reception," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 33, no. 12, pp. 1347-1353, Dec 1985.
- [5] R. S. Eilthorn, *Antenna Theory and Design*, India: Prentice Hall, pp. 86-91, 1985.
- [6] T. Lertwinyaprapa, C. Phongcharonpanich and M. Krairiksh, "Analysis of radiation characteristics of a probe fed rectangular cavity-backed slot antenna with finite-size ground plane," *Proc. 2000 IEEE Antennas Propagat. Int. Symp.*, pp. 714-717, 2000.
- [7] L. W. Li, P. S. Kooi, M. S. Leong, T. S. Yeo and S. L. Ho, "On the eigenfunction expansion of electromagnetic dyadic Green's function in rectangular cavity and waveguide," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 43, no. 3, pp. 700-702, Mar. 1995.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารหมายเลข 17



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Characteristics of a Helical Array Antenna Radiating Circularly Polarized Conical Beam

ผู้ร่วมงาน จำนวน 6 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	25.00
2. นายฐิติพงษ์ เลิศวิริยะประภา	15.00
3. นางสาวสุชาตินี ละมุลตรี	15.00
4. นายไพโรจน์ วุ่นชุม	15.00
5. นายสมผล โกศลวิตร	15.00
6. นายโมไนย ไกรฤกษ์	15.00

(.....)
นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

(.....)
นายฐิติพงษ์ เลิศวิริยะประภา

นายฐิติพงษ์ เลิศวิริยะประภา

(.....)
นางสาวสุชาตินี ละมุลตรี

นางสาวสุชาตินี ละมุลตรี

(.....)
นายไพโรจน์ วุ่นชุม

นายไพโรจน์ วุ่นชุม

(.....)
นายสมผล โกศลวิตร

นายสมผล โกศลวิตร

(.....)
นายโมไนย ไกรฤกษ์

นายโมไนย ไกรฤกษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2001 IEEE Antennas & Propagation Society International Symposium



100 Years of Communications 1901-2001
Transatlantic to Geosynchronous

Volume 4

Boston, Massachusetts
The Sheraton Boston Hotel
July 8-13, 2001



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตเผยแพร่โฆษณาหรือการการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Helical and Slotted Antennas for Wireless Communications

Chairs: H. Aumann, USA and M. Shields, USA

	Page
100 A Quad-Band Stubby Antenna for Portable Wireless Devices, <i>E. Borisov*, T. Moore, Amphenol T&M Antennas</i>	542
120 Central-Fed Hemispherical Helical Antenna, <i>K.Y. Chan*, H. T. Hui, E.K.N. Yung, City University of Hong Kong</i>	545
140 A Helical Antenna with a Self-Complementary Shape, <i>N. Takemura*, M. Ohtsuka, I. Chiba, S. Urasaki, Mitsubishi Electric Corporation</i>	549
200 Recent Advances in Handset Antennas for Satellite Communication, <i>O. Edvardsson*, Algon Mobile Communications AB</i>	553
220 Characteristics of a Helical Array Antenna Radiating Circularly Polarized Conical Beam, <i>C. Phongcharoenpanich*, King Mongkut's Institute of Technology-Ladkrabang, T. Lertwiriayapapa, King Mongkut's Institute of Technology-North Bangkok, S. Lamultree, P. Wounchoum, S. Kosulvit, M. Krainiksh, King Mongkut's Institute of Technology-Ladkrabang</i>	557
40 Conducting Ring Loaded Annular Slot Array Antennas, <i>S. Noghianian*, L. Shafai, The University of Manitoba</i>	561
00 Design of Miniaturized Slot Antennas, <i>R. Azadegan*, K. Sarabandi, University of Michigan</i>	565
20 "Folded" Quadrifilar Helix Antenna, <i>A. Petros, XM Satellite Radio, Inc., S. Licul, Virginia Polytechnic Institute and State University</i>	569
40 Radiation from Slots on the Leaky Coaxial Cables, <i>J. Wang*, S. S. Jian, Northern Jiaotong University</i>	573
00 Characteristics of Handheld Terminal a Modified Folded Dipole Antenna for Mobile Communication, <i>H. Kawakami*, Y. Ojio, S. Koshikawa, S. Kogiso, G. Sato, Antenna Giken Co., Ltd</i>	577

Characteristics of a Helical Array Antenna Radiating Circularly Polarized Conical Beam

Chuwong Phongcharoenpanich*, Titipong Lertwiryaprapa**, Suthasinee Lamutree*,
Phairote Wouchoum, Sompol Kosulvit and Monai Krairiksh*

*Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 Thailand
Phone : (662) 7373000 Ext.3346 Fax : (662) 3269086 E-mail : kpcuwon@kmitl.ac.th

**Department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education,
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Bangkok 10800 Thailand
Phone : (662) 5858541-5 Ext.3259 Fax : (662) 5878255 E-mail : ttt@kmitnb.ac.th

1. Introduction

According to the phenomenal progress of wireless and mobile communication technologies, the research and development on the antenna that can complete these applications are of interest. The conical beam antenna is the suitable candidate because the tracking system is not necessary. There are many researches about the investigations of this antenna in literature [1]. The radiation characteristics of this antenna, which can accomplish the specified applications, is that the radiation patterns possess the null in boresight axis (zenith), the elevational beam peak directs toward the subscriber and the azimuthal pattern is nondirectional. The maximum directivity of 7 dBi for mobile satellite communication and 4 dBi for the wireless LAN is required. Several researches concentrate on designing both linear [2] and circular [3]-[6] polarization to fulfill the requirement of the particular system specifications. From the aforementioned literature, it is apparent the investigation of the conical beam antenna have to be primarily conducted. This paper presents the characteristics of a helical array antenna radiating circularly polarized conical beam. The structure of the antenna is simple and easy to fabricate. The radiation pattern of the antenna is calculated by combining the total fields radiated from each small helical antenna on the ground plane. The effect of the finite size ground plane is taken into account [7]-[9] and compared with one considered in case of the ground plane is infinite extent. The radiation patterns for various parameters viz., the array radius and the number of elements are demonstrated. Guidelines for the antenna design to realize the desired directivity and elevation angle are illustrated. The experiment is under investigation.

2. Antenna Structure

The structure of the antenna is composed of the circular array of small helical antenna mounted on the ground plane. The helical antenna is made of the conducting wire of the length l winding in the form of a screw thread of the height h . The radius of the helical antenna is a , and the pitch angle and the winding factor are α and ξ , respectively. They are arranged on the circular ground plane of the radius r_a to form the circular array of the radius r_a as shown in Fig.1. The location of each element is at $(r=r_a, \theta=90^\circ, \phi=\phi_n)$.

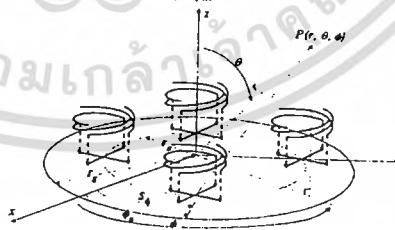


Fig.1 A circular array of helical antenna on the ground plane

3. Results

In this section, the radiation characteristics of the antenna such as the radiation pattern, elevation angle, azimuthal ripple and directivity is shown. The optimized parameter for the single element of the helical antenna is as follows: a equals 0.077λ , α and ξ are 14° and 0.5 , respectively. These values are fixed throughout the paper.

4. Radiation pattern

The elevational and azimuthal radiation patterns of the helical array antenna for various radii of the array are illustrated in Fig.2. It is obvious that the radiation pattern appears the conical beam radiation i.e., the elevation pattern possesses the null in boresight axis, the elevational beam peak directs at any angle between 0° and 90° and the

azimuthal pattern at the elevational beam peak is nondirectional. Additionally, the larger the array radius, the smaller the angle of the elevational beam. Actually, the ground plane must be finite size instead of the infinite extent. In this circumstance, the effect from the edge is taken into account. Hence, the elevational pattern for various radii of the circular ground plane is illustrated as shown in Fig. 3.

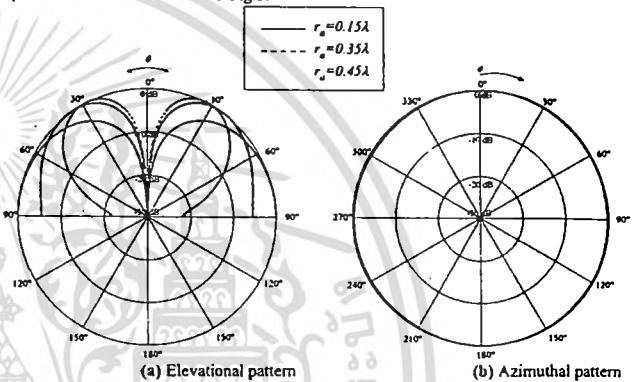


Fig.2 Radiation pattern of the antenna for various radii of the array

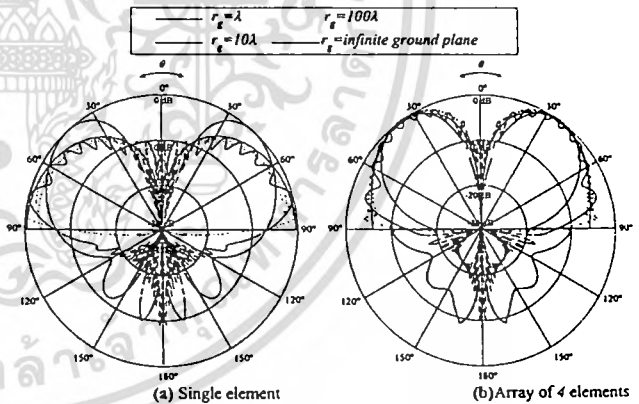


Fig.3 Elevational radiation pattern for various radii of the circular ground planes

It is found that the elevational pattern possesses the null in boresight axis. In the case of the single element, the elevational beam peak is significantly changed with the size of the ground plane until it becomes 90° when the size of the ground plane is infinity. However, for the case of the array of 4 elements the elevational beam peak keeps the constant value of 34° for various sizes of the ground plane. It is pointed that there are some difficulties to control the angle of the beam peak in case of the single element. In addition, the patterns with the small radius of the ground plane yield the high back lobe. The level of the maximum back lobe will decrease when the radius of the ground plane is larger and become no back lobe when the ground plane is infinite extent.

B. Elevation angle

The elevation angle is one of the significant parameters to evaluate the antenna radiating the conical beam pattern. Fig.4 illustrates the maximum elevation angle of the antenna for various array radii. When the number of element is 2, the conical beam is not obtained for any radius because the maximum elevation angle occurs at 90° . The conical beam can be realized when the number of element equals or greater than 4. Furthermore, it can be observed that when the radius is large the maximum elevation angle becomes lower than that of the smaller radius when the radius is larger than 0.2λ . The frequency characteristics of the elevational beam peak is also calculated as illustrated in Fig.5. It is apparent that the slightly changed of the maximum elevation angle is observed. This exhibits that the bandwidth of the antenna in the viewpoint of the elevation angle is widely enough for using in practical applications.

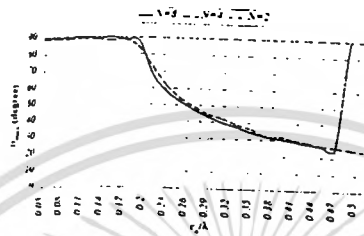


Fig. 4 Maximum elevation angle as a function of array radius

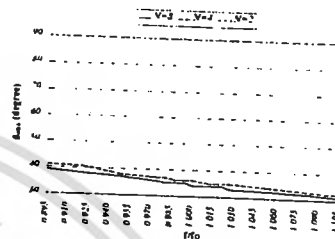


Fig. 5 Frequency characteristics of the maximum elevation angle

C. Azimuth ripple

The azimuth ripple is the important characteristic to realize the conical beam. If the ripple in azimuth plane occurred, the omnidirectional pattern cannot be achieved. Fig. 6 illustrates the azimuth ripple as a function of circumferential spacing. When the number of elements is varied, the circumferential spacing is used to characterize the ripple in azimuth plane instead of the array radius. It is evident that the circumferential spacing less than 0.6λ with the number of elements more than 2 is acceptable as the conical beam because the very small ripple is carried out. In other words, when the radius of the array is varied, the small as shown in Fig. 7.

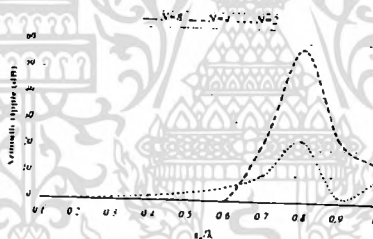


Fig. 6 Azimuth ripple as a function of circumferential spacing

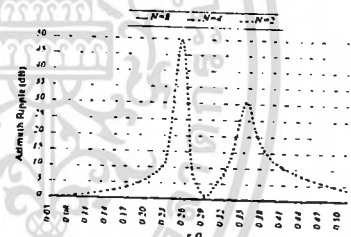


Fig. 7 Azimuth ripple as a function of array radius

D. Directivity

The directivity of the antenna is another notable characteristic to evaluate the merit of any antennas. Fig. 8 shows the maximum directivity as a function of the array radius for different number of elements. Apparently, the higher maximum directivity can be accomplished when the radius is larger since the beamwidth become narrow when the radius is large. This higher value of the maximum directivity is obtained at the expense of the high maximum elevation angle as described in the previous subsection.

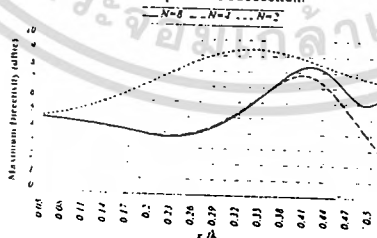


Fig. 8 Maximum directivity as a function of array radius

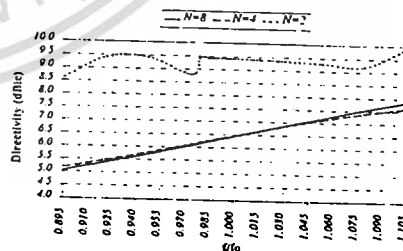


Fig. 9 Frequency characteristics of the maximum directivity

The frequency characteristics of the maximum directivity is illustrated in Fig. 9. As the expected, the higher the frequency the higher the maximum directivity. Due to the electrical size of the antenna is increased.

In the designing aspect, Fig.10 shows the contour map of the directivity as a function of the elevation angle and the array radius. This graph is used as a guideline for the antenna design. From this graph, for the specified directivity, the array radius at the desired elevation angle can be achieved. For instance, if the maximum directivity of around 7 dBi is necessary, the array radius of about 0.4λ must be chosen and the elevation angle is at 20° to 40°. On the other hand, if the angle of the elevation beam of 60° is needed and the radius is 0.3λ, the obtained directivity is 4 dBi.

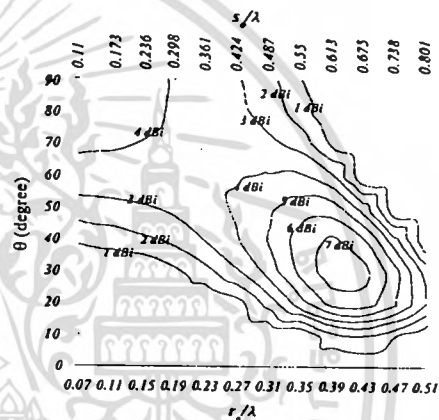


Fig.10 Contour map of directivity

4. Conclusions

A conical beam antenna using circular array on the ground plane is proposed in this paper. The radiation characteristics of the antenna are also reported. The structure of the antenna is simple and easy to fabricate. The radiation pattern appears to be the conical beam. The radiation characteristics for the optimized parameters of the single element depend on the antenna parameters viz., the array radius, the number of elements and the radius of the ground plane. The elevation angle and directivity vary as the radius and the number of elements. The size of the ground plane affects to the level of the back lobe level. All of these parameters must be optimized to perform the conical beam radiation. The antenna measurement is underway.

References

- [1] H. Kawakami, G. Sato, and R. Wakabayashi, "Research on Circularly Polarized Conical-Beam Antennas," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 39, no. 3, pp. 27-39, June 1997.
- [2] Y. J. Guo, A. Paez, R. A. Sadeghzadeh, and S. K. Barton, "A Circular Patch Antenna for Radio LAN's," *IEEE Trans. Antenna and Propagat.*, vol. 45, no. 1, pp. 177-178, Jan. 1997.
- [3] C. Phongcharoenpanich, P. Ngarnjanyaporn, T. Lertwiriyanapara, and M. Krairiksh, "Characteristics of a Conical Beam Antenna Using a Circular Array of Monopole on the Ground Plane for Wireless LAN Applications," *Proceedings of the 3rd International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications*, pp. 6-11, Bangkok, Nov. 2000.
- [4] A. Nestic, V. Brankovic, and I. Radnovic, "Circularly Polarised Printed Antenna with Conical Beam," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 12, pp. 1165-1167, June 1998.
- [5] K. Ito, J. P. Daniel, and J. M. Lenormand, "A Printed Antenna Composed of Strip Dipoles and Slots Generating Circularly Polarized Conical Patterns," *1989 IEEE International Symposium on Antenna and Propagation Society: AP-S. Digest*, vol. 2, pp. 632-635.
- [6] J. Takada, A. Tanisho, K. Ito, and M. Ando, "Circularly Polarised Conical Beam Radial Line Slot Antenna," *Electronics Letters*, vol. 30, no. 21, pp. 1729-1730, Oct. 1994.
- [7] H. Nakano, K. Vichien, T. Sugiura, and J. Yamauchi, "Singly-Fed Patch Antenna Radiating a Circularly Polarised Conical Beam," *Electronics Letters*, vol. 26, no. 10, pp. 638-640, May 1990.
- [8] R. G. Kouyoumjian and P. H. Pathak, "A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface," *Proc. IEEE*, vol. 62, no. 11, pp. 1448-1461, Nov. 1974.
- [9] R. G. Kouyoumjian, "A Uniform Theory of Diffraction and Its Applications," in *Numerical and Asymptotic Techniques in Electromagnetics*, R. Mittra (Ed.), Springer, New York, pp. 165-215, 1975.
- [10] C. E. Ryan, L. Peters, "Evaluation of Edge Diffracted Fields Including Equivalent Currents for the Caustic Region," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 17, pp. 292-299, 1969 (see also correction in vol. 18, p. 275, 1970).

เอกสารหมายเลข 18



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง A Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Circular Ring

ผู้ร่วมงาน จำนวน 4 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายสมผล โกศลวิตร	55.00
2. นายโมไนย ไกรฤกษ์	15.00
3. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	15.00
4. Toshio Wakabayashi	15.00



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PIERS 2001

Progress In Electromagnetics Research Symposium



Proceedings

**July 18–22, 2001
Cosmosquare International Education
and Training Center, Osaka, Japan**

www.piers2001.gr.jp

Session 4A1

Propagation in Tropical Zone and Antenna Technology

Ku-band Scintillation Characteristics in Thailand T. Boonchuk, N. Hemmakorn, P. Tangtisanan (<i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>); Y. Moriya, K. Takagi (<i>Tokai University, Japan</i>)	418
Statistical Analysis of S-band Satellite Signal Effected by Ionospheric Scintillation K. Makaratat, A. Decharat, N. Hemmakorn (<i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>)	419
Rain and Rain Attenuation Characteristics in Unique High Rainfall Region in Tropical Zone P. Nakonrat, T. Boonchuk, N. Hemmakorn (<i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>)	420
Measurement Examination of the Relation Between Scintillation Expression Methods Y. Chutchavong, O. Sangaroon, N. Anantrasirichai, J. Ngamwiwit, K. Janchitraponvej (<i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>); Y. Moriya (<i>Tokai University, Japan</i>)	421
A Non-Invasive Steerable Array Applicator for Large Surface Hyperthermia M. Krairiksh, C. Thongsopa, A. Mearnchu, D.-A. Srimoon (<i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>); T. Wakabayashi (<i>Tokai University, Japan</i>)	422
A Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Circular Ring S. Kosulvit, M. Krairiksh, C. Phongcharoenpanich (<i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>); T. Wakabayashi (<i>Tokai University, Japan</i>)	423
A Switched-Beam Flat Diversity Antenna P. Ngamjanyaporn, M. Krairiksh (<i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>)	424
Characteristics of Aperture Array Antenna Coupled by Microstrip Line N. Anantrasirichai, P. Ruglure (<i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>); T. Kunii, T. Wakabayashi (<i>Tokai University, Japan</i>); H. Matsui (<i>Nissan Motor Co. Ltd., Japan</i>)	425
Screen Antennas Printed on Dielectric Substrate with Conductor Frame Y. Ukawa, N. Yoshida (<i>Tokai University, Japan</i>); H. Matsui (<i>Nissan Motor Co. Ltd., Japan</i>); T. Wakabayashi (<i>Tokai University, Japan</i>)	426
Estimation of the Monthly Median foF2 Value by Using Neural Networks M. A. Kanaki (<i>PATHE, Special Service of Public Works, Greece</i>); I. T. Rekanos (<i>Helsinki University of Technology, Finland</i>)	427
A Comparison of the CCIR Noise Model in VLF and Acquisitions of the CTSN Network P. Portala (<i>Centre Technique des Systèmes Naval, France</i>)	428

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A Bidirectional Antenna Using a Probe Excited Circular Ring

Sompol Kosulvit¹, Monai Krairiksh¹,
 Chuwong Phongcharoenpanich¹ and Toshio Wakabayashi²

¹ Faculty of Engineering and
 Research Center for Communications and Information Technology
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND

² School of Engineering, Tokai University Hiratsuka, Kanagawa 259-12, JAPAN

This paper presents a simple and cost-effective bidirectional antenna using a probe excited circular ring. The structure of the antenna is simple i.e., a linear electric probe surrounded by a circular ring. The principle of the antenna design is easy and straightforward. For the specified operating frequency, a choice of the ring radius is first chosen to achieve the condition that only the dominant mode can be propagated. Furthermore, it is found that for a specific ring radius, the radiation patterns of the antenna are varied as the ring width. ~~If the ring width~~ Then, the optimum ring width that provides the maximum directivity is determined. The criterion of the selection of the ring width for various ring radii is illustrated as the guidelines for the antenna design. The fabricated antennas at the operating frequency of 1.9065 GHz are measured and compared with the theoretical predictions. It is apparent that these results are in reasonable agreement. The bidirectional pattern with the gain of 5.4 dBi over the bandwidth of 17% is obtained. Moreover, the antenna can be easily fabricated with the low production cost. Therefore, this antenna is suitable for installing at the base station in the street cell.

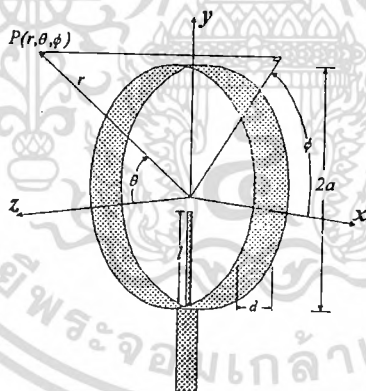


Fig.1 Antenna structure

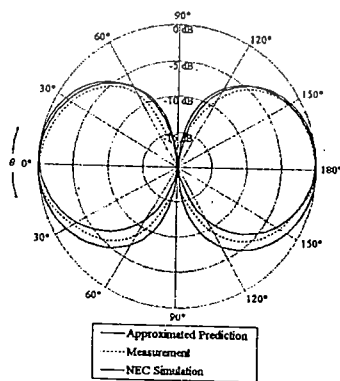


Fig.2 E-plane pattern

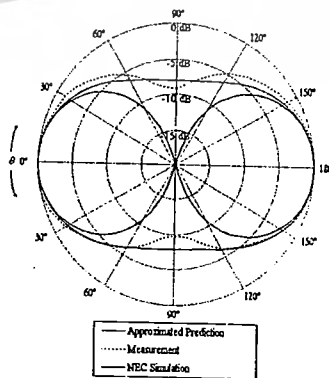


Fig.3 H-plane pattern

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารหมายเลข 19



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Gain Enhancement of a Cavity-Backed Slot Radiator by using a Probe Excited Circular Ring Antenna as a Director

ผู้ร่วมงาน จำนวน 5 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายสมผล โกศลวิตร	20.00
2. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	20.00
3. นายรุติพงษ์ เลิศวิริยะประภา	20.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	20.00
5. Toshio Wakabayashi	20.00

(.....)
นายสมผล โกศลวิตร

(.....)
นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

(.....)
นายรุติพงษ์ เลิศวิริยะประภา

(.....)
นายโมไนย ไกรฤกษ์

(.....)
Toshio Wakabayashi

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PROCEEDINGS

2000 Asia-Pacific Symposium on Broadcasting and Communications

APSBC 2000



December 21-23, 2000

**King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Bangkok, Thailand**



น.เอกวิทย์
ทุกทั้งสิ้น



ใช้งาน
การศึ
TOKAI
UNIVERSITY



NIME

JICA

น.เอกวิทย์
ทุกทั้งสิ้น
อีกทั้งห้ามมิ
ปลงเน
ต่อ
อ้างอิงถึง
ของเอกสารทุกครั้งที่
มี
นาไปเซ

TV Conference Room, 8th fl., ReCCIT Building
Thursday, December 21, 2000

10:20 – 12:00

SPECIAL AND INVITED LECTURES

Chairpersons:

Tawil Paungma (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang)

SL-01	Trend of Telecommunication in Thailand Kosol Petchsuwan <i>Telecommunication Association of Thailand, Thailand</i>	1
SL-02	Research Trend of Millimeter-wave Broadband Multimedia Wireless Communication Systems Toshio Ihara <i>Communications Research Laboratory, Japan</i>	6
IL-01	Current Status of Research on Electro-magnetic Wave, Microwave, Antenna and Wave Propagation in Thailand Monai Krairiksh <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	10
IL-02	Image Restoration Theory Using Interconnection of Images Decomposed by Wavelet Transform Shozo Kondo*, Attasit Lasakul** and Kiyooki Atsuta* *Tokai University, Japan **King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand.....	17

TV Conference Room, 8th fl., ReCCIT Building
Thursday, December 21, 2000

13:00 – 15:40

VIDEO LECTURES

Chairpersons:

Ruttikorn Varakulsiripunth (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang)

VL-01	An Auto Graphics Layout Design System using Genetic Programming Aranya Walairacht*, Isara Burintramart**, Olarn Wongwirat** and Shigeyuki Ohara* *Tokai University, Japan **King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand.....	23
VL-02	A Study of the Modulation Technique in Return Path Implementation of the HFC Network on the Noise Behavior Songpon Pholnuangma* and Surat Tanterdtit** *United Broadcasting Corporation, Thailand **Rangsit University, Thailand.....	28
VL-03	Broadband Characteristics of Semi-Circle Type Bow-tie Antenna with Hole Slots for Millimeter Wave Radar and EMC Yasumitsu Miyazaki and Haruhiko Kakitsu <i>Toyohashi University of Technology, Japan</i>	33
VL-04	Gain Enhancement of a Cavity-Backed Slot Radiator by using a Probe Excited Circular Ring Antenna as a Director Sompol Kosulvit*, Chuwong Phongcharoenpanich*, Titipong Lertwiriayaprapa**, Monai Krairiksh* and Toshio Wakabayashi*** *King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand **King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Thailand ***Tokai University, Japan.....	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Gain Enhancement of a Cavity-Backed Slot Radiator by using a Probe Excited Circular Ring Antenna as a Director

Sompol Kosulvit[†], Chuwong Phongcharoenpanich[†], Titipong Lertwiriayaprapa[‡],
Monai Krairiksh[†], and Toshio Wakabayashi^{††}

[†]Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 THAILAND, E-mail: kpchuwon@kmitl.ac.th

[‡]Department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education,
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Bangkok 10800 THAILAND,

^{††}School of Engineering, Tokai University, Hiratsuka, Kanagawa 259-12, JAPAN

Abstract — A novel director element using a probe excited circular ring for gain enhancement of a cavity-backed slot antenna is proposed. The probes excited circular ring is chosen for demonstration of the new enhancement method. Reasonable agreement between theory and experiment is obtained.

I. INTRODUCTION

At present, the wireless communications have grown rapidly. The antenna plays a vital role as the key devices for transmitting and receiving the signal between communication sides. Generally, it is desirable for the antenna to possess the high gain, narrow beamwidth and low side lobe. The array antenna is one of the most suitable candidates that can fulfill these requirements. In addition, the developments of the array element are of important. The cavity-backed slot radiator has received much attention to be the element of the array since it belongs to the flush-mounted structure that makes them low profile. However, from the investigations of radiation characteristics it is found that the beamwidth of the cavity-backed slot radiator is relatively wide at which leads to the gain deterioration. Therefore, to achieve the very narrow beamwidth of the array the number of slot radiator becomes very large. Accordingly, the developments of the array element, which accomplishes the higher gain than the individual single slot radiator while maintaining the low profile structure of the antenna, is necessary. This paper proposes the structure comprising of a linear electric probe excited circular ring performed as the director placed in front of the cavity-backed slot radiator to enhance the gain of individual single slot radiator.

Historically, the probe excited circular ring is designed to radiate the bidirectional pattern. To realize the unidirectional pattern, the reflector should be placed near one side of the ring aperture. Additionally, if this ring excited by the probe is oriented in front of the cavity-backed slot radiator, it is expected that the gain will be enhanced. From the preliminary investigations, it is known that the gain of the cavity-backed slot radiator radiating into half free space is 5.15 dBi. The gain of a bidirectional antenna using a probe excited circular ring is 7 dBi. By performing the circular ring excited by probe as

the director, the gain of this structure becomes higher than that of the structure without placing the circular ring. Furthermore, the gain is varied as the distance between the cavity-backed slot radiator and the ring. The shorter the distance the wider the beamwidth. Moreover, the beamwidth is narrower as the distance is further increased. It is evident that the beamwidth becomes wider when the distance is more than 0.65λ . Hence, this nominal distance is selected as the design parameter. The gain of this structure is 10 dBi at that is three times higher than that the single slot radiator. This structure is proposed for applying as the array element of the large aperture slot array antenna. The structure of the antenna is not complicated and the antenna can be fabricated by locating the spacer at the distance 0.65λ at that is too sophisticated. The optimum probe length is 0.5λ . The design parameters of ring length and ring width can be easily determined from the readily design curve in reference. This gain enhancement can be applied as the array element to reduce the number of elements for further array applications.

II. PRINCIPLE OF THE ANTENNA

A cavity-backed slot with a circular ring antenna as shown in Figure 1(a) and 1(b) is composed of two parts. The primary radiator is a cavity-backed slot antenna and another is a secondary radiator, a probe excited circular ring.

A cavity-backed slot antenna as shown in Figure 2. A slot in a ground plane can be fed from a waveguide or a cavity. If the waveguide propagates only the dominant TE_{10} mode and the cavity is excited primarily in its fundamental mode. The arrangement of Figure 2 is called an end wall slot. The cavity itself is fed by a probe and a coaxial line. The short circuit is one-quarter of a TE_{10} mode wavelength from the slot. So that to a first approximation, it transforms into an open-circuit at the slot. The width of the slot is much smaller than a wavelength and the length is usually about a half-wavelength. The radiation pattern of the slot is exactly the same as that of a dipole, except that the electric and magnetic field vectors are interchanged [1].

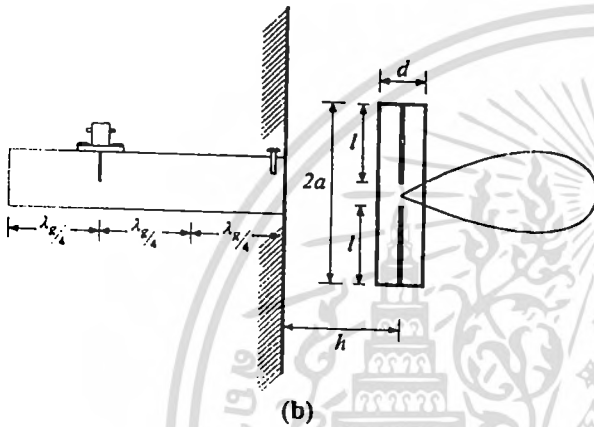
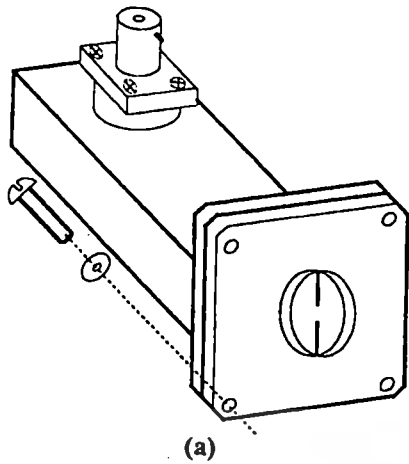


Figure 1 A cavity-backed slot with a circular ring antenna
 (a) Geometry
 (b) Structure and dimensions

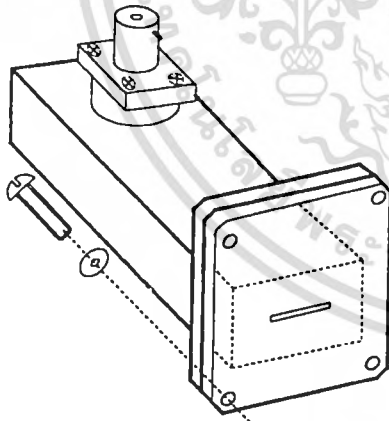


Figure 2 A cavity-backed slot antenna

A probe excited circular ring is designed to radiate the bidirectional pattern as shown in Figure 3 [2]. If the plane reflector is placed near to one side of the ring aperture. The approximated unidirectional radiation field which neglecting edge effect and mutual coupling between the apertures are [2]

$$E_{\theta} = A_{11} a^2 \sin \phi \frac{J_1(1.8412)}{1.8412} \frac{J_1(ka \sin \theta)}{ka \sin \theta} \times \sin\left(\frac{1}{2} kd \cos \theta\right) \times \sin\left(\frac{1}{2} kh \cos \theta\right) \quad (1)$$

$$E_{\phi} = A_{11} a^2 \cos \theta \cos \phi \frac{1.8412 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (ka \sin \theta)^2} \times J_1'(ka \sin \theta) \sin\left(\frac{1}{2} kd \cos \theta\right) \times \sin\left(\frac{1}{2} kh \cos \theta\right) \quad (2)$$

where A_{11} denotes the relative amplitude of the TE_{11} mode field, $J_1(*)$ is the ordinary Bessel function of the first kind of order 1, k is the wave number of free space and the prime is the derivative with respect to the argument ($ka \sin \theta$). The ring radius and width are a and d , respectively. The probe length l is oriented along the y -axis, and h is the length above the ground plane.

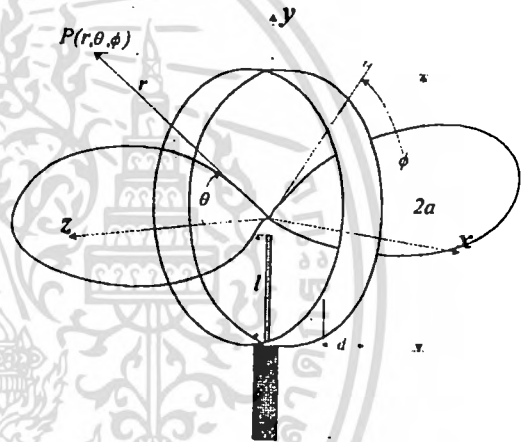


Figure 3 Bidirectional antenna using a probe excited circular ring

III. ANTENNA CHARACTERISTICS

A. Radiation Pattern

According to the antenna configuration as shown in Figure 1(b). The excitation field of TE_{11} dominant mode of the circular ring at the modified probes are electric field coupled directly from the primary slot radiator. The waveguide flange contained a slot acts as the plane reflector to the secondary radiator ring. So that the radiation field of (1) and (2) can be applied. It is evident that the beamwidth become narrowest when the distance between the cavity-backed slot radiator and the ring is 0.65λ as shown in Figure 4 and 5.

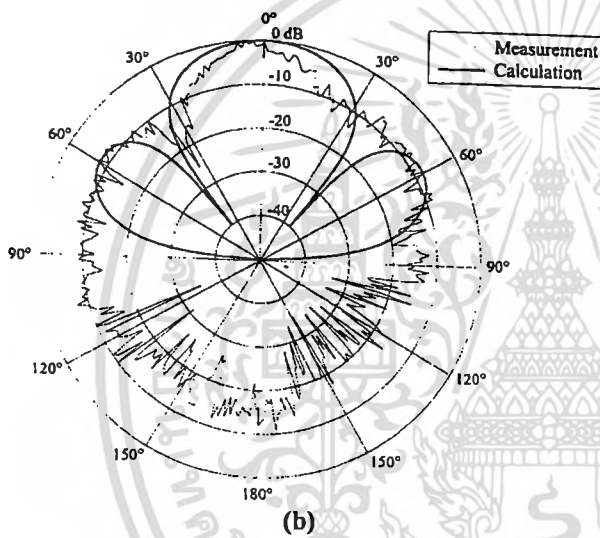
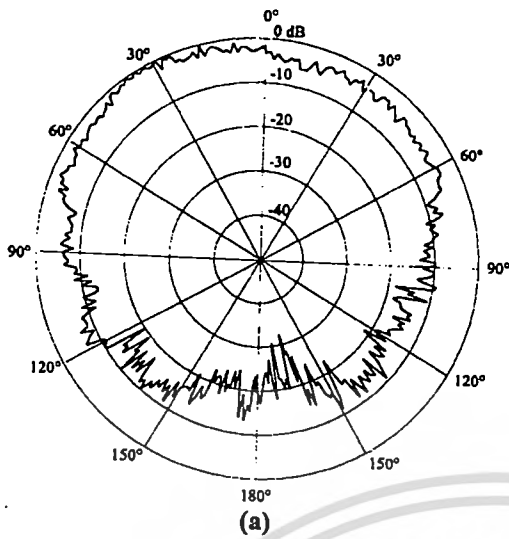


Figure 4 E-plane radiation pattern
 (a) A cavity-backed slot antenna
 (b) The proposed antenna

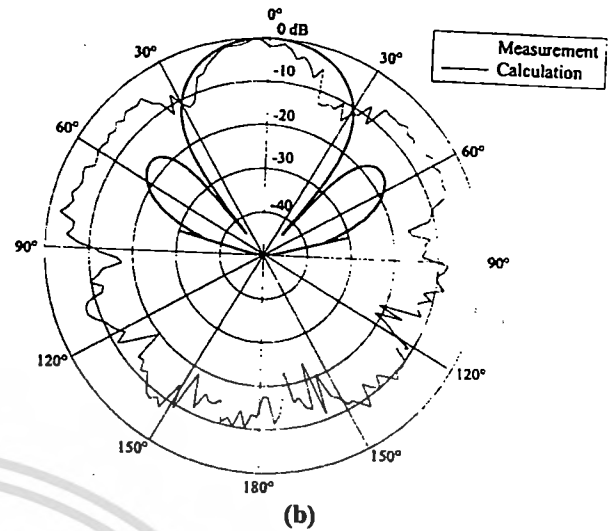
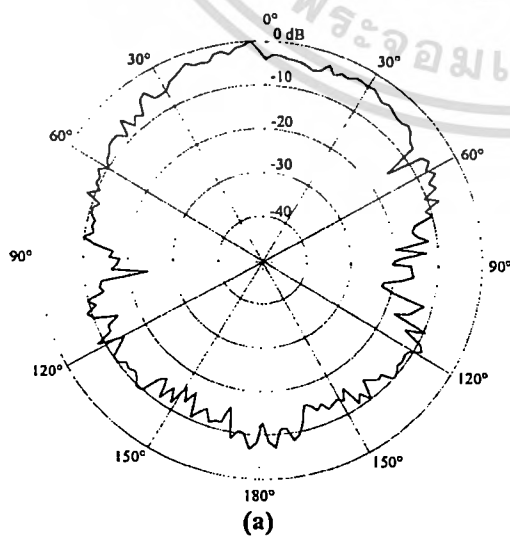
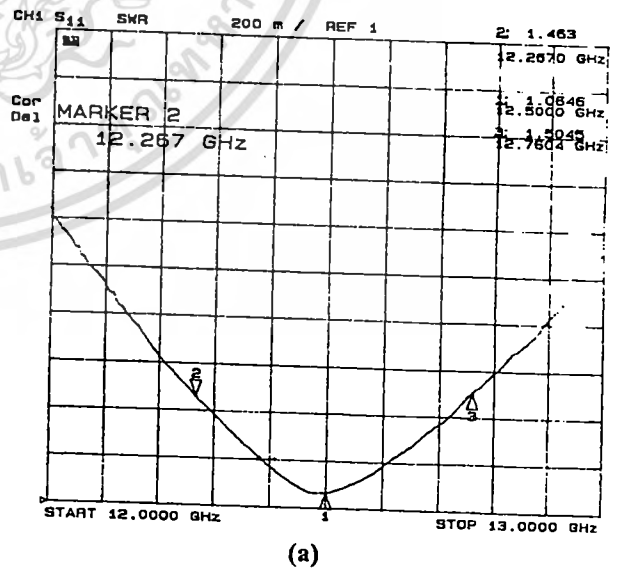


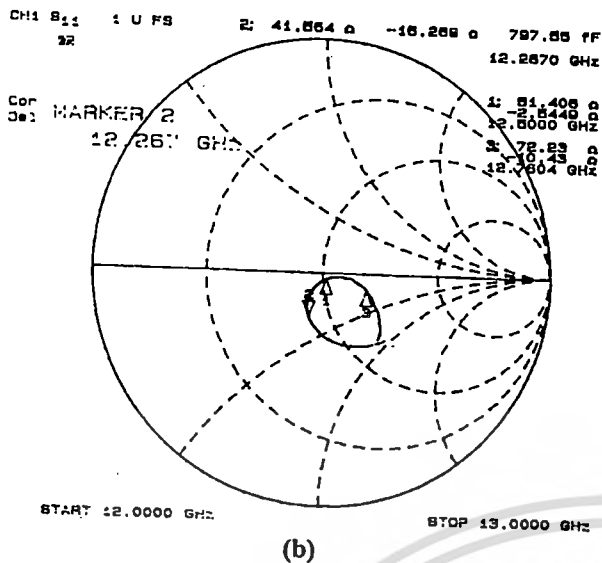
Figure 5 H-plane radiation pattern
 (a) A cavity-backed slot antenna
 (b) The proposed antenna

B. Impedance

The radiation characteristic described in the previous section are obtained from the design procedure that the ring radius and ring width is chosen to let only the dominant mode accommodated in the ring and the field at the two apertures were TE_{11} field distribution [2]. The probe length was set at 0.25λ for each. However, the optimum condition for matching was not clarified in the preceding section. In this section, we show the impedance characteristic of the antenna which can be simply improved by adjusting the plunger and the matching screw near by the slot at the cavity. The impedance characteristic is shown in Figure 6.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



[3] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*. John Wiley & Sons, 1997.

Figure 6 Impedance characteristics of the cavity-backed slot with circular ring director
(a) VSWR
(b) Impedance

C. Gain

Two identical cavity-backed slot with circular ring director were fabricated and measured the gain using the Friis transmission equation [3]. The gain of about 8 dBi at frequency of 12.3, 12.5 and 12.6 GHz were obtained. We also measured the radiation pattern in this frequency bandwidth and found that they are not significantly changed.

IV. DISCUSSION

We have proposed a cavity-backed slot antenna with gain enhancement by using a probe excited circular ring as a director. The energy is directly coupled from the cavity resonator via the slot radiator and excited the circular ring as it placed over the ground plane. The narrower beamwidth and higher gain were obtained. This type of antenna can be applied to the slot array antennas in order to significantly reduce the size of antenna.

ACKNOWLEDGEMENTS

The authors deeply appreciated Mr. Anat Mearnchu and members of the Wireless Communication Laboratory for their assistance in radiation pattern measurements.

REFERENCES

- [1] K. F. Lee, *Principle of Antenna Theory*. John Wiley & Sons, 1984.
- [2] S. Kosulvit, C. Phongcharoenpanich, M. Krairiksh, and T. Wakabayashi, "Design of a bidirectional antenna using a probe excited circular ring," *Proc. 1999 Thailand-Japan Joint Symp. On Microwaves*, pp. 55-59, Sep. 1999.

เอกสารหมายเลข 20



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง A Conical Beam Antenna using a Probe Excited Hemispherical Loop on the Ground Plane

ผู้ร่วมงาน จำนวน 5 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายสมผล โกศลวิตร	9.00
2. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	9.00
3. นายสัญญา อำนาจปลุก	55.00
4. นายไพศาล งามจรรยาภรณ์	9.00
5. นายโมไนย ไกรฤกษ์	9.00

(.....
นายสมผล โกศลวิตร

(.....
นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

(.....
นายสัญญา อำนาจปลุก

(.....
นายไพศาล งามจรรยาภรณ์

(.....
นายโมไนย ไกรฤกษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PROCEEDINGS

2000 Asia-Pacific Symposium on Broadcasting and Communications

APSBC 2000



December 21-23, 2000

**King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Bangkok, Thailand**



เอกสารที่ส่งไว้สำหรับ
ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้



งาน
การศึก
TOKAI
UNIVERSITY



ก่อนส่ง
ของเอกสารทุกครั้งที่มีกรรมาไปไซ

	**Tokyo Institute of Technology, Japan.....	145
✓	GLAn-02 A Conical Beam Antenna using a Probe Excited Hemispherical Loop on the Ground Plane Sompol Kosulvit*, Chuwong Phongcharoenpanich*, Sanya Amnartpluk*, Phaisan Ngamjanayaporn*, Monai Krairiksh* and Toshio Wakabayashi** <i>*King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> <i>**Tokai University, Japan.....</i>	151
	GLAn-03 Hermite Array Chuwong Phongcharoenpanich*, Phairote Wouchoum*, Titipong Lertwiriya-prapa**, Monai Krairiksh*, Sompol Kosulvit* and Toshio Wakabayashi*** <i>*King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> <i>**King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Thailand</i> <i>***Tokai University, Japan.....</i>	157
	GLAn-04 Fundamental Study on a Simple Beam-Switching Micro-Strip Antenna for Mobile-Satellite Broadcasting David Delaune, Koichi Ito, Ichirou Ida and Hiroyuki Yoshimura <i>Chiba University, Japan.....</i>	163
<hr/>		
	E12-403, 4th fl., Engineering Building Friday, December 22, 2000	9:50 – 12:00
<hr/>		
Chairpersons:	ELECTRO-MAGNETIC FIELD (1) & (2) <i>Sompol Kosulvit (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang)</i>	
<hr/>		
	GLE-01 Investigation about Calculation/Ranging System by Using SS Communications Akihiko Sugiura and Yasumune Yukizaki <i>Toyohashi University of Technology, Japan.....</i>	169
	GLE-02 Ku Band Rain Attenuation Statistics in Bangkok Prasit Nakonrat, Padisan Phudpong, Prakrit Tangtisanon and Narong Hemmakorn <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand.....</i>	175
	GLE-03 Analytical and Experimental Coupling Characteristics of Microstrip Lines through a Slot in a Common Ground Plane Takahiro Miyamoto and Toshio Wakabayashi <i>Tokai University, Japan.....</i>	181
	GLE-04 Simulation and Application of Quasi Periodic Fluctuation Caused by Aircraft Scattering Phenomenon Ken Takagi*, Nipha Leelaruji**, Narong Hemmakorn**, Hiroto Sakurada*** and Yoshiaki Moriya* <i>*Tokai University, Japan</i> <i>**King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> <i>***Miyakonojo National College of Technology, Japan.....</i>	186
	GLE-05 Measurement of Carrier-to-Noise Ratio of Broadcasting-Satellite Reception from Solar Interference Satoshi Ikeda*, Eiji Shibuya**, Tooru Kamimura**, Yoshiaki Moriya*** and Ken Takagi*** <i>*Tokyo Electric Power Company, Japan</i> <i>**DX Antenna Co., Ltd., Japan</i> <i>***Tokai University, Japan.....</i>	192
	GLE-06 Earth-Space Propagation Characteristics at 12 GHz due to Extremely Intense Rains in Japan Matsuichi Yamada*, Rie Saotome*, Norihiko Katayama* and Kango Tokushige** <i>*Tokyo University of Technology, Japan</i> <i>**Takushoku University, Japan.....</i>	198

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A Conical Beam Antenna using a Probe Excited Hemispherical Loop on the Ground Plane

Sompol Kosulvit[†], Chuwong Phongcharoenpanich[†], Sanya Amnartpluk[†],
Phaisan Ngamjanyaporn[†], Monai Krairiksh[†], and Toshio Wakabayashi[‡]

[†]Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520 THAILAND,
E-mail: kpchuwon@kmitl.ac.th

[‡]School of Engineering, Tokai University, Hiratsuka, Kanagawa 259-12, JAPAN

Abstract — This paper reports the characteristics of the conical beam antenna for the application of the wireless Local Area Network system. The directivity enhancement of the conical beam antenna using the conventional monopole on the ground plane can be accomplished by adding the appropriate hemispherical loop surrounding the monopole. The monopole acts as an active element whereas the hemispherical loop exhibits as the parasitic elements. The characteristics of the proposed antenna such as the radiation pattern, directivity, elevational beam peak, back lobe level and azimuthal ripple are illustrated. The experimental results of the radiation pattern are verified the proposed principle and confirmed that this antenna is useful as the base station antenna for wireless LAN application.

Keywords : conical beam, monopole, hemispherical loop, probe, wireless LAN

I. INTRODUCTION

Due to the rapid development of the wireless communication technology, the researches on the antenna that can accomplish these applications are of interest. The conical beam antenna is the suitable candidate because the tracking system is not necessary as shown in Fig.1. There are many research works about the investigations of this antenna in literature. The radiation characteristics of this antenna, which can meet the specified applications, is that the radiation patterns possess the null in boresight axis (zenith), the elevational beam peak directs toward the subscriber and the azimuthal pattern is nondirectional. The maximum directivity about 4 dBi for the wireless LAN is required [1]. Historically, the circular patch operating in the higher mode is investigated to radiate the vertical polarization.[2] Alternatively, the array of rectangular patch is designed to achieve the horizontal polarization [3]. Consequently, the dual polarized antenna [4] using diamond patch is proposed to produce both vertical and horizontal polarizations. However, it is evident that these antennas are suffered from complicated structure and the feeder loss. The authors propose the simple structure antenna using a monopole excited

hemispherical loop on the ground plane to radiate conical beam pattern. The geometry of the antenna is made up from two of the half loop arranging with the co-axis to form the hemispherical loop configuration.

The structure of the antenna is easy to fabricate and the feeding structure is free from dielectric loss. The characteristics of this antenna are examined by using Method of Moments together with the Uniform Geometrical Theory of Diffraction via SUPERNEC code [5]. By this method, the effect of the finite size ground plane is also taken into account.

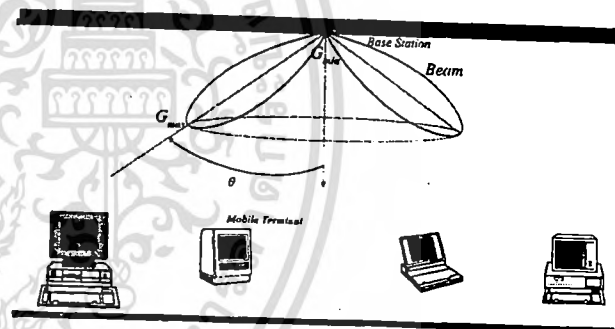


Figure 1 Application the conical beam antenna for wireless Local Area Network system

II. CONVENTIONAL CONICAL BEAM ANTENNA USING A MONOPOLE ON THE GROUND PLANE

The conventional conical beam antenna is utilized the monopole on the ground plane. The ground plane should be either circular or rectangular configurations. In order to accomplish non-directional in azimuthal pattern, the circular one is more suitable candidate since symmetrical structure in radial direction is obtained. The rectangular ground plane suffers from the diffraction at the vertex at which causes the ripple in azimuth plane. Therefore, the monopole on the circular ground plane is more popular and chosen in this paper. The structure of the monopole on the circular ground plane is made up from the monopole of the length l located on the circular ground plane of the radius r_g as illustrated in Figure 2. This structure is excited by the coaxial transmission line at the

bottom of the monopole at which is very simple and easy to fabricate. The radiation characteristics of the monopole on the ground plane will be shown in the subsequent section.

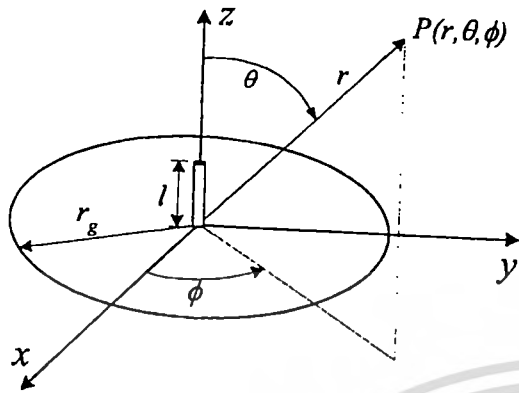
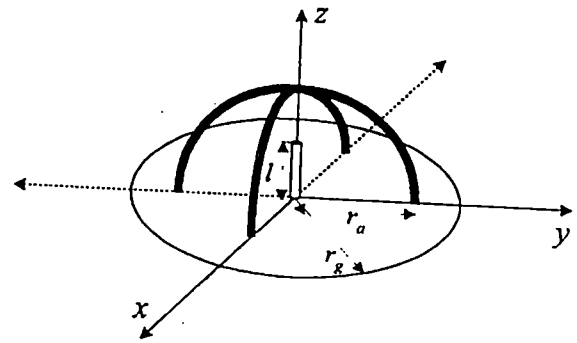


Figure 2 Geometry of a conical beam antenna using a monopole on the ground plane

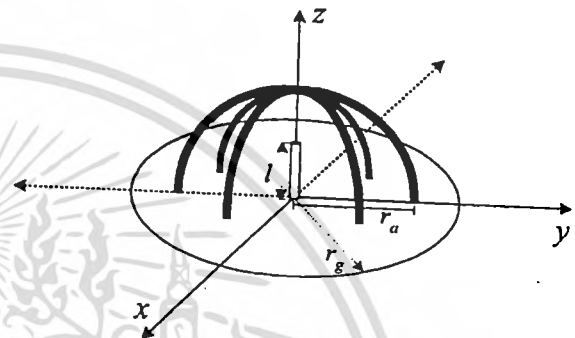
III. A CONICAL BEAM ANTENNA USING A MONOPOLE EXCITED HEMISPHERICAL LOOP ON THE GROUND PLANE

However, it is obvious that the directivity of the monopole of the infinite ground plane is limited to 5.16 dBi. To increase the directivity of the monopole, one possibility way can be done by arranging this antenna to form the array. It is apparent that it was done at the expense of the sophisticated feeding structure. Since all the elements are active, the power divider must be used to distribute the power from one port coaxial line to those all-active elements. To solve this problem, this paper proposes to use the parasitic elements at which these elements do not need the feeder. To obtain the conical beam pattern, the parasitic elements should be a number of the half loop arranging with the co-axis to form the hemispherical loop configuration as shown in Figures 3(a) and 3(b). The geometry is made up from the monopole on the ground plane as depicted in Figure 2 by adding the half loop of the radius r_a surrounding the monopole on the ground plane. The ground plane in this case is chosen to be the circle in order to compare with the conventional monopole on the ground plane at which is described in the previous section.

In this paper, there are two configurations of the hemispherical loops to be considered. Fig. 3(a) illustrates the hemispherical loop with two rings and Fig. 3(b) shows the hemispherical loops with three rings. These structures are symmetrically arranged in order that the symmetrical pattern can be achieved. The radius of the loop is designed such that the resonance condition is expected. The characteristics of these two types of the hemispherical loops will be compared with the conventional monopole on the ground plane. Furthermore, the characteristics of these three antenna structures will be illustrated in the next section.



(a) 2 rings



(b) 3 rings

Figure 3 Geometry of a conical beam antenna using a monopole excited hemispherical loop on the ground plane

IV. CHARACTERISTICS OF THE CONICAL BEAM ANTENNA FOR WIRELESS LAN APPLICATION

The characteristics of the conical beam antenna both using the monopole on the circular ground plane and the monopole excited hemispherical loop on the ground plane will be revealed in this section. To obtain the numerical results of the characteristics, the operating frequency of 5.2 GHz (center of the operating frequency of the standard pan-European wireless Local Area Network) is used. The radiation pattern of the monopole of the length 1.44 cm (quarterwave monopole) located on the circular ground plane of the radius 11.53 cm (2λ) is simulated by using Method of Moments together with the Uniform Geometrical Theory of Diffraction in SUPERNEC code.

A. Radiation pattern

The radiation pattern in elevation and azimuth plane of a monopole on the circular ground plane are illustrated in Figs. 4(a) and 4(b). It is obvious that the null occurs in boresight axis and the elevational beam peak directs at an angle of 53° measured with respect to the zenith. The maximum directivity of 4.6 dBi is obtained. The azimuthal ripple of 1.8 dB and the back lobe level of -6.7 dB are observed. Additionally, when adding the parasitic elements to perform the hemispherical loop configurations. the elevational and azimuthal radiation patterns are shown in Figs.5(a) through 6(b), respectively.

It is evident that in the case of the monopole excited hemispherical loop of two rings provides the elevational beam peak pointing at the same direction as the monopole on the ground plane. The maximum directivity is increased to be 5.3 dBi. The azimuth ripple and the back lobe level are 3.3 dB and -6.0 dB, respectively. From this comparison, it can be summarized that the directivity can be enhanced by adding the hemispherical loop of two rings. However, it can be observed that this directivity enhancement can be achieved at the expense of more ripple in azimuth pattern.

Moreover, to clarify about the relation between the number of loop and the antenna characteristics, the radiation pattern in case of the hemispherical loop of three rings is illustrated in Fig.6. It is found that the characteristic is very similar to the single monopole on the ground plane.

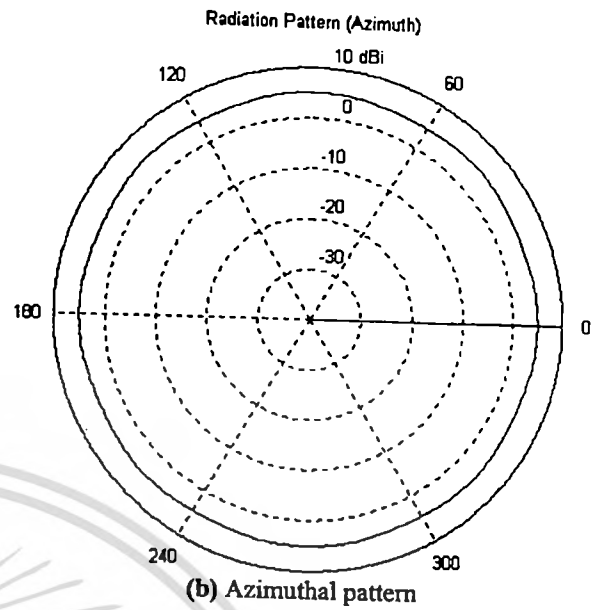
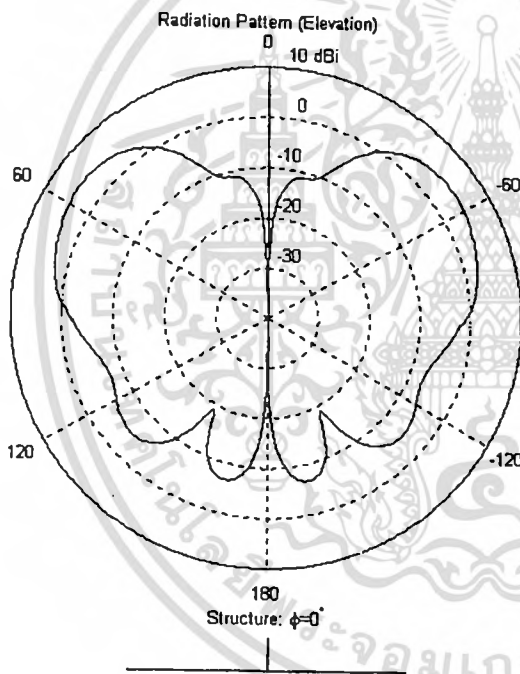
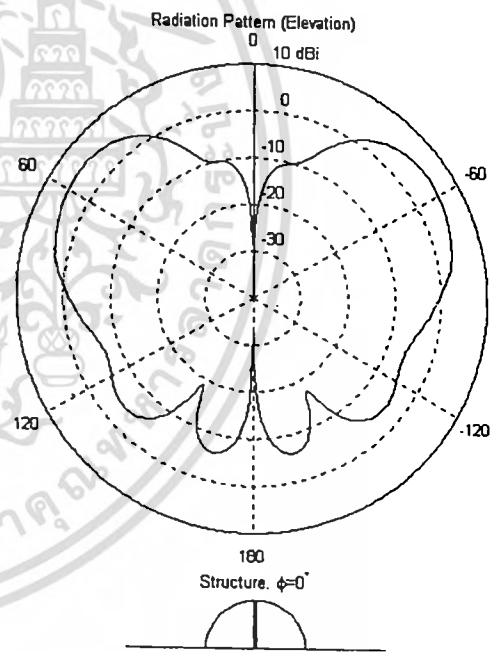


Figure 4 Radiation pattern of a monopole on a circular ground plane



(a) Elevational pattern



(a) Elevational pattern

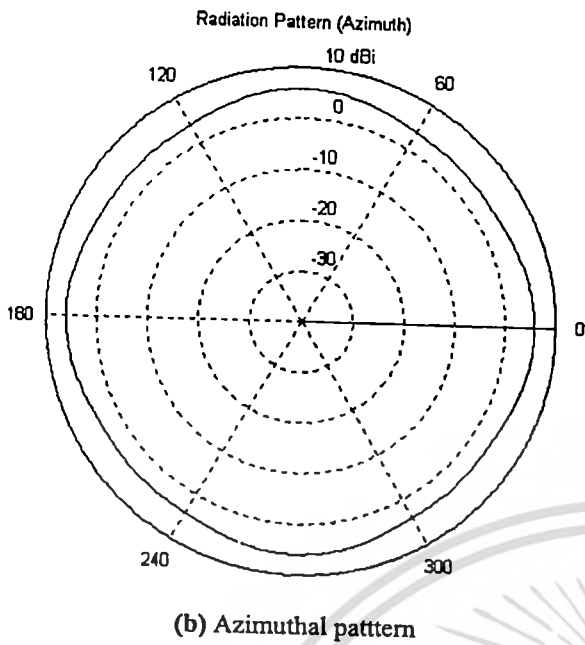


Figure 5 Radiation pattern of a monopole excited hemispherical loop on the ground plane (2 rings)

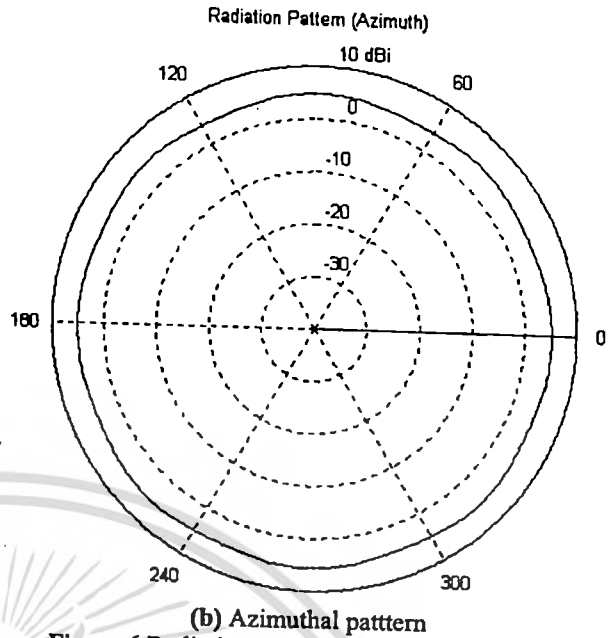
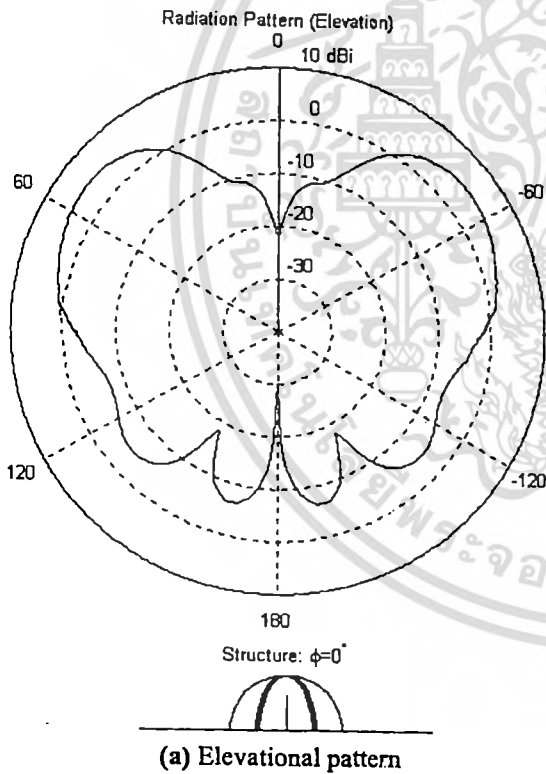


Figure 6 Radiation pattern of a monopole excited hemispherical loop on the ground plane (3 rings)



B. Elevational Beam Peak

The elevational beam peak is the significant parameters in the design of the conical beam antenna. In general, the conical beam antenna is designed to provide the elevational beam peak between 0° and 90° . In some specific applications such as wireless LAN system, the more the elevational beam peak, the wider the coverage area. Figure 7 shows the elevational beam peak of the monopole on the circular ground plane (without ring) and the monopole excited hemispherical loop on the ground plane for two cases of demonstrations (with 2 rings and 3 rings) as a function of the radius of the ground plane. It can be seen that all the radiators have very similar value of the elevational beam peak. In addition, the elevation angle will be approached broadside direction as the size of the ground plane is increased.

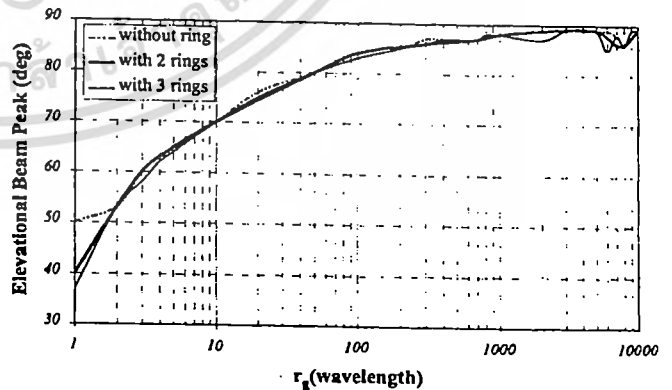


Figure 7 Elevational beam peak as a function of the radius of the ground plane

C. Directivity

Directivity is one of the most important characteristics to evaluate the merit of the antenna. The directivity of the monopole on the ground plane can be enhanced by adding the hemispherical loop of 2 rings surrounds it. The comparison of directivity of these two antenna types is shown in Figure 8. It is found that the directivity of the monopole excited the hemispherical loop of two rings is higher than the directivity of the single monopole around 1.4 dB for any sizes the ground plane. On the other hand, if the number of the loops becomes three rings, the directivity is degraded. Furthermore, when ground plane becomes larger, the directivity will be higher until the radius of the ground plane is 100λ . When the radius of the ground plane is larger than 100λ , the trend of the directivity is not certain. However, it tends to 5.3 and 6.7 dBi for the single monopole and monopole excited the hemispherical loop on infinite ground plane, respectively.

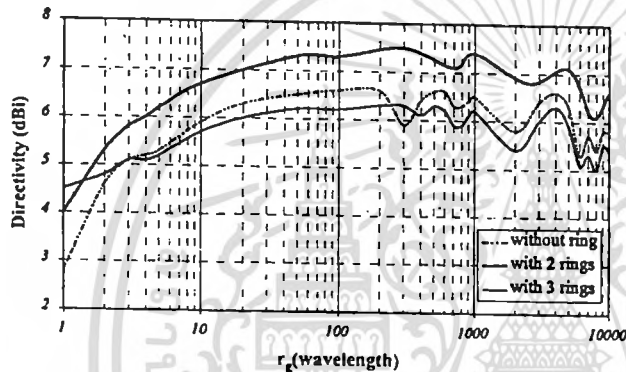


Figure 8 Directivity as a function of the radius of the ground plane

D. Back Lobe Level

Back lobe level is the characteristic that can be used to evaluate the antenna with non-real infinite ground plane. Figure 9 shows the back lobe level of single monopole and monopole excited the hemispherical loop. As expected, the back lobe levels of them are almost identical. Moreover, the level of back lobe becomes lower as the size of the ground plane is increased.

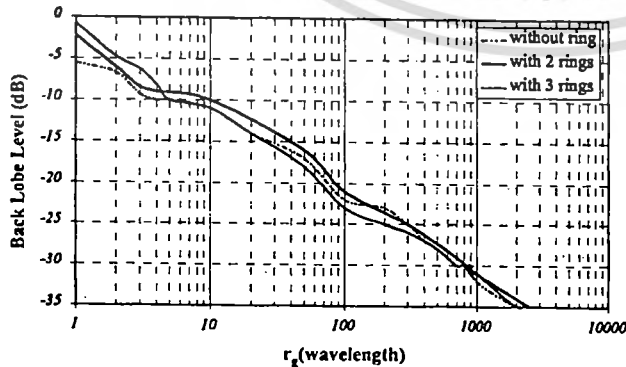


Figure 9 Back lobe level as a function of the radius of the ground plane

E. Azimuthal Ripple

Azimuthal ripple is a vital characteristic to realize the conical beam pattern. If the level of the azimuthal ripple is high, the conical beam cannot be completely obtained. The point that the ripple occurred will suffer from transmitting and receiving the signal. Figure 10 illustrates comparison of the azimuth ripple of the monopole and monopole excited the hemispherical loop. It is obvious that the level ripple is pronounced in the case of the monopole excited the hemispherical loop with two rings since the spacing between parasitic elements are affected to the azimuthal pattern. This can be improved by increasing the number of the loop to three rings.

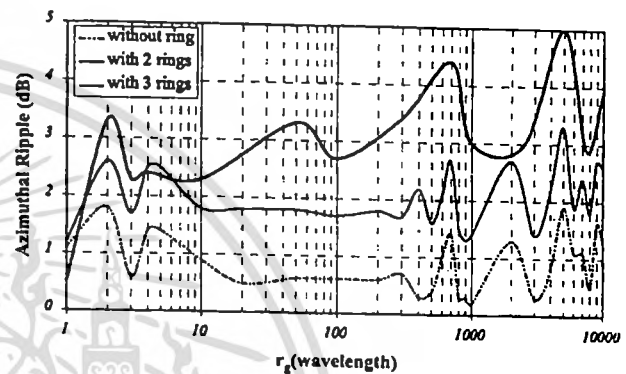
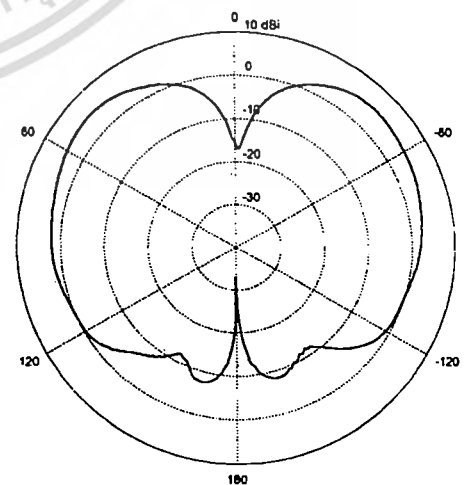


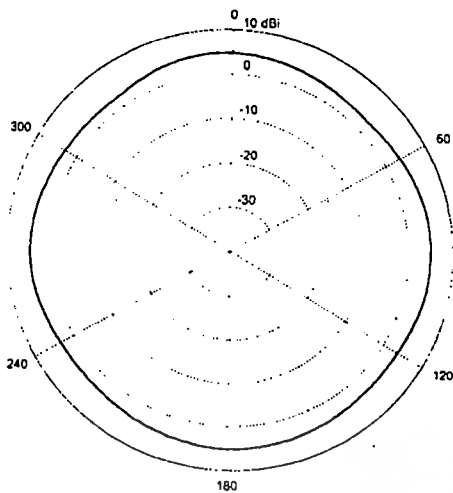
Figure 10 Azimuthal ripple as a function of the radius of the ground plane

F. Experiment

The experiments were set up to measure the radiation pattern of the antenna. The operating frequency is 5.2 GHz. The monopole of the length 1.44 cm is located on the ground plane of the size 11.53 cm. The radius of the hemispherical of two rings surrounded the monopole is 2.23 cm. The experimental result of the elevational and azimuthal pattern are plotted in Figure 11(a) and 11(b), respectively. When compared with Figures 5(a) and 5(b), it can be seen that the numerical results and experimental results are agreed very well.



(a) Elevational pattern



(b) Azimuthal pattern

Figure 11 Experimental result of a monopole excited hemispherical loop on the ground plane

V. CONCLUSIONS

This paper presents the characteristics of the conical beam antenna for the application of the wireless Local Area Network system by using a monopole excited hemispherical loop on the ground plane. The directivity can be increased around 1.4 dB when adding the hemispherical loop of two rings. The results appear to be the conical beam pattern and it is very useful in wireless LAN system.

REFERENCES

- [1] H. Morishita, S. Takahashi, and T. Kamei, "Conical Beam Control of Quadrifilar Helical Antennas," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 25, pp. 1899-1901, Oct. 1998.
- [2] Y. J. Guo, A. Paez, R. A. Sadeghzadeh, and S. K. Barton, "A Circular Patch Antenna for Radio LAN's," *IEEE Trans. antenna and propagat*, vol. 45, no. 1, pp. 177-178, Jan. 1997.
- [3] E. M. Ibrahim, N. J. McEwan, and R. A. Abd-Alhameed, "Conical Beam, Horizontally Polarised Antenna for Hiperlan," *IEEE High Frequency Postgraduate Student Colloquium*, University of Leeds, pp. 118-123, Sep. 1997.
- [4] E. M. Ibrahim, N. J. McEwan, R. A. Abd-Alhameed, and P. S. Excell, "Dual-Polarised Uniplanar Conical-Beam Antennas for HIPERLAN," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 1, pp. 2-4, Jan. 1999.
- [5] A. Fourie and D. Nitch, "SuperNEC: Antenna and Indoor-Propagaton Simulation Program," *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol. 42, no. 3, pp. 31-48, June 2000.

เอกสารหมายเลข 21



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Hermite Array

ผู้ร่วมงาน จำนวน 6 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	20.00
2. นายไพโรจน์ วุ่นชุม	16.00
3. นายฐิติพงษ์ เตศวิริยะประภา	16.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	16.00
5. นายสมผล โกศลวิตร	16.00
6. Toshio Wakabayashi	16.00

(.....)
นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

(.....)
นายไพโรจน์ วุ่นชุม

นายไพโรจน์ วุ่นชุม

(.....)
นายฐิติพงษ์ เตศวิริยะประภา

นายฐิติพงษ์ เตศวิริยะประภา

(.....)
นายโมไนย ไกรฤกษ์

นายโมไนย ไกรฤกษ์

(.....)
นายสมผล โกศลวิตร

นายสมผล โกศลวิตร

(.....)
Toshio Wakabayashi

Toshio Wakabayashi

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<i>**Tokyo Institute of Technology, Japan</i>	145
GLAn-02 A Conical Beam Antenna using a Probe Excited Hemispherical Loop on the Ground Plane Sompol Kosulvit*, Chuwong Phongcharoenpanich*, Sanya Amnartpluk*, Phaisan Ngamjanyaporn*, Monai Krairiksh* and Toshio Wakabayashi** <i>*King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> <i>**Tokai University, Japan</i>	151
GLAn-03 Hermite Array Chuwong Phongcharoenpanich*, Phairote Wounchoum*, Titipong Lertwiriayaprapa**, Monai Krairiksh*, Sompol Kosulvit* and Toshio Wakabayashi*** <i>*King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> <i>**King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Thailand</i> <i>***Tokai University, Japan</i>	157
GLAn-04 Fundamental Study on a Simple Beam-Switching Micro-Strip Antenna for Mobile-Satellite Broadcasting David Delaune, Koichi Ito, Ichirou Iida and Hiroyuki Yoshimura <i>Chiba University, Japan</i>	163
<hr/>	
E12-403, 4th fl., Engineering Building Friday, December 22, 2000	9:50 – 12:00
<hr/>	
ELECTRO-MAGNETIC FIELD (1) & (2)	
<i>Chairpersons:</i> <i>Sompol Kosulvit (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang)</i>	
<hr/>	
GLE-01 Investigation about Calculation/Ranging System by Using SS Communications Akihiko Sugiura and Yasumune Yukizaki <i>Toyohashi University of Technology, Japan</i>	169
GLE-02 Ku Band Rain Attenuation Statistics in Bangkok Prasit Nakonrat, Padisan Phudpong, Prakrit Tangtisanon and Narong Hemmakorn <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	175
GLE-03 Analytical and Experimental Coupling Characteristics of Microstrip Lines through a Slot in a Common Ground Plane Takahiro Miyamoto and Toshio Wakabayashi <i>Tokai University, Japan</i>	181
GLE-04 Simulation and Application of Quasi Periodic Fluctuation Caused by Aircraft Scattering Phenomenon Ken Takagi*, Nipha Leelaruji**, Narong Hemmakorn**, Hiroto Sakurada*** and Yoshiaki Moriya* <i>*Tokai University, Japan</i> <i>**King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> <i>***Miyakonojo National College of Technology, Japan</i>	186
GLE-05 Measurement of Carrier-to-Noise Ratio of Broadcasting-Satellite Reception from Solar Interference Satoshi Ikeda*, Eiji Shibuya**, Tooru Kamimura**, Yoshiaki Moriya*** and Ken Takagi*** <i>*Tokyo Electric Power Company, Japan</i> <i>**DX Antenna Co., Ltd., Japan</i> <i>***Tokai University, Japan</i>	192
GLE-06 Earth-Space Propagation Characteristics at 12 GHz due to Extremely Intense Rains in Japan Matsuichi Yamada*, Rie Saotome*, Norihiko Katayama* and Kango Tokushige** <i>*Tokyo University of Technology, Japan</i> <i>**Takushokou University, Japan</i>	198

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Hermite Array

Chuwong Phongcharoenpanich[†], Phairote Wounchoum[†], Titipong Lertwiriayaprapa[†]
Monai Krairiksh[†], Sompol Kosulvit[†] and Toshio Wakabayashi^{††}

[†]Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND, E-mail: kpchuwon@kmitl.ac.th

[†]Department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education,
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Bangkok 10800 THAILAND, E-mail: ttp@kmitnb.ac.th

^{††}School of Engineering, Tokai University, Hiratsuka, Kanagawa 259-12, JAPAN

Abstract — This paper proposes the alternative array antenna pattern synthesis using the Hermite polynomial. This array type can accomplish the most tapered minor lobes at which is suitable for the applications of radar, radio astronomy and low noise systems. The applications of the Hermite polynomial to synthesize the array pattern are described. The radiation characteristics of the Hermite array, as a function of the number of elements for various side lobe ratios, such as radiation pattern, half-power beamwidth, first-null beamwidth, beamwidth broadening factor, directivity, excitation efficiency, the nearest to the furthest minor lobe ratio and beam efficiency are illustrated. The results of these properties are compared with the previous works of the array pattern synthesis viz., Legendre, two kinds of Tschebyscheff polynomials, discretized Taylor one-parameter and Taylor \bar{n} methods. The advantages and disadvantages of each method are included.

Keywords : array synthesis, radiation pattern, Hermite polynomial

I. INTRODUCTION

Nowadays, the development of the wireless applications such as radar and communication with low noise progresses rapidly. The antenna plays an important role as the key device in transmitting and receiving the signal. Generally, it is desirable for the antenna to provide the maximum directivity, narrow beamwidth and low side lobe level, especially far-out minor lobes, in order to reduce the noise entering through those minor lobes. The antenna array is one of the most suitable candidates that can fulfill these requirements. Antenna array pattern synthesis has been widely investigated to realize the current distribution weighted to the array element from which the radiation pattern is specified. The uniform array is the simplest way to determine the current distribution because each element is excited identically. The directivity is very high at the expense of the very high side lobe level. Binomial array, for which the current is determined from the coefficient of the Binomial expansion or Pascal's triangle, is the candidate to solve the drawback of the uniform array. It is apparent that the

side lobe level of the Binomial is extremely low while degradation of the directivity occurs [1]. Dolph [2] proposed using the first-kind Tschebyscheff polynomial to synthesize the array antenna pattern to compromise between the uniform and the Binomial arrays. The side lobe level of the first-kind Tschebyscheff array is lower than that of the uniform array, and the directivity is higher than that of the Binomial one. However, it was found that the Dolph-Tschebyscheff array has a uniform minor lobe distribution which leads to loss of the beam efficiency. The authors presented alternative discrete array antenna pattern synthesis using Legendre [3] and the second kind Tschebyscheff [4] polynomials. These two array types yield a tapered minor lobe distribution, and a high beam efficiency is accomplished. For the radar system, it is desirable for the array antenna to provide a tapered minor lobe because interfering or spurious signals will be decreased further when they enter through those tapered minor lobes. Therefore, the significant contributions from interfering signals will be through the pattern in vicinity of the main lobe. In addition, in low noise system, the tapered minor lobe pattern plays a vital role in diminishing the radiation accepted through them from the relatively hot ground [5].

Previously, Taylor introduced another method to produce tapered minor lobes, referred to as the Taylor (one parameter) method [5]. Subsequently, he also presented another array pattern synthesis which is so-called Taylor \bar{n} method [6]. These methods provide a tapered minor lobe for the continuous source distribution. This paper describes the alternative discrete array antenna pattern synthesis using the Hermite polynomials for which the minor lobe is the most tapered. The radiation properties as a function of the elements for various side lobe ratios are illustrated. These results are also compared with the conventional methods of the discrete array pattern synthesis viz., Legendre, Tschebyscheff arrays, discretized Taylor one-parameter and Taylor \bar{n} methods. The radiation characteristics to be shown is composed of radiation pattern, half-power beamwidth, first-null beamwidth, beamwidth broadening factor, directivity, excitation efficiency, the nearest to the furthest minor lobe ratio, and beam efficiency. The merits and demerits of each method of array synthesis are included.

II. HERMITE POLYNOMIAL

The mathematical characteristics of orthogonal polynomial will be described in this section.

A. Mathematical Properties of Orthogonal Polynomials

Orthogonal polynomials ($f(x)$) are defined on the interval $a \leq x \leq b$ with respect to the weight function, $w(x)$, as

$$\int_a^b w(x) f_n(x) f_m(x) dx = 0, \quad (1)$$

where $f_n(x)$ and $f_m(x)$ are systems of polynomials of degrees n and m , respectively. The weight function is real and non-negative value which is the constant factor in each polynomial.

Alternatively, another form which is referred to as *standardization*, can be written as

$$\int_a^b w(x) f_n^2(x) dx = h_n(x), \quad (2)$$

where $h_n(x)$ is the function of x and can be specified in each polynomial type.

In order to use the polynomials to synthesize the array pattern, the differential equation, the recurrence relation and Rodrigues' formula must be studied.

1) Differential equation

The relationship of the orthogonal polynomials and their derivatives is very useful when the coefficients are determined. That relationship can be written in closed form as

$$g_2(x) f_n''(x) + g_1(x) f_n'(x) + a_n f_n(x) = 0, \quad (3)$$

where $g_2(x)$, $g_1(x)$ are coefficients function of x and independent of n , a_n is a constant depending only on n , the double and single primes denote the second and first derivatives with respect to x , respectively.

2) Recurrence relation

To find the polynomials of any orders from the polynomials in which orders are given, the recurrence relation is used to realize. Normally, the polynomials of higher orders would be determined from the polynomials of lower orders. The general form of recurrence relation is

$$f_{n+1}(x) = (a_n + x b_n) f_n(x) - c_n f_{n-1}(x), \quad (4)$$

where a_n , b_n and c_n are the coefficients which are defined for different polynomials.

3) Rodrigues' formula

Rodrigues' formula is the alternative form of the orthogonal polynomials in which the polynomials of order

n are in the form of derivative of weight and coefficient functions as

$$f_n(x) = \frac{1}{e_n w(x)} \frac{d^n}{dx^n} \{w(x) [g(x)]^n\}, \quad (5)$$

where $g(x)$ is a polynomial in x independent of n and e_n is a function only of n .

B. Basic Characteristics of the Hermite Polynomials

The Hermite polynomial is one type of orthogonal polynomials that can be used for synthesizing the discrete antenna array pattern at which provides some significant characteristics better than the conventional method. The basic features of the Hermite polynomial will be described in this section.

As the orthogonal polynomials are defined in the preceding section, to specify the Hermite polynomial, the significant parameters will be declared. From (1), in case of the Hermite polynomial, the weight function is equal to e^{-x^2} , so the general form of the Hermite polynomial by means of the orthogonality can be written as

$$\int_a^b e^{-x^2} H_n(x) H_m(x) dx = 0, \quad (6)$$

where $H_n(x)$ and $H_m(x)$ are the Hermite polynomial of degree n and m , respectively. If the function $h_n(x)$ is equal to $\sqrt{\pi} 2^n n!$, (2) becomes

$$\int_a^b e^{-x^2} H_n^2(x) dx = \sqrt{\pi} 2^n n!. \quad (7)$$

Additionally, $g_2(x)$, $g_1(x)$ and a_n are 1 , $-2x$ and $2n$, respectively.

The differential equation for the Hermite polynomial, (3), can be written as

$$\frac{d^2 H_n(x)}{dx^2} - 2x \frac{dH_n(x)}{dx} + 2n H_n(x) = 0. \quad (8)$$

In the same manner, the recurrence relation and Rodrigues' formula of the Hermite polynomial are, respectively, as

$$H_{n+1}(x) = 2x H_n(x) - 2n H_{n-1}(x) \quad (9)$$

and

$$H_n(x) = (-1)^n e^{x^2} \frac{d^n (e^{-x^2})}{dx^n}. \quad (10)$$

From these mathematical expressions of the Hermite polynomial, it will be used to synthesize the array pattern in the next section.

III. ARRAY PATTERN SYNTHESIS USING THE HERMITE POLYNOMIAL

In this section, the design procedures of the array pattern synthesis using the Hermite polynomial will be summarized. Assume that the number of elements, spacing between the elements in term of wavelength and the ratio of major to the first minor lobe intensity ratio are known. To obtain the array factors the following steps can be applied.

From the known number of elements, we can select the array factor which subjects to the even or odd number of elements.

1. Select an appropriate cosine term function and substitute it in the expanded array factor.
2. Find the order of the Hermite polynomial by subtracting the total number of elements by one. Equate this orthogonal polynomial with the major to the first minor lobe intensity ratio (R_n) and then solve for the root of this polynomial $x = x_m$ (the point that maximum main lobe occurs). The side lobe of the array pattern can be established from -1 to the null point nearest to $+1$ ($x = x_n$) and the main lobe from x_n to x_m region.
3. Normalize x , to ensure that the magnitude of the cosine term is not greater than unity, by dividing by x_m .
4. Equate the expanded array factor to the orthogonal polynomial; the amplitude current excitation coefficient I_n will be obtained.

After the current excitation coefficients are known, by substituting them in the array expression, we can write the complete expression of the array factor.

IV. RESULTS

The numerical results of the radiation characteristics viz., the radiation pattern, beamwidth; both half power beamwidth and first null beamwidth, beamwidth broadening factor, directivity, excitation efficiency, the nearest to the furthest minor lobe ratio and beam efficiency are illustrated.

A. Radiation pattern

To gain more insight about the synthesis of the discrete array yielding tapered minor lobes, the radiation patterns are demonstrated as shown in Figure 1, for the case of 10 elements with half wavelength spacing between elements and a 20 dB side lobe ratio of Hermite, Legendre, two kinds of Tschebyscheff, discretized Taylor one-parameter and Taylor \bar{n} methods. It is evident that the beamwidths of these six arrays are similar. However, the first null beamwidths of discretized Taylor one parameter and Hermite arrays are slightly wider than those of the other four arrays. The first kind Tschebyscheff array keeps the uniform minor lobe distribution as previously known. The other array types possess a tapered minor lobe but the Hermite array yields the most tapered minor lobes.

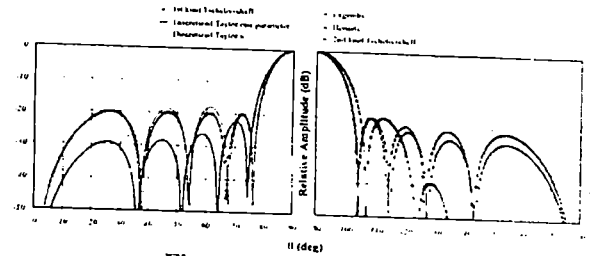
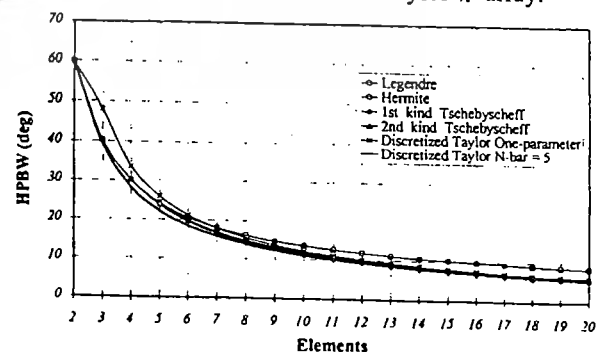


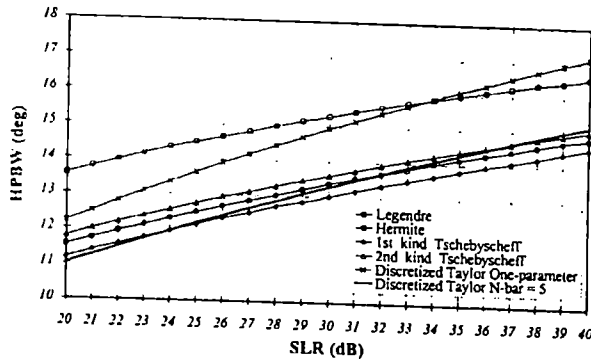
Figure 1 Radiation pattern

B. Beamwidth

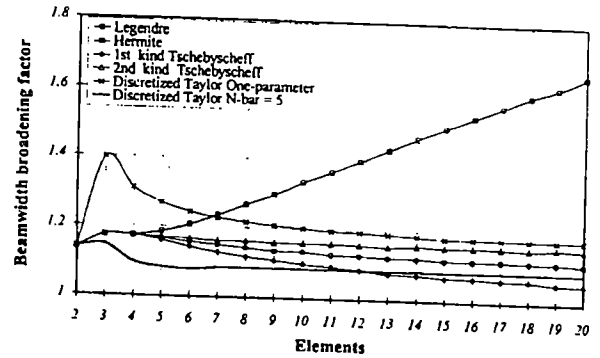
The beamwidth, both half power beamwidth and first null of the six arrays are illustrated in Figure 2 and Figure 3, respectively. Figs. 2(a) and 3(a) illustrate the half-power beamwidth and the first null beamwidth as a function of the number of elements. These beamwidths have the same trends, i.e., the discretized Taylor one parameter and discretized Taylor \bar{n} arrays give a wider beamwidth than the other ones. It is noted that the beamwidth of these two arrays with odd elements is wider than the same arrays with even elements because the aperture sampling techniques cause the error for the small number of elements. This difference becomes less pronounced when the number of the elements is higher. The first-kind Tschebyscheff array gives the narrowest beamwidth as expected. The Legendre and the second-kind Tschebyscheff arrays have very similar beamwidths. However, the beamwidth of the Hermite array is largest for the number of the elements exceeding 10. For various side lobe ratios, the half-power beamwidth and the first-null beamwidth are depicted as shown in Figs. 2(b) and 3(b), respectively. These results are similar to each other. For small side lobe ratio, the Hermite array has the widest beamwidth. On the contrary, the discretized Taylor one parameter array provides the widest beamwidth for a large side lobe ratio. The beamwidths are descending as follows: the second-kind Tschebyscheff array, the Legendre array, the discretized Taylor \bar{n} array and the first-kind Tschebyscheff array. The first null beamwidth of the discretized Taylor \bar{n} array for a side lobe ratio exceeding 37 dB is rapidly increased due to the first null becoming very shallow until its level is equal to the level of the side lobe. Hence, the first null point is shifted to be the second one. This situation always takes place for the extreme side lobe of the discretized Taylor \bar{n} array.



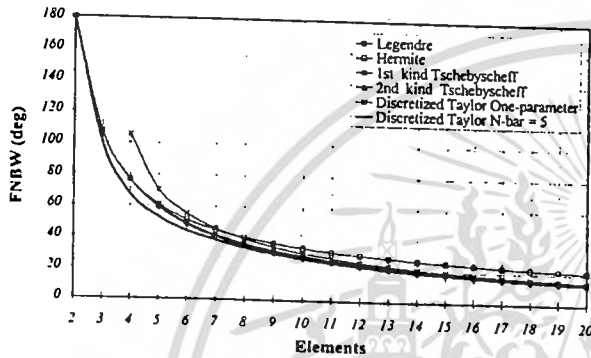
(a) HPBW as a function of the array elements



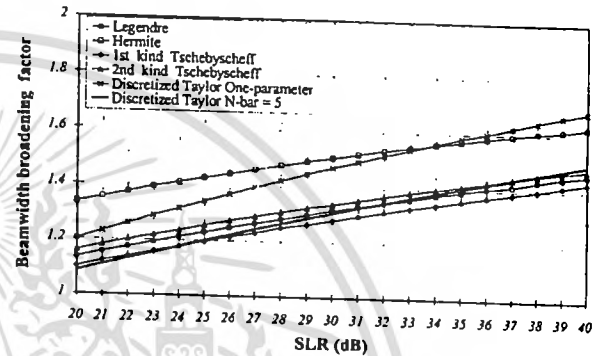
(b) HPBW for various side lobe ratios
Figure 2 Half-power beamwidth



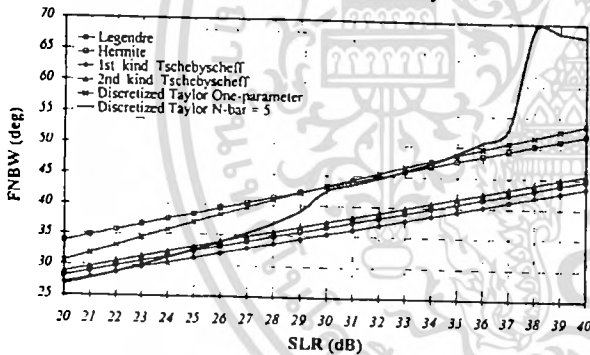
(a) Beamwidth broadening factor as a function of the array elements



(a) FNBW as a function of the array elements



(b) Beamwidth broadening factor for various side lobe ratios



(b) FNBW for various side lobe ratios
Figure 3 First null beamwidth

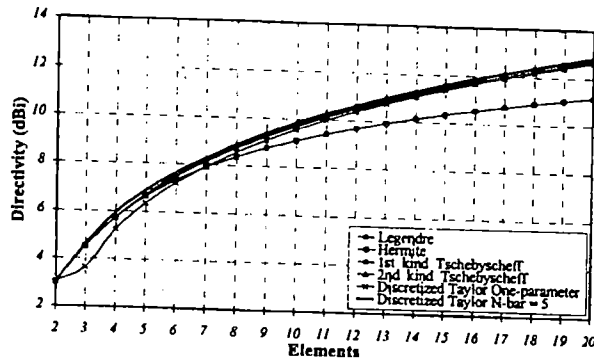
C. Beamwidth broadening factor

The beamwidth broadening factor is the parameters to evaluate the beamwidth of the array compared with the beamwidth of the uniform array at which is optimum. Figs 4(a) and 4(b) illustrate the beamwidth broadening factor as the function of the number of element and side lobe ratio. It is obvious that when the number of elements is increased, the beamwidth broadening factor of Hermite array becomes higher. In addition, as it can expect in advance that Hermite array yields the high value of beamwidth broadening factor comparing with other arrays when the side lobe ratio is varied.

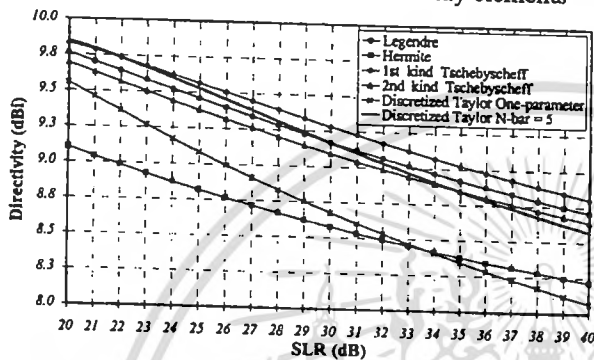
Figure 4 Beamwidth broadening factor

D. Directivity

Directivity of all arrays for various numbers of elements and side lobe ratios are plotted as shown in Figs. 5(a) and 5(b), respectively. The directivity corresponds with the beamwidth, i.e., a narrow beamwidth leads to a high directivity and vice versa. It is evident that the directivity of the second-kind Tschebyscheff, the Legendre and the first-kind Tschebyscheff arrays are almost identical. The discretized Taylor \bar{n} and discretized Taylor one parameter arrays possess a directivity slightly lower than those of the three arrays. Furthermore, the directivity of these discretized Taylor arrays of even elements is higher than the same array with odd elements. The reason is that the current distribution at the end of the array of odd elements is not the same as that of even elements, which affects to the directivity. The directivity of the Hermite array is the lowest as expected due to the beamwidth being very wide. When the side lobe is varied at fixed number of elements as illustrated in Figure 5(b), the directivities of all arrays are similar. They decrease as follows: the first-kind Tschebyscheff, the Legendre, the discretized Taylor \bar{n} , the second-kind Tschebyscheff, the discretized Taylor one parameter and Hermite arrays, respectively.



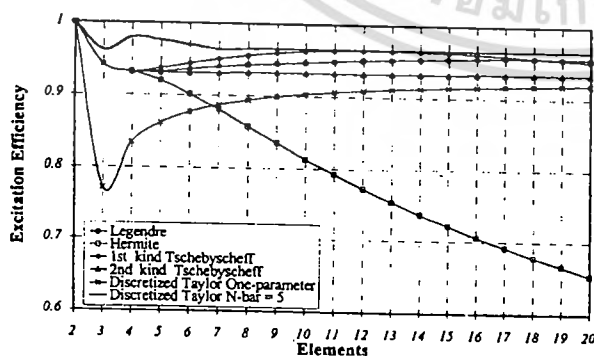
(a) Directivity as a function of the array elements



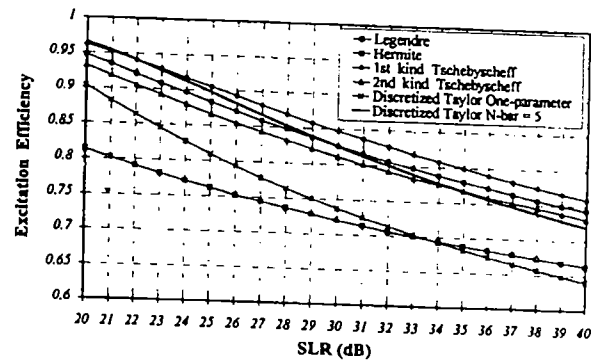
(b) Directivity for various side lobe ratios
Figure 5 Directivity

E. Excitation efficiency

Excitation efficiency is also characterized for comparing among any kinds of the array pattern synthesis. The excitation efficiency is defined as the ratio of the directivity of any types of the array pattern synthesis and the directivity of the uniform array at that is optimum. The excitation efficiency for different kinds of the array pattern synthesis is shown in Fig. 6(a) for various numbers of elements and Fig. 6(b) for various side lobe ratios. The results are very similar to that the beamwidth broadening factor i.e., the Hermite array belongs to the low directivity and consequently low excitation efficiency compared with other types of the array pattern synthesis.



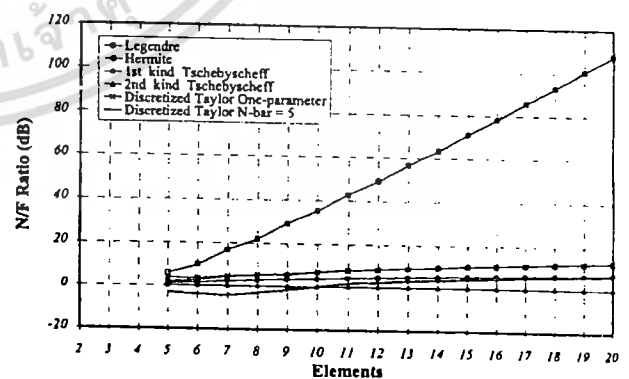
(a) Excitation efficiency as a function of the array elements



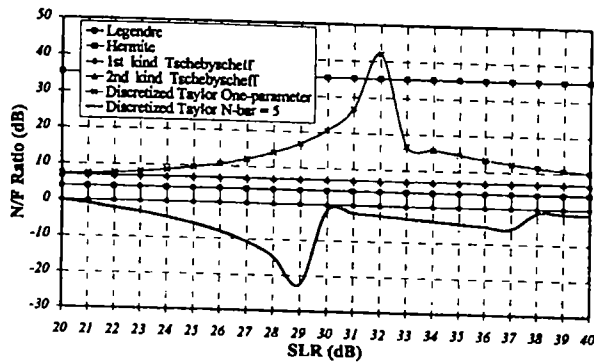
(b) Excitation efficiency for various side lobe ratios
Figure 6 Excitation efficiency

F. The nearest to the furthest minor lobes (N/F) ratio

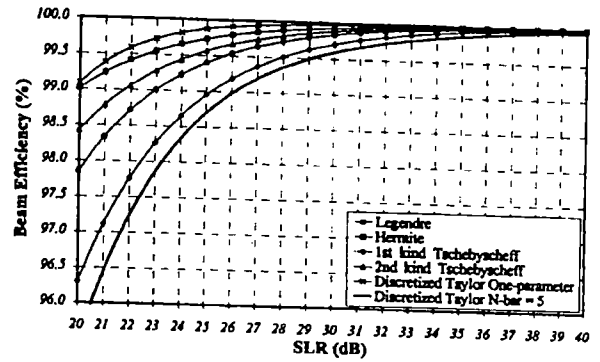
The nearest to the furthest (measured with respect to the main beam) minor lobes ratio is defined to compare the tapered minor lobe characteristics. N/F ratio versus the number of elements and side lobe ratios are plotted in Figs. 7(a) and 7(b), respectively. As expected, the Hermite array provides the highest N/F ratio followed, in order, by the second-kind Tschebyscheff array, the Legendre array and the first-kind Tschebyscheff array, respectively. The N/F ratio of the discretized Taylor one parameter and discretized Taylor \bar{n} arrays are non-uniform because there is degradation of the side lobe from the sampling. It is mentioned that for the number of elements less than 6, some array antenna patterns exhibit no side lobe. Therefore, the N/F ratio does not appear in Figure 7(a). From Figure 7(b), it is apparent that, although the side lobe ratio is varied, the Hermite, the second-kind Tschebyscheff, the Legendre, the first-kind Tschebyscheff arrays have constant N/F ratios of 35, 7, 5 and 0 dB, respectively. The discretized Taylor one parameter and discretized Taylor \bar{n} arrays possess a non-uniform N/F ratio. The N/F ratio is changed as the side lobe ratio is varied. Their N/F ratios do not converge to any certain value according to the deterioration of the side lobe from the sampling process.



(a) N/F ratio as a function of the array elements



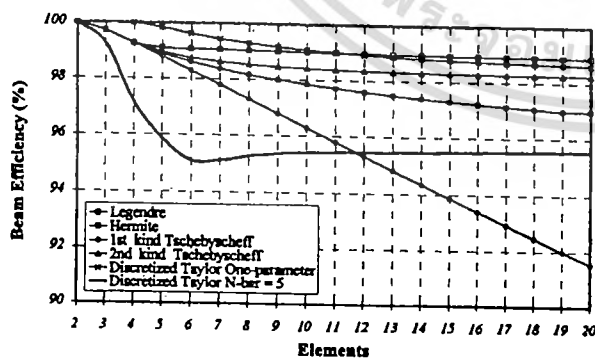
(b) N/F ratio for various side lobe ratios
Figure 7 The nearest to the furthest minor lobes ratio



(b) Beam efficiency for various side lobe ratios
Figure 8 Beam efficiency

G. Beam efficiency

Beam efficiency is defined as the ratio of the power, distributed in the main lobe, to the total radiated power. For some applications, it is desirable to yield tapered minor lobes as well as high beam efficiency. Figure 8(a) illustrates the beam efficiency for various numbers of elements. It is evident that beam efficiency of the Hermite array is the highest followed by the discretized Taylor one parameter array of even elements, the second-kind Tschebyscheff array, the Legendre array, the discretized Taylor \bar{n} array of even elements, the first-kind Tschebyscheff array, the discretized Taylor one parameter array of odd elements and the discretized Taylor \bar{n} array of odd elements, respectively. Alternatively, when the side lobe ratio is varied at constant number of elements as shown in Figure 8(b), it is seen that the beam efficiency of all the arrays is greater than 96%. The beam efficiency tends to 100% for the side lobe ratio approaching 40 dB. The discretized Taylor one parameter array achieves the highest beam efficiency followed, in order, by the Hermite, the second-kind Tschebyscheff, the Legendre, the first-kind Tschebyscheff and the discretized Taylor \bar{n} arrays. The beam efficiency of the discretized Taylor \bar{n} does not decrease in the same fashion as the other arrays due to change of the null angle as described in the previous section.



(a) Beam efficiency as a function of the array elements

V. CONCLUSIONS

Radiation properties of the array pattern synthesis using the Hermite polynomial are presented in this paper and these characteristics are comparatively studied with the conventional methods. The radiation pattern, beamwidth, directivity, the nearest to the furthest minor lobe ratio and beam efficiency of each array for various side lobe levels are compared. It is found that the first-kind Tschebyscheff array has a uniform minor lobe distribution, noise or spurious signals can enter through those tapered minor lobes. The Taylor one parameter and the Taylor \bar{n} methods possess tapered minor lobes, but these methods are more applicable to large arrays. The Hermite, the Legendre and the second-kind Tschebyscheff arrays yield tapered minor lobes with narrow beamwidth, high directivity, high N/F ratio and high beam efficiency. However, if the most tapered minor lobes are necessary while directivity is sacrificed, the Hermite array is the most suitable candidate.

REFERENCES

- [1] L. J. Ricardi, "Radiation properties of the Binomial array," *Microwave J.*, vol.15, no.12, pp.20-21, Dec. 1972.
- [2] C.L Dolph, "A current distribution for broadside arrays which optimized the relationship between beamwidth and side-lobe level," *Proc. IRE*, vol.34, pp.335-348, June 1948.
- [3] C. Phongcharoenpanich, M. Krairiksh, K. Meksamoot, and T. Wakabayashi, "Legendre array," *Proc. TJSAP '97*, pp.197-201, May 1997.
- [4] C. Phongcharoenpanich and M. Krairiksh, "Second kind Tschebyscheff array," *Proc. PIERS '99*, p.107, Mar.1999.
- [5] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 2nd Ed., New York, John Wiley and Sons, 1997.
- [6] R. C. Hansen, "Aperture theory," in *Microwave Scanning Antenna*, vol.1, R. C. Hansen (ed.), New York, Academic Press, 1964, pp.58-60.

เอกสารหมายเลข 22



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง The DAG Investigation of Bi-directional Antenna Using Two-Perpendicular-Probe Excited Circular Ring for Polarization Diversity

ผู้ร่วมงาน จำนวน 4 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นางสาวปานิศา แก้วสวัสดิ์	55.00
2. นายคมศักดิ์ เมฆสมุทร	15.00
3. นายสมผล โกศลวิตร	15.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	15.00

(.....ปานิศา แก้วสวัสดิ์.....)

นางสาวปานิศา แก้วสวัสดิ์

(.....นายคมศักดิ์ เมฆสมุทร.....)

นายคมศักดิ์ เมฆสมุทร

(.....นายสมผล โกศลวิตร.....)

นายสมผล โกศลวิตร

(.....นายโมไนย ไกรฤกษ์.....)

นายโมไนย ไกรฤกษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PROCEEDINGS

2000 Asia-Pacific Symposium on Broadcasting and Communications

APSBC 2000



December 21-23, 2000

**King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Ladkrabang, Bangkok, Thailand**



นอกรั้วมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าลาดกระบัง
ทุกสิ่งอื่น อีกทั้งห้ามมิให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
จากกองเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

<i>NHK, Japan</i>	236
GLB-09 HD “E-make”: A Real-time HD Skin-make-up Machine Kenji Kira <i>NHK, Japan</i>	241
GLB-10 Basic Design in Multi-channel Surround Production and Surround-sound Recording in Field Yoichi Oikawa, Noriyuki Takahashi, Tomohiro Asano and Mick.M.Sawaguchi <i>Japan Broadcasting Corporation, Japan</i>	247
GLB-11 News Production Technology Applies High Definition 3-D Virtual Studio system Shigemi Mikami, Kazuo Hashimoto, Norio Suzuki and Kimihiro Tomiyama <i>Japan Broadcasting Corporation, Japan</i>	252

E12-402, 4th fl., Engineering Building
Friday, December 22, 2000

13:00 – 14:40

ANTENNA (2)

Chairpersons:

Prayoot Akkaraekthalin (King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok)

GLAn-05 A Pattern Diversity Antenna for WLAN Application Phaisan Ngamjanyaporn and Monai Krairiksh <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	258
GLAn-06 Analysis of Printed Slot Array Antenna by Using FDTD Method Kamphol Promjirapawat*, Noppin Anantrasirichai*, Takashi Kunii**, Hiroyasu Matsui*** and Toshio Wakabayashi** * <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> ** <i>Tokai University, Japan</i> *** <i>Nissan Motor Co. Ltd., Japan</i>	263
GLAn-07 Characteristics of Printed Antenna fed by Microstrip Line Noppin Anantrasirichai*, Pitoon Ruglure*, Takashi Kunii**, Hiroyasu Matsui*** and Toshio Wakabayashi** * <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i> ** <i>Tokai University, Japan</i> *** <i>Nissan Motor Co. Ltd., Japan</i>	264
GLAn-08 The DAG Investigation of Bi-Directional Antenna Using Two-Perpendicular-Probe Excited Circular Ring for Polarization Diversity Panadda Keowsawat, Komsak Meksamoot, Sompol Kosulvit and Monai Krairiksh <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	268
GLAn-09 Characteristics of Junction-Excited Waveguide Radiators Wanlika Buasomboon, Phaisan Ngamjanyaporn and Monai Krairiksh <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand</i>	274

E12-403, 4th fl., Engineering Building
Friday, December 22, 2000

13:00 – 14:40

ELECTRO-MAGNETIC FIELD (3)

Chairpersons:

Narong Hemmakorn (King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

The DAG Investigation of Bi-directional Antenna Using Two-Perpendicular-Probe Excited Circular Ring for Polarization Diversity

Panadda Keowsawat, Komsak Meksamoot, Sompol Kosulvit and Monai Krairiksh

Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
 3 Chalongkrung Rd., Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
 Phone: (662)737-2500 Ext.3327, Fax: (662)739-2429, E-mail: s2061055@kmitl.ac.th

Abstract This paper proposes a polarization diversity bi-directional antenna for PCT base station located along an expressway. The diversity antenna gain (DAG) of this antenna is 2.29 dB over the DAG of the space diversity dipole antenna.

I. Introduction

In personal communication service (PCS) systems, omni-directional antennas are widely used as base station antennas for small circular cell coverage. In some specific areas, such as highways, tunnels, corridors and expressways, bi-directional antennas are preferable since their beams can cover confined path better than the omni-directional ones. Many researchers have proposed the several kinds of bi-directional antennas [1]-[3]. Kosulvit et. al. [4] proposed the bi-directional antenna using a probe excited circular ring and is currently deployed on major expressways in Thailand. Results showed that a reasonable gain of bi-directional antenna could be easily achieved with a very cost effective and simple structure.

One of the important problems occurred in mobile environment is the short interval fading of the received signals which caused by two major effects. One is Doppler shift fading which is resulted from the velocity of the mobile, and can be solved by the receiving system. While the other, multipath fading, resulted from the constructive and destructive combining of the multiple waves, that propagate through random ray paths in mobile environment, at the receiver. For particular case, when the users operate their mobile phones while driving vehicles, some portion of the transmitting wave propagate through the glass window panes while some portion may reflect and scatter with the vehicle body so the total waves that arrived at the base station antenna (located along expressway) tend to produce the multipath fading to the received signals. One way to mitigate multipath fading on the uplink is to utilize a diversity technique at the base station, and it was revealed that the polarization diversity reception system provided a better performance while reducing the need of the large superstructure [5].

This paper introduces the polarization diversity bi-directional antenna which is proposed for the base station on the expressway in Thailand for personal communication telephone (PCT) system at the frequency of 1.9 GHz. Complex radiation patterns of the antenna are simulated by NEC-2 (Numerical Electromagnetics Code-2) [6] based on the method of moments (MoM). Subsequently, these radiation patterns will be used for calculating diversity performances of the antenna on the confined paths in the line-of-sight expressway environment, of which the propagation model differs from Clarke's propagation model [7]. Accordingly, the propagation model of the expressway environment is established in this paper.

The experimental radiation patterns and VSWR are found out to validate the calculation. The input impedance is also designed to obtain the optimum VSWR. Lastly, investigation of the diversity characteristics: mean effective gain (MEG), correlation coefficient (ρ_e), diversity gain (G_{div}) and diversity antenna gain are carried out for the selection combining.

II. Polarization Diversity Bi-Directional Antenna Using Two-Perpendicular-Probe Excited Circular Ring

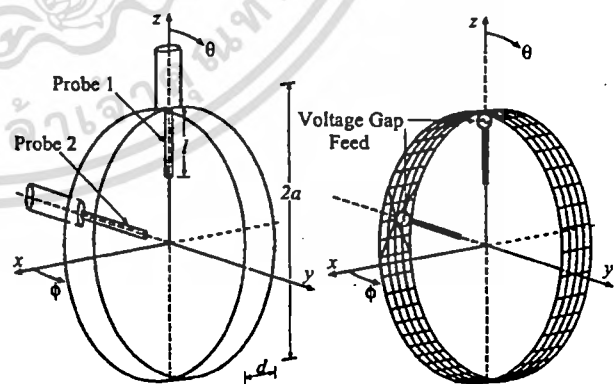


Fig. 1. Polarization diversity bi-directional antenna (a) real model (b) wire-grid model.

The bi-directional antenna using a circular ring that was proposed in [4] has only single probe ex-

cited circular ring (in z -axis) so it has only a dominant vertical polarization. To design the polarization diversity bi-directional antenna, another horizontal (y -axis) probe is added on the sidewall to induce horizontal polarization. The proposed antenna structure comprises a circular ring, radius a , excited by two linear electric probes of equal length l align in $+z$ - and $-y$ -axis as shown in figure 1(a).

When this antenna is installed beside the expressway, the direction of beam is along the expressway in $+x$ -axis, and $+y$ -axis is pointed toward the expressway as shown in the inset of figure 2 (when move toward $-x$ -axis, the antenna is on the left-hand side). For vertical polarization reception, the probe on $+z$ -axis is excited (branch 1) while probe on $-y$ -axis is shorted. Then, for horizontal polarization reception, probe on $-y$ -axis is excited (branch 2) while probe on $+z$ -axis is shorted. The ring length along y -axis is equal to d and has circular apertures in $x = +\frac{d}{2}$ and $-\frac{d}{2}$ planes, respectively.

III. Modeling and Method

A. NEC-2 Code Simulation

NEC-2 [6] is a widely used program to investigate the conductive radiating and scattering structures. NEC-2 can simulate the radiation pattern and input impedance characteristics of the arbitrary antennas by modeling the antenna structure with a number of wire-grids or conducting patches. The Electrical Field Integral Equation (EFIE) and Magnetic Field Integral Equation (MFIE) are formulated to solve for the induced current on the antenna structure due to source excitation or incident wave. The EFIE is employed for the structure modeled by wire-grids whereas the MFIE is used for the structure modeled by conducting patches. Therefore, antenna in this paper, which is modeled by wire-grids, utilize the EFIE. NEC-2 solved this EFIE by the method of moments. Each basis function is the combination of constant, sine and cosine functions. The delta function is employed for weighting function with the match point on the center of each segment of the wire-grid.

To model the antenna from wire-grids, we assigned the coordinate of the start and stop points along x -, y - and z -axis and selected the wire radius that make total surface areas of wires equal surface area of the antenna [8]. The wires are divided into small segments of length about $0.01 - 0.03\lambda$ that is small enough to give the reliable input impedance characteristics as well as radiation patterns. The excitation at probes is modeled by the delta gap voltage source between the probe base and the ring strip. The wire-grid model of the antenna is shown in figure 1(b), at each probe base, two diagonal wires are added to support the high current density from the excitation.

B. Mean Effective Gain (MEG)

In mobile multipath environment, the radiation pattern of the antenna in used is insufficient to represent the performance of the antenna. Therefore, the more appropriate parameter, the MEG (G_e) which includes radiation pattern, propagation model and cross-polarization power ratio (XPR) is suggested instead [9]. The antenna that has high MEG means its radiation pattern can efficiently cover the specific service area or it can receive high average CNR, statistically. The MEG is expressed by

$$G_e = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{XPR}{1 + XPR} G_\theta(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) + \frac{1}{1 + XPR} G_\phi(\theta, \phi) P_\phi(\theta, \phi) \right) \sin \theta d\theta d\phi, (1)$$

where XPR is the mean incident power ratio of the mean received power in vertical polarization (P_V) to the mean received power of the horizontal, polarization (P_H). XPR depends on the density and the height profile of the surrounding environment. $G_\theta(\theta, \phi)$ and $G_\phi(\theta, \phi)$ are the θ and ϕ components of the antenna power gain pattern, respectively. P_θ and P_ϕ are the θ and ϕ components of the angular density functions of incoming plane waves incident on the antenna, respectively.

C. Propagation Model

P_θ and P_ϕ can be modeled from the condition of propagation in practical environment. In this case, the antenna is proposed to be used on expressway thus P_θ and P_ϕ for the expressway environment has to be established. Assume $P_\theta = P_\phi$ and angular power density function in elevation plane is the delta function at $\theta = 95^\circ$ ($P_{\theta,\phi}(\theta) = \delta(\theta - 95^\circ)$) (when measured from $+z$ -axis) the angle of which mobile users are seen from base station.

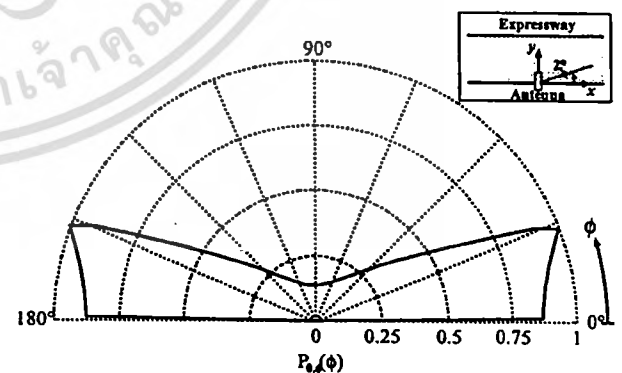


Fig. 2. Angular density function of received power at base station antenna from the mobile user on expressway in azimuth plane.

To find the azimuth angular power density func-

tion $P_{\theta,\phi}(\phi)$, the sample of expressway in Thailand is represented, we chose the width of expressway equal 24 m and the distance between base station antenna in PCT system on the expressway about 120 m in average. We also assumed the vehicles are uniformly distributed along the expressway and the number of the vehicles with in the local road area is propotional to each local area. From these information, we can calculate $P_{\theta,\phi}$ in azimuth plane by finding small triangular areas, which occurs when the azimuth angle is increased by 2° per step (measured from side of expressway $+x$ -axis). The area which can be found out is azimuth angular density function of the incoming plane wave that base station antenna receives from the mobile user on expressway in different azimuth angles. The resultant numerical $P_{\theta,\phi}(\phi)$ can be illustrated in figure 2.

Before substituting P_θ and P_ϕ in (1) it has to be normalized by the following condition

$$\int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_\theta(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi = \int_0^{2\pi} \int_0^\pi P_\phi(\theta, \phi) \sin \theta d\theta d\phi. \quad (2)$$

D. Correlation Coefficient

For a two-branch diversity antenna, the envelope correlation coefficient ρ_e is given by [7]

$$\rho_e \approx |\rho|^2 = \frac{|R_{12}|^2}{R_{11}R_{22}}, \quad (3)$$

where R_{ij} is the covariance of the two received voltages induced from the complex electric field patterns $(E_{\theta i}, E_{\phi i})$ and $(E_{\theta j}, E_{\phi j})$. They are defined by

$$R_{ij} = 2KP_H \int_0^{2\pi} \int_0^\pi \left(XPR \cdot E_{\theta i}(\theta, \phi) E_{\theta j}^*(\theta, \phi) P_\theta(\theta, \phi) + E_{\phi i}(\theta, \phi) E_{\phi j}^*(\theta, \phi) P_\phi(\theta, \phi) \right) \sin \theta d\theta d\phi, \quad (4)$$

where the subscripts i and j ($i, j = 1, 2$) are the first and second branch of the diversity antenna (probe excite in $+z$ - and $-y$ -axis), respectively. K is a proportional constant and $E^*(\theta, \phi)$ denotes the complex conjugate of $E(\theta, \phi)$. The best result, zero correlation, is achieved when the complex electric field patterns of the two branches are orthogonal or non-overlapped to each other.

E. Diversity Gain

The diversity gain G_{div} is defined as the difference of the average carrier-to-noise power ratio (CNR) at a certain value of the bit-error rate (BER) (usually at 10^{-3}), between the BER curve of the CNR envelope of the diversity combiner output, and that of the single reference antenna output under the Rayleigh fading environment.

The diversity gain with respect to BER is defined by the following equation [10]

$$G_{div} = \frac{\Gamma_{non}}{\Gamma_{div}}, \quad (5)$$

where Γ_{non} is the average carrier-to-noise power ratio (CNR) at the prescribed BER when the signals are received by the single branch non-diversity antenna which has the greater CNR of the two branches. Γ_{div} is the average CNR in case of diversity reception.

The average BER (\bar{P}_e) of the diversity antenna due to time varying attenuation can be obtained as

$$\bar{P}_e = \int_0^\infty p_e(\gamma) p(\gamma) d\gamma, \quad (6)$$

where $p_e(\gamma)$ is the conditional BER when the instantaneous CNR at the detector input is γ in the Rayleigh fading channel. $p(\gamma)$ is the PDF of the instantaneous CNR after combining. From (6), the average BER can be calculated in the followings.

$p(\gamma)$ of the receiving signals for the two-branch selective combining diversity under unequal median value and correlated signal condition is given as follows [11]

$$p(\gamma) = \frac{d}{d\gamma} P_r(\gamma), \quad (7)$$

$$P_r(\gamma) = 1 - e^{(-\frac{\gamma}{r})} Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma}{r\Gamma(1-\rho_e)}} \sqrt{\frac{2\rho_e\gamma}{\Gamma(1-\rho_e)}}\right) - e^{(-\frac{\gamma}{r})} \left(1 - Q\left(\sqrt{\frac{2\rho_e\gamma}{r\Gamma(1-\rho_e)}} \sqrt{\frac{2\gamma}{\Gamma(1-\rho_e)}}\right)\right), \quad (8)$$

where Γ is the average CNR of branch #1, ρ_e is the correlation coefficient of the signal envelopes. r is the median value ratio defined by

$$r = \begin{cases} r_m & (r_m \leq 1), \\ \frac{1}{r_m} & (r_m > 1), \end{cases} \quad (9)$$

$$r_m = \frac{G_{e1}}{G_{e2}}, \quad (10)$$

where G_{e1} and G_{e2} are the MEG of diversity branch 1 and 2, respectively.

Q is the Marcum's function defined by.

$$Q(\alpha, \beta) = 1 - \int_0^\beta t I_0(\alpha t) e^{-\left(\frac{\alpha^2+t^2}{2}\right)} dt, \quad (11)$$

where I_0 is the modified Bessel function of the first kind of zeroth order.

$p_e(\gamma)$ of the $\pi/4$ shifted Quadrature Phase Shift Keying ($\pi/4$ QPSK) signals, the modulation technique employed in the PCT system, with delay detection in the Additive White Gaussian Noise (AWGN) channel is calculated by the following equation

$$p_e(\gamma) = \frac{1}{4\pi\sqrt{2}} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-\gamma(1-\frac{\cos t}{\sqrt{2}})}}{1-\frac{\cos t}{\sqrt{2}}} dt, \quad (12)$$

Substituting (7)-(12) to (6), the average BER can be calculated by numerical integration.

F. Diversity Antenna Gain (DAG)

The most effective parameter to evaluate the performance of a diversity antenna is the DAG because it includes the correlation coefficient and the MEG characteristics. It is defined as a product of MEG and diversity gain of a diversity antenna [11]

$$DAG = \begin{cases} G_{e2} \cdot G_{div} & (r_m \leq 1), \\ G_{e1} \cdot G_{div} & (r_m > 1). \end{cases} \quad (13)$$

IV. Results and Discussion

The optimum antenna dimension at 1.9 GHz has radius $a = 5.1$ cm, ring length $d = 2.3$ cm and a quarter-wavelength feed probe is used ($l = 4$ cm). The gain patterns and VSWR are simulated by NEC-2. The measured gain patterns and VSWR are also found out to validate the simulation. These patterns are used to calculate the diversity characteristics which will be compared with the performance of the conventional 2-element dipole for space diversity antenna as a reference.

A. Gain

The calculated three dimensional total gain patterns, as shown in figure 3, obviously characterize bi-directional pattern property along x -axis. The patterns slightly tilt away from the feeding probe but tilt to the shorted probe as can be seen in the smaller cut-plane patterns in figure 3 (a) and (b). The measurement of the component gain patterns are also done to compare with the calculation of each branch in azimuth plane (xy -plane) both G_θ and G_ϕ components as shown in figure 4. The experimental gains G_θ and G_ϕ are measured in an open area test site on the rooftop of the building. Measured and calculated gains G_θ of branch 1 and G_ϕ of branch 2 are in the same trend while measured G_ϕ of branch 1 and G_θ of branch 2 are different from calculated ones. Measured and calculated G_ϕ of branch 1 and G_θ of branch 2 which have lower gain and show larger differences.

The discrepancies between the simulations and the experiments may be occurred from the existence of the experimental transmission line connected to the antenna under test since it was not taken into account in the simulation. The effect of transmission lines will be studied in the future to validate the assumption.

B. VSWR

In figure 5, the measured and calculated VSWR are performed at the probe length equals $\lambda/4$ which

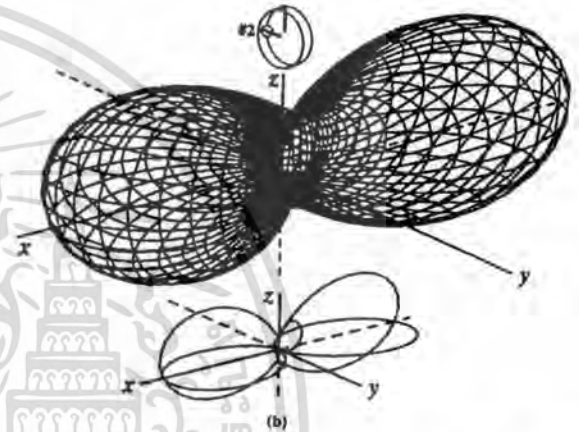
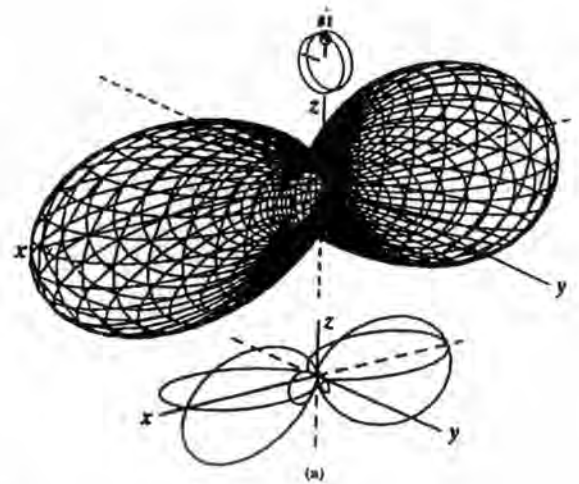


Fig. 3. 3-D total gain patterns of the polarization diversity bi-directional antenna (in linear scale)
(a) branch 1 (vertical) fed and branch 2 shorted
(b) branch 2 (horizontal) fed and branch 1 shorted.

is the length that gives the optimum VSWR. At 1.9 GHz, experimental VSWR for branch 1 and 2 are 1.14 and 1.16, respectively, while both calculated VSWR are identical and equal 1.01 which are in very good agreement to each other.

C. MEG

The antenna with the dimension which provides the best VSWR has the MEG of branch 1 and 2 equal 0.63 and 1.53 dBi, respectively. It is, respectively, 1.48 and 2.38 dB higher than the referent single vertical dipole antenna in the same propagation model. This is due to the fact that the patterns of the polarization diversity bi-directional antenna provide larger effective coverage area on the expressway than that of the dipole.

Consider MEG of each branch at the selected ring length, MEG of branch 2 is higher than that of branch 1 because radiation patterns of branch 2 better conform with the angular power density function.

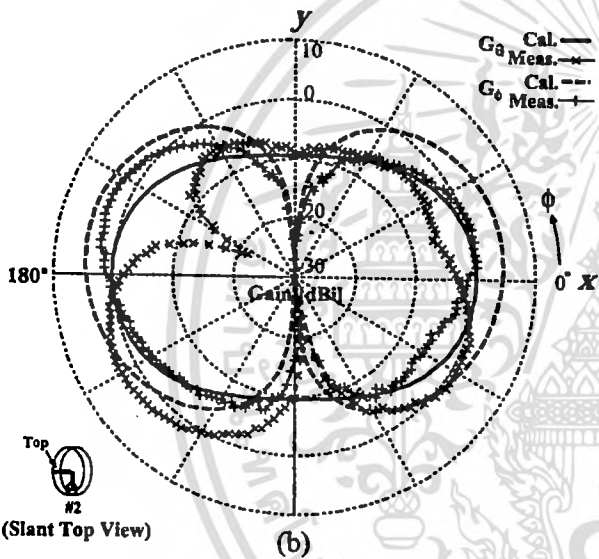
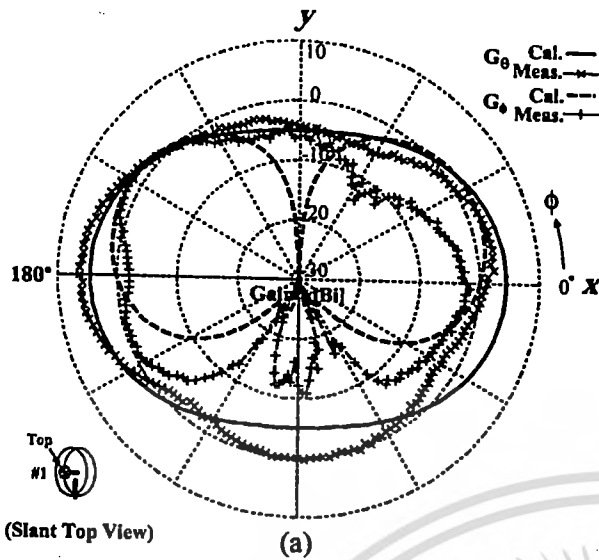


Fig. 4. Component gain patterns of the polarization diversity bi-directional antenna (in logarithmic scale in xy -plane)
 (a) branch 1 (vertical) fed and branch 2 shorted
 (b) branch 2 (horizontal) fed and branch 1 shorted.

D. Correlation Coefficient

Correlation coefficient of the antenna, calculated by (3) using complex gain patterns and the proposed propagation model, has the value of 0.30 which is higher than 0.14 of the referent space diversity dipole antenna. This is because the space diversity antenna has large branch separation, while polarization diversity antenna branches are collocated even though each branch is fed by orthogonal polarization to each other still the mutual coupling between two probes is strong.

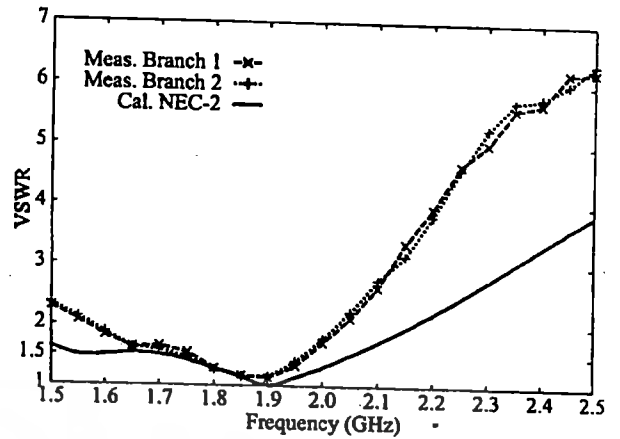


Fig. 5. VSWR of the polarization diversity bi-directional antenna.

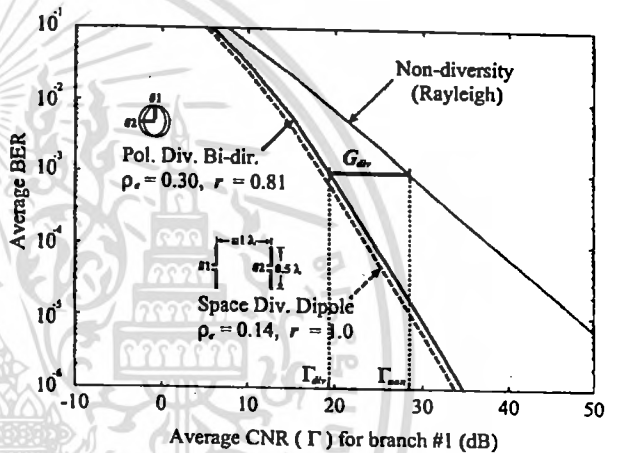


Fig. 6. Diversity gain of the polarization diversity bi-directional antenna.

E. Diversity Gain

The average BER of the diversity antenna was calculated by (6) using MEG and ρ_e at XPR equals 0 dB ($P_V = P_H$). In figure 6, the diversity gain at BER of 10^{-3} of the polarization diversity antenna is found to be 9.13 dB over the non-diversity antenna under correlated and unequal median value condition. While diversity gain of the referent space diversity dipole antenna, as shown in the lower inset in figure 6, is 10.11 dB which is higher than that of the polarization diversity antenna due to both the larger median value and the smaller correlation coefficient.

F. Diversity Antenna Gain

The DAG of the polarization diversity antenna equals 10.66 dBi is achieved which is 2.29 dB higher than that of the space diversity antenna, as shown in table I. Although it is seen from the diversity gain results that G_{div} of the space diversity antenna is higher than G_{div} of the polarization diversity antenna, the

TABLE I
DIVERSITY PARAMETERS OF POL. DIV. BI-DIR. ANT. AND
REF. ANT. IN EXPRESSWAY ENVIRONMENT

Antenna	MEG (dBi)	ρ_e	G_{div} (dB)	DAG (dBi)
Pol. div. bi-dir. #1	0.63	0.30	9.13	10.66
Pol. div. bi-dir. #2	1.53			
Space div. #1, #2	-1.74	0.14	10.11	8.37
Single dipole	-0.85	-	-	-

DAG is conversed because the MEG of the polarization diversity antenna has more contribution to the DAG than the differences from G_{div} of the space diversity antenna.

V. Conclusion

The polarization diversity bi-directional antenna is proposed to be used as the PCT base station antenna at 1.9 GHz. The complex radiation patterns are simulated by NEC-2 and these patterns are used to investigate the diversity performances.

The optimum antenna dimension has radius $a = 5.1$ cm, $d = 2.3$ cm and $l = 4$ cm (quarter-wavelength probe) is chosen which gives measured VSWR for branch 1 and 2 approximately equal 1.15. The experimental radiation patterns and VSWR agreed reasonably with the theoretical ones and can validate the simulation.

The MEG of branch 1 and 2 equal 0.63 and 1.53 dBi, respectively. It is 1.48 and 2.38 dB higher than that of the reference dipole antenna, respectively. The envelope correlation coefficient between each branch of the polarization diversity antenna equals 0.30. The diversity gain at BER of 10^{-3} is found to be 9.13 dB. And the DAG equals 10.66 dBi is achieved which is 2.29 dB over the referent space diversity antenna. This value reveals that the polarization diversity bi-directional antenna can enhance the average received power over the referent space diversity antenna while retain the structural simplicity and compactness. Accordingly, this antenna is one of the most promising candidates for the base station in expressway, corridor or tunnel environment.

References

- [1] K. Cho and T. Hori, "Bidirectional rod antenna composed of narrow patches," *Proc. IEEE Antenna Propagat. Soc. Symp.*, pp.174-177, June 1994.
- [2] T. Hori, K. Cho and K. Kagoshima, "Bidirectional base station antenna illuminating a street microcell for personal communication system," *Proc. 9th Inst. Elect. Eng. Conf. Antennas Propagat.*, no.407, pp.419-422, Apr. 1995.
- [3] T. Mukaiyama, H. Arai and Y. Ebine, "Bi-directional notch and crank-shaped antenna," *Proc. 1997 Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp.417-420, Dec. 1997.

- [4] S. Kosulvit, C. Phongcharoenpanich, M. Krairiksh and T. Wakabayashi, "Radiation characteristics of a bidirectional antenna using a probe excited circular ring," *Proc. 1999 IEEE Intl. Symp. Intelligent Signal Processing and Commun. Sys.*, pp.713-719, Dec. 1999.
- [5] A.M.D. Turkmani, A.A. Arowojolu, P.A. Jefford and C.J. Kettlet, "An experimental evaluation of the performance of two branch space and polarization diversity schemes at 1,800 MHz," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.44, pp.318-326, May 1995.
- [6] G.J. Burke and A.J. Poggio, *Numerical Electromagnetics Code (NEC)—Method of Moments*, Parts I-III, Lawrence Livermore Nat. Lab., Livermore, CA, 1981.
- [7] R.H. Clarke, "A statistical theory of mobile-radio reception," *Bell Sys. Tech. J.*, vol. 47, no. 6, pp. 957-1000, July-Aug. 1968.
- [8] E.K. Miller, "PCs for AP and other EM reflections: Wire-grid approximations to solid surfaces," *IEEE Antennas Propagat. Mag.*, vol.39, no.1, pp. 94-97, Feb. 1997.
- [9] T. Taga, "Analysis for mean effective gain of mobile antennas in land mobile radio environments," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol.VT-39, no.2, pp.117-131, May 1990.
- [10] K. Ogawa and J. Takada, "An analysis of the effective performance of a handset diversity antenna—proposal for the diversity antenna gain based on a signal bit-error rate—," *Proc. 2000 IEEE AP-S Intl. Symp.*, Salt Lake, USA, pp.294-297, July. 2000.
- [11] M. Schwartz, W.R. Bennett, and S. Stein, *Communication Systems and Techniques*, McGraw-Hill Book Company, New York, pp. 469-475, 1966.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Input Resistance of a Hollow Cylindrical Cavity Resonator Excited by an Electric Probe

ผู้ร่วมงาน จำนวน 3 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชาญชัย เลาะห์เพ็ญแสง	56.00
2. นายโมไนย ไกรฤกษ์	22.00
3. นายสมพล โกศลวิตร	22.00



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IEEE

IEEE
APCCAS

1998



NECTEC



The 1998 IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems

Theme : Microelectronics and Integrating Systems

PROCEEDINGS

November 24-27, 1998

Chiangmai, Thailand

IEEE Catalog Number 98EX042

Lecture Session FT33 : Nonlinear Circuits and Systems I	
Chair : Shinsaku Mori, <i>Nippon Institute of Technology</i>	
Co-Chair : Suripon Somkuampanit, <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang</i>	
FT33-1 : Speeding Up the Convergence of Backpropagation Networks	651
Songyot Sureerattanan and Huynh Ngoc Phien, <i>Asian Institute of Technology</i>	
FT33-2 : Learning Algorithm for Global Fault Immunization for Supervised ANN	655
Khamron Sunat and Chidchanok Lursinsap, <i>Mahanakorn University of Technology</i>	
FT33-3 : Equipment Modeling for Plasma Etch Process Using Artificial Neural Network	659
Arit Thammano, <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang</i>	
Lecture Session FT34 : Nonlinear Circuits and Systems II	
Chair : Shinsaku Mori, <i>Nippon Institute of Technology</i>	
Co-Chair : Suripon Somkuampanit, <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang</i>	
FT34-1 : A New Adaptive Fuzzy Nonlinear Control Strategy	663
Worapoj Kreesuradej, <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang</i>	
FT34-2 : Fuzzy Adaptive Pole Placement Control Considering Stability Index	667
Phornsak Ratiroch-anant, Wanlop Surakamponorn, Jongkol Ngarmwiwit, <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang</i> ; Hiroshi Hirata, and Masatoshi Anabuki, <i>Tokai University</i>	
FT34-3 : Transfer Equivalence and Realization of Nonlinear High Order I/O Difference Equations Using Mathematica	671
Ü. Kotta and M. Tonsa, <i>Institute of Cybernetics</i>	
Poster Session FP1 : Analog Circuit Theory and Applications	
Chair : Yutaka Fukui, <i>Tottori University</i>	
Co-Chair : Kiti Liki-Anurucks, <i>Chiang Mai University</i>	
FP1-1 : Waveguide Equivalence of Free Space in Moment Method Analysis of Waveguide Radiators	675
P.V.D. Somasekhar Rao, Nick Marly, <i>Assumption University</i>	
FP1-2 : The Hollow Silver Waveguide Coated with Cyclo-Oxane Polymers for Delivery the Infrared Lasers	679
S. Somkuampanit, <i>King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang</i> ; Y. Shi, and M. Miyagi, <i>Tohoku University</i>	
FP1-3 : Simple Microwave Waveguide Passive Power Limiter	683
Lioudmila Drozdovkaia and Nicholai Drozdovski, <i>Institute of Space and Astronautical Science</i>	
FP1-4 : A Homodyne Multi-Port Network Analyzer for S Parameter Measurements of Microwave N-Port Circuits/Systems	687
Fadhel M. Ghannouchi, <i>Ecole Polytechnique</i>	
FP1-5 : Electromagnetic Field in a Concentric Conducting Circular Cavity Excited by Rectangular Waveguide	691
Chokchai Saengdao and Monai Krairiksh, <i>Mahanakorn University of Technology</i>	
FP1-6 : Input Resistance of Hollow Cylindrical Cavity Resonator Excited by Electric Probe	695
Chanchai Laohapensaeng, Sompole Kosulvit, and Monai Krairiksh, <i>Mahanakorn University of Technology</i>	
FP1-7 : Novel Automatic Tuning System Using PLL with Switched Capacitor Circuit Technique	699
Shigetaka Takagi, Kazuyuki Wada, Nobuo Fujii, <i>Tokyo Institute of Technology</i> ; and Takeshi Yanagisawa, <i>Shibaura Institute of Technology</i>	

Input resistance of a hollow cylindrical cavity resonator excited by an electric probe

Chanchai Laohapensaeng*, Monai Krairiksh**, and Sompol Kosulvit**

*Microwave Lab, Telecommunication Engineering Department,
Mahanakorn University of Technology
51 Cheum-Sampan Rd., Nong Chok, Bangkok 10530, Thailand
Email:chanchai@mut.ac.th

**Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Bangkok 10520, Thailand
Email:kkmonai@kmitl.ac.th

Abstract

This article investigates an input impedance of a cylindrical cavity resonator excited by an electric probe. The input impedance is considered as the superposition of a resistance due to the cavity structure and a impedance across the electric probe terminal. Electric Green's function due to an electric probe are derived. Based on these Green's function, the distribution of electromagnetic fields inside the cavity and the input impedance can be derived. Comparison of theoretical result with measurement is in good agreement.

I. Introduction

Cylindrical cavity resonator is used in many microwave application such as filter, wave meter, power meter etc[1,3]. When the rotational symmetry is desirable, the cavity excited in TM_{0np} mode is considered, which is accomplished by using an electric probe fed as shown in Fig 1. The subscript "n" and "p" after the TM refers to number of electric or magnetic field variations along the radius and the height of the cavity respectively. The distribution of electromagnetic field and Q-factor of TM_{0np} modes in cylindrical cavity are theoretically investigated by many authors such as [1-2]. The input impedance, which is very important in practical design, is not available. Hence, study of the input impedance of the cylindrical cavity is of paramount importance.

In this article, the input impedance of the cylindrical cavity excited in TM_{0np} mode is investigated theoretically and verified by experiments. Based on the method given in [4]. The input impedance of cylindrical cavity excited by an electric probe is considered as the superposition of the cavity structure impedance and the probe impedance, which is related to the distribution of the electromagnetic fields in side the cavity. Electric Green's function due to an electric probe are derived,

and the distribution of electromagnetic fields inside the cavity can be found.

II. Formulation

A. Input impedance

Let us consider the geometry of a cylindrical cavity resonator as shown in Fig. 1 where "a" and "h" are the radius and height of the cavity, respectively. The cavity is fed by an electric probe of length "l" and radius "r₀", which is located along z axis. Based on the method given in [4], the input impedance of this cavity can be considered as the superposition of the impedance due to the cavity structure and the probe impedance :

$$Z_{in} = Z_c + Z_p \quad (1)$$

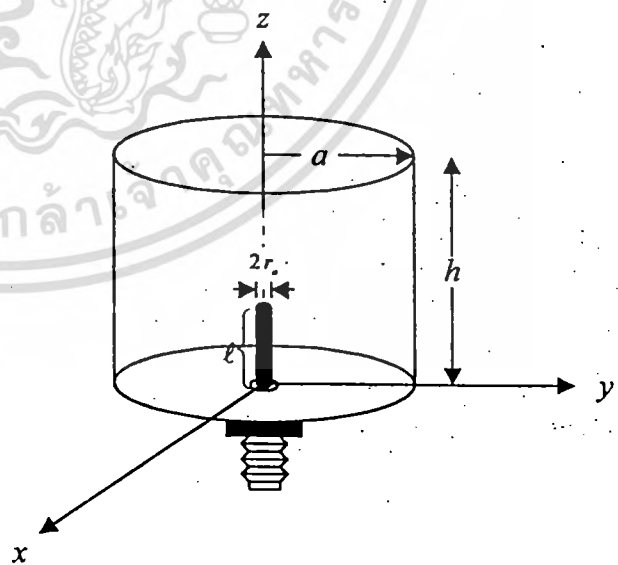


Fig.1 Cylindrical cavity excited by an electric probe.

where Z_c is the impedance due to the cavity structure, which is pure real and equals to resistance R_c at resonance frequency. It is calculated from the following expression [3]

$$R_c = 2 \frac{\text{Power Loss in the cavity}}{|I_o|^2} = R_s \frac{\int_{\text{cavity}} |H_{tan}|^2 ds}{|I_o|^2} \quad (2)$$

where " R_s " and " H_{tan} " are the resistance and the tangential magnetic field on cavity surface, respectively. " I_o " is the magnitude of the current at the input terminal of the electric probe. The second part of the impedance in (1) is the probe impedance, which is the impedance measured across the electric probe terminal and is determined by the following equation [4]:

$$Z_p = - \frac{1}{|I_o|^2} \int_S E(\bar{r}) \cdot J(\bar{r}) ds \quad (3)$$

where $E(\bar{r})$ is an electric field in the cavity due to the electric probe, and $J(\bar{r})$ is the electric current density, which is related to the current distribution on the electric probe by

$$I(r) = 2\pi r_o J(r) \quad (4)$$

In eqn. (2)-(3), we can see that when the electromagnetic field in the cavity and the current on the electric probe can be found, the input impedance of the cylindrical cavity can be obtained from eqn. (1).

B. Derivation of the electromagnetic field in the cavity

To solve for the distribution of the electromagnetic field of the TM_{0np} cylindrical cavity excited by an electric probe, a cylindrical coordinate system is chosen so that the probe coincides with the z axis. Practically, the radius of the electric probe is usually very small as a fraction of the operating wavelength. Thus, we will assume that the current distribution on the electric probe is sinusoidal. When the distribution of current density is defined, the electromagnetic field inside the cavity can be derived from a single component of the magnetic vector potential A_z [5]. The potential A_z and the field components are then given by the following expression

$$A_z = \frac{\mu}{2\pi r_o} \int_{z'=0}^{z'=\ell} I_o \sin[k(\ell-z')] G^e dz' \quad (5)$$

$$E_\rho = \frac{1}{i\omega\epsilon} \frac{\partial^2 A_z}{\partial \rho^2 \partial z} \quad (6)$$

$$E_z = \frac{1}{i\omega\epsilon} \left(k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) A_z \quad (7)$$

and

$$H_\phi = - \frac{\partial A_z}{\partial \rho} \quad (8)$$

where G^e in eqn. (5) is the electric Green's function, which the solution must satisfy the partial differential equation [5]

$$\nabla^2 G^e + k^2 G^e = \delta(\rho - \rho') \delta(z - z') \quad (9)$$

subject to the boundary condition of the cavity structure (i.e. the tangential components of the electric field vanishes on the cavity surface). According to the symmetry of the problem, $\partial / \partial \phi = 0$, (9) becomes

$$\left(\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \rho \frac{\partial}{\partial \rho} + k^2 + \frac{\partial^2}{\partial z^2} \right) G^e(\rho, z; r_o, z') = (\rho - \rho') \delta(z - z') \quad (10)$$

The Green's function can be derived either in closed, series, or integral form. Here we choose the series form. Since the component E_ρ of the electric field must be vanished on the surface of the cavity at z equals zero and h . Thus we can express G^e as

$$G^e(\rho, z; r_o, z') = \sum_{n=0}^{\infty} f_n(z') g_n(\rho, r_o) \cos \frac{n\pi}{h} z \quad (11)$$

Substituting (11) into (10), and invoking the orthogonality of the eigenfunctions $\cos(n\pi z/h)$ and the property of the delta function, one finds

$$f_n(z') = \frac{\epsilon_n}{h} \cos \frac{n\pi}{h} z' \quad (12)$$

$$\text{where } \epsilon_n = \begin{cases} 1, & n=0 \\ 2, & n \geq 1 \end{cases} \quad (13)$$

and

$$\left(\frac{1}{\rho} \frac{d}{d\rho} \rho \frac{d}{d\rho} + k_n^2 \right) g_n(\rho, r_o) = -\delta(\rho - r_o) \quad (14)$$

where

$$k_n^2 = k^2 - \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2 \quad (15)$$

Eqn. (14) is an inhomogeneous Bessel differential equation. For $\rho \neq r_o$, the choice of g_n which satisfies the homogeneous differential equation corresponding to (14) and ensures finiteness at $\rho=0$ and the standing wave condition as $r_o \leq \rho \leq a$ is

$$g_n(\rho, r_o) = \begin{cases} AJ_0(k_n \rho), & \rho < r_o \\ BJ_0(k_n \rho) + CN_0(k_n \rho), & r_o \leq \rho < a \end{cases} \quad (16)$$

where $J_0(\cdot)$ and $N_0(\cdot)$ are the Bessel functions of the first kind and the second kind respectively, both of zero order. To determine the coefficients A, B and C, we use the boundary condition $E_z=0$ at $\rho=a$, and the properties of g_n at $\rho=r_o$, which is shown in [5]. Hence, these coefficients can be obtained as

$$C = -B \frac{J_0(k_n a)}{N_0(k_n a)} \quad (17)$$

$$A = \frac{J_0(k_n a)N_0(k_n r_o) - J_0(k_n r_o)N_0(k_n a)}{[J_0(k_n r_o)N_0'(k_n r_o) - N_0(k_n r_o)J_0'(k_n r_o)]J_0(k_n a)} \quad (18)$$

and

$$B = \frac{J_0(k_n r_o)N_0(k_n a)}{[J_0(k_n r_o)N_0'(k_n r_o) - N_0(k_n r_o)J_0'(k_n r_o)]J_0(k_n a)} \quad (19)$$

Finally, substituting (12) and (16) into (11), we obtain

$$G^e = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\epsilon_n r_o}{2h} \cos \frac{n\pi}{h} z' \cos \frac{n\pi}{h} z \begin{cases} \frac{J_0(k_n \rho)}{J_0(k_n a)} [J_0(k_n a)N_0(k_n r_o) + J_0(k_n r_o)N_0(k_n a)], & 0 < \rho < r_o \\ \frac{J_0(k_n r_o)}{J_0(k_n a)} [J_0(k_n \rho)N_0(k_n a) + J_0(k_n \rho)N_0(k_n a)], & r_o < \rho < a \end{cases} \quad (20)$$

The magnetic vector potential A_z due to an electric current distribution can be determined from (5) using (20), and the field components E_ρ , E_z and H_ϕ can now be found from (6)-(8).

III. Results

The formulas derived in the previous sections are used to find the input impedance of the cylindrical cavity excited in TM_{0np} mode. This section shows the example of calculation results of the input impedance of the cavity excited in TM_{011} mode. These results are verified by experiment. The measurement of the input impedance at various ℓ are measured by a HP 8270C network analyzer. The cavity operates at the frequency of 2,450 MHz, which the radius and height of cavity structure are 5 cm and 17.5 cm, respectively. In the calculation the radius of an electric probe are fixed as 1 mm and its length is varied. Fig.2 shows a comparison between the input impedance of the theoretical and the experimental results, which the resistance and the reactance are shown in Fig.2a and Fig.2b, respectively. Input resistance is increased, where the capacitive reactance is decreased when the probe length is increased. When the probe length is shorter than 3cm, the error is quite high. This might due to the assumption of current distribution on the probe. However, the two results agree very well when the probe length is equal to and longer than 3 cm. Fig.3 shows the input impedance of the cavity of different dimensions. we can observe that the resistance of the cavities are in the same order, however the ratio of the radius to the height effects the input reactance considerably. When the ratio of radius to height of the cavity is small ($a/h=0.28$) the capacitance reactance is in the order of 36 ohm and it is increased to the order of several hundred ohms when the ratio of radius to the height is 2.3.

IV. Conclusion

This article derived the input impedance of the cylindrical cavity resonator excited by an electric probe. The input impedance can be considered as the superposition of the cavity structure resistance and the probe impedance. Electric Green's function due to an electric probe are derived, and based on these Green's function, the distribution of electromagnetic fields inside the cavity and the input impedance can be found. Comparison between the theoretical results with measurements are shown, which explain the nature of this cavity. The result are accurate when the probe length is longer then 3 cm.

Reference

- [1] D. M. Pozar, "Microwave Engineering," Addison Wesley, 1993.
- [2] R. E. Collin, "Foundations for Microwave Engineering," McGraw-Hill, 1996.
- [3] H. Matsumura, "Analysis of a microwave power amplifier using a combiner/divider with circular cavity," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.33, pp. 928-933. July 1990.
- [4] T. M. Habashy, S. M. Ali, and J. A. Kong, "Input impedance and radiation pattern of cylindrical-rectangular and wraparound microstrip antennas," *IEEE Trans. Antenna and propagat.*, vol.38, pp. 722-731. May 1990.
- [5] B. Tomasic, and A. Hessel, "Electric and magnetic current source in the parallel plate waveguide," *IEEE Trans. Antenna and Propagat.* vol. AP-35. pp. 1307-1310.

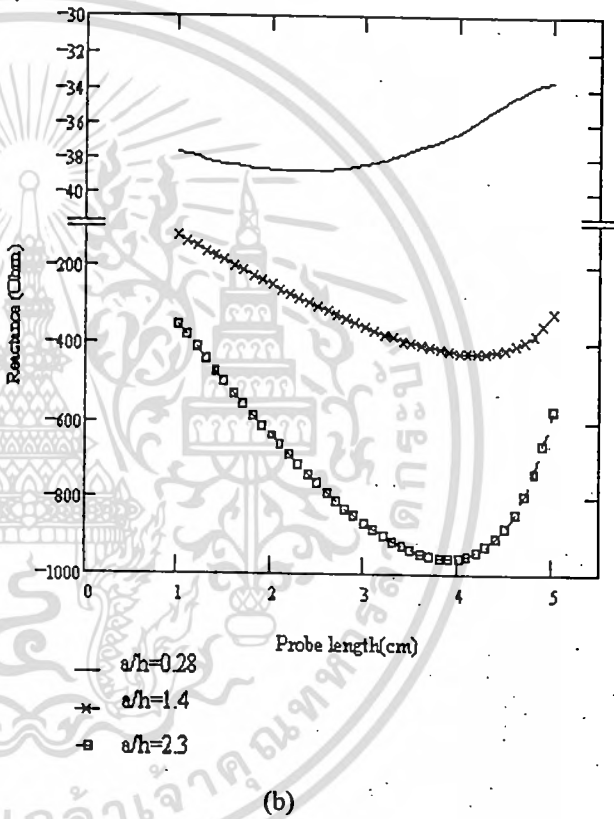
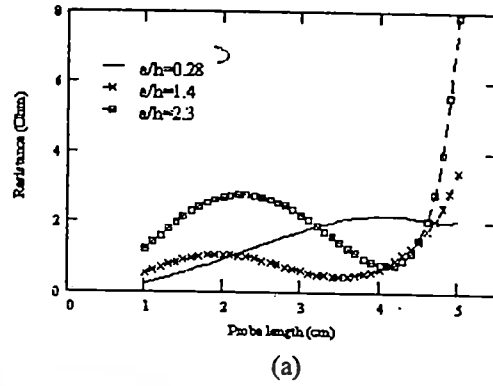


Fig.3 Input impedance of a cylindrical cavity excited in TM_{011} mode when a/h is varied (a) resistance. (b) reactance.

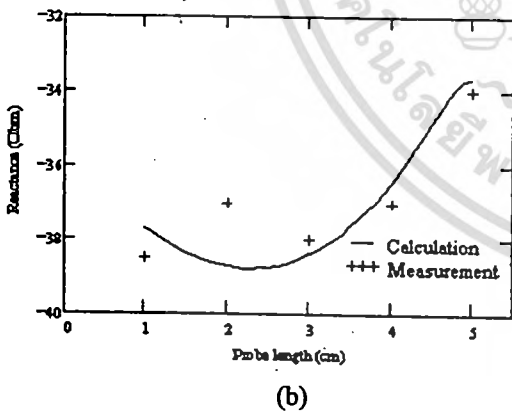
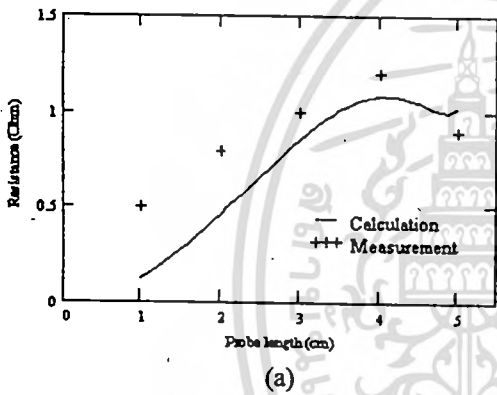


Fig. 2 Input impedance of a cylindrical cavity excited in TM_{011} mode, $f=2,450$ MHz, $a=5$ cm, $h=7.5$ cm. (a) resistance. (b) reactance.

เอกสารหมายเลข 24



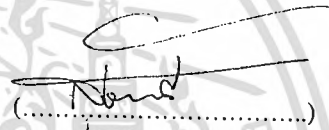
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Characteristics of a Helical Antenna on the Ground Plane Radiating Circularly Polarized Omnidirectional Beam

ผู้ร่วมงาน จำนวน 5 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

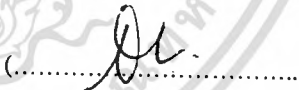
ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นางสาวสุธาสิณี ละมุลตรี	20.00
2. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	20.00
3. นายสมผล โกศลวิตร	20.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	20.00
5. นายฐิติพงษ์ เลิศวิริยะประภา	20.00


.....)

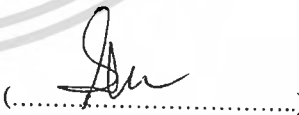
นางสาวสุธาสิณี ละมุลตรี


.....)

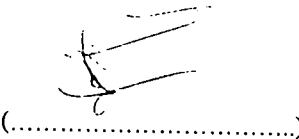
นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์


.....)

นายสมผล โกศลวิตร


.....)

นายโมไนย ไกรฤกษ์


.....)

นายฐิติพงษ์ เลิศวิริยะประภา

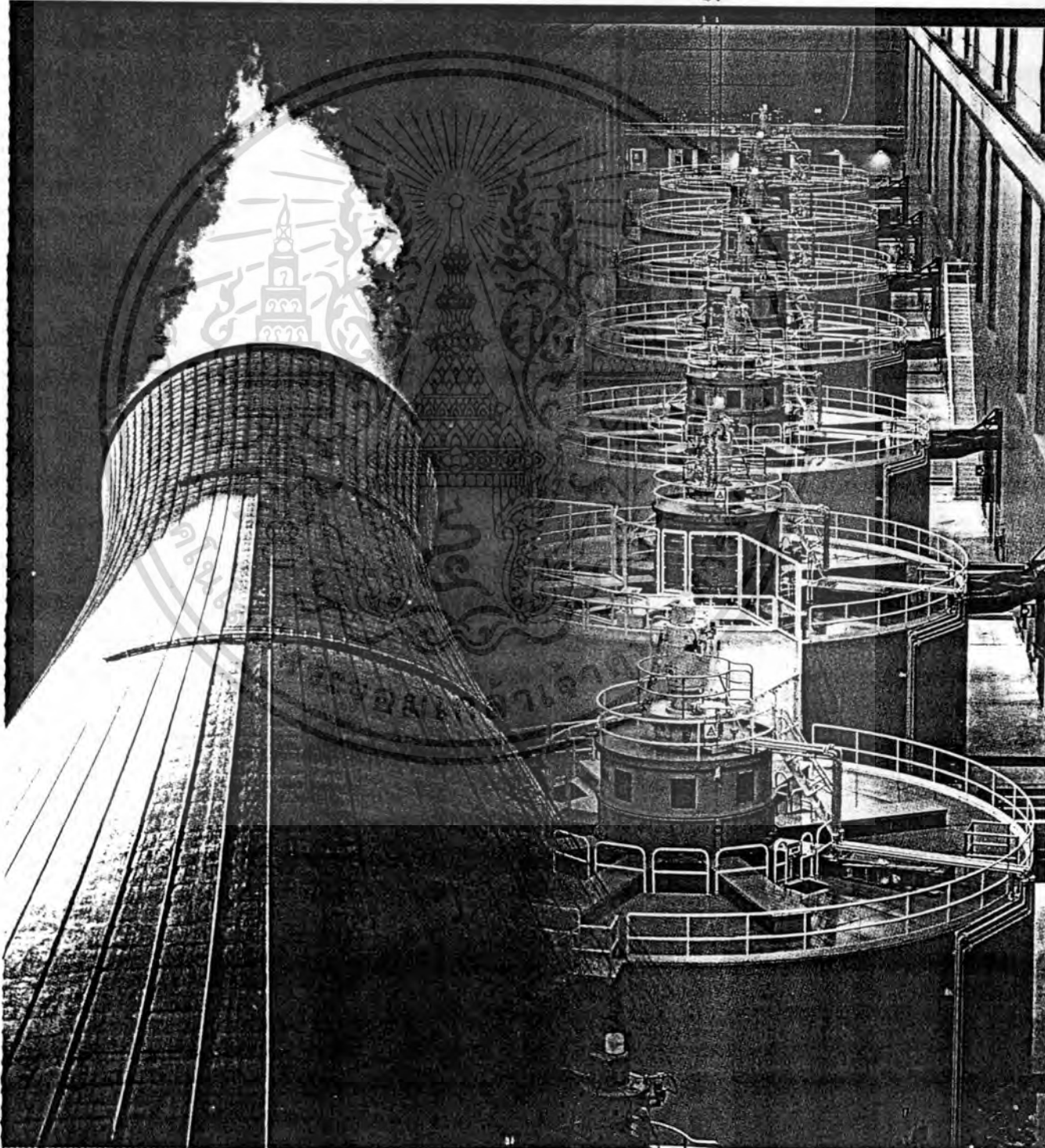
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ฉบับที่ 46 ปีที่ 16 เมษายน - กรกฎาคม 2545

ENGINEERING JOURNAL KASSETSART ISSN 0857-4154

วิศวกรรมสาร มก.



เอ

ไมวารณิดเาทุกซึน อึกทึงหามมิไหดดแปลงเนือหา แลลตอองอางอึงถึงเจาของเอกสารทุกครึงทึมการนำไปไซ

การจ่ายกำลังไฟฟ้าร่วมกันของโรงจักรไฟฟ้าพลังน้ำ และโรงจักรไฟฟ้า

พลังความร้อนในช่วงระยะเวลาอันสั้น

โดย ณัฐวุฒิ ยงใจยุทธ

สมโภชน์ ประไพ

83

การเฝ้าระวังอุทกภัยพื้นที่ชุมชนเทศบาลนครหาดใหญ่ และพื้นที่ชุมชนข้างเคียง

ประจำปี พ.ศ. 2544

โดย ชูเกียรติ ทรัพย์ไพศาล

92

คุณลักษณะของสายอากาศชนิดเกลียวบนแผ่นระนาบตัวนำที่มีการแพร่กระจาย

คลื่นแบบรอบตัวและมีการโพลาริซ์แบบวงกลม

106

โดย สุธาสินี ละมุลตรี

ชวงค์ พงศ์เจริญพานิชย์

สมผล โกศลวิตร

โมไนย ไกรฤกษ์

จิตติพงษ์ เลิศวิริยะประภา

การออกแบบและสร้างเครื่องจักรแปรรูปกระเทียมครบวงจร

โดย อภิชาติ จิรัฐติยานุกูร

สุวัฒน์ ตัดฉวีศรี

117

สถาปัตยกรรมเว็บแคชชนิดกำหนดบทบาทหน้าที่

โดย วุฒิพล พงศ์พัฒนกิจโชติ

สุรศักดิ์ สงวนพงษ์

125

ดิจิทัลสมอคูเลเตอร์หลายระดับบนช่องสัญญาณอากาศามที่เกิดการเฟดดิ้งหลายวิถี

โดย กำพล หลุยยะพงศ์

สุทธิชัย นพนาศิพงษ์

135

การศึกษาปฏิกิริยาไฮโดรดิซัลเฟอไรเซชันของโคเบนโซไทโอพีนโดยใช้ตัวเร่งปฏิกิริยา

โคบอลต์-โมลิบดีนัมที่เตรียมในรีเวิร์ส ไมเซลล์

โดย นันทพล วรธนะประทีป

อภิญา ดวงจันทร์

144

การปรับปรุงกระบวนการสร้างโครงสร้างต้นไม้ BSP โดยยึดตามจุดศูนย์กลางภาพ

โดย ชากร จันทอุไร

ศิริพร อ่องรุ่งเรือง

153

การศึกษาปริมาณความต้องการน้ำที่เหมาะสมสำหรับถั่วเขียวพันธุ์กำแพงแสน 1

โดย พรชัย ภู่อ้อมพันธุ์

สันติ ทองพำนัก

159

การนำเสนอโครงสร้างสามมิติเพื่อการค้นหาภาพด้วยหลักการสืบค้นเชิงความหมาย

โดย ดวงพร รังสิมันต์

ศิริพร อ่องรุ่งเรือง

169

คุณลักษณะของสายอากาศชนิดเกลียวบนแผ่นระนาบ

ตัวนำที่มีการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัว

และมีการโพลาไรซ์แนววงกลม

Characteristics of a Helical Antenna on

the Ground Plane Radiating Circularly

Polarized Omnidirectional Beam

สุธาสิทธิ์ ละมุลตรี¹

ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์²

สมผล โกศลวิตร²

โมไนย ไกรฤกษ์²

ฐิติพงษ์ เลิศวิริยะประภา³

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศชนิดเกลียวบนแผ่นระนาบตัวนำ ซึ่งสายอากาศชนิดนี้มีลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัว และมีการโพลาไรซ์แบบวงกลม โครงสร้างของสายอากาศจะประกอบด้วยเส้นลวดตัวนำที่พันเยื้องเป็นเกลียวในทิศทางเดียวกันจำนวน 4 เส้น โดยโครงสร้างนี้ได้ถูกจัดวางบนแผ่นระนาบตัวนำเพื่อให้มีการแพร่กระจายคลื่นเฉพาะครึ่งระนาบบน

และได้นำผลการเลี้ยวเบนที่เกิดจากแผ่นระนาบตัวนำขนาดจำกัดมาพิจารณาด้วย สำหรับวิธีการวิเคราะห์ได้เลือกใช้วิธีของดักย์เวกเตอร์ในการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งนิพจน์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าได้แสดงไว้ทั้งองค์ประกอบในแนวตั้งและแนวนอน สายอากาศชนิดนี้ถูกออกแบบให้มีการแพร่กระจายคลื่นแบบโพลาไรซ์ชนิดวงกลมหมุนขวา โดยได้แสดงแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นทั้งในองค์ประกอบที่มีการโพลาไรซ์

¹ นักศึกษาระดับปริญญาตรี คณะวิศวกรรมศาสตร์และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

² อาจารย์ คณะวิศวกรรมศาสตร์และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

³ อาจารย์ คณะครุศาสตร์อุตสาหกรรม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ร่วมและที่มีการโพลาริซัซชันไว้ รวมทั้งได้มีการวิเคราะห์ค่าอัตราส่วนแกนของสายอากาศเมื่อมีการเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น ตัวประกอบของขดเกลียว และค่ามุมเอียงของเกลียวเพื่อหาค่าที่เหมาะสมในการใช้งาน อีกทั้งได้แสดงรูปภาพของค่าอัตราส่วนแกนที่เป็นฟังก์ชันของพารามิเตอร์ตัวประกอบของขดเกลียวและค่ามุมเอียงของเกลียวที่ให้การโพลาริซัซชันแบบวงกลมโดยสมบูรณ์ด้วย ทั้งนี้เพื่อเป็นแนวทางสำหรับการออกแบบ นอกจากนี้ยังได้คำนวณค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชันของตัวประกอบของขดเกลียวและค่ามุมเอียงของเกลียวเพื่อเป็นพารามิเตอร์ในการใช้งานด้วย

Abstract

This paper presents the radiation characteristics of a helical antenna on the ground plane. This antenna is designed to radiate the omnidirectional beam with circular polarization. The structure of the antenna is composed of small conducting four rods wound helically in the same direction. They are mounted on the circular ground plane. The effect of the diffraction fields due to the finite size ground plane is taken into account. The analysis is carried out by using the vector potential method. The electromagnetic fields in both vertical and horizontal components are derived. This antenna is designed to obtain right hand circular polarization (RHCP). Therefore, the co-polarized and cross-polarized patterns are examined. In addition, the axial ratios for various parameters such as winding factor and pitch angle are calculated. The axial ratio

for optimum parameters viz., winding factor and pitch angle are illustrated as the guideline for the design criterion. The directivity of the antenna as the functions of winding factor and the pitch angle are also investigated.

1. บทนำ

ในปัจจุบันนี้การสื่อสารแบบไร้สายและการสื่อสารเคลื่อนที่ได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก การศึกษาค้นคว้าและพัฒนาสายอากาศที่จะไปประยุกต์ใช้กับระบบเหล่านี้จึงเป็นสิ่งจำเป็น ในช่วงเวลาที่ผ่านมามีการศึกษาค้นคว้าและวิจัยเกี่ยวกับสายอากาศเป็นจำนวนมาก ซึ่งสายอากาศแต่ละชนิดได้นำไปประยุกต์ใช้ในงานที่แตกต่างกัน สายอากาศที่ให้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัวก็ได้รับความนิยมในการประยุกต์ใช้งานเป็นสายอากาศที่สถานีฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ [1] โดยทั่วไปนิยมใช้สายอากาศไดโพล [2] สำหรับแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัวและมีการโพลาริซัซชันเชิงเส้น แต่หากต้องการการแพร่กระจายคลื่นที่มีการโพลาริซัซชันเป็นวงกลมจำเป็นต้องใช้สายอากาศชนิดเกลียว [3] ในงานวิจัยที่มีมาก่อนนั้น ส่วนมากสายอากาศชนิดเกลียวมีการออกแบบให้ทำงานในโหมดตามแกน (axial mode) [4] ซึ่งมีการแพร่กระจายคลื่นที่มีลำคลื่นหลักทิศทางเดียว (unidirectional beam) แต่สำหรับกรณีการทำงานในโหมดตั้งฉาก (normal mode) ที่มีการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัว (omnidirectional beam) นั้นมีการวิจัยน้อยมาก งานวิจัยที่พบก็เป็นสายอากาศชนิดเกลียวขนาดเล็ก (small helix) วางในช่องว่างอิสระ [5] ซึ่งพบว่ามีความเจาะจงทิศทางต่ำ ในบทความนี้จึงได้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

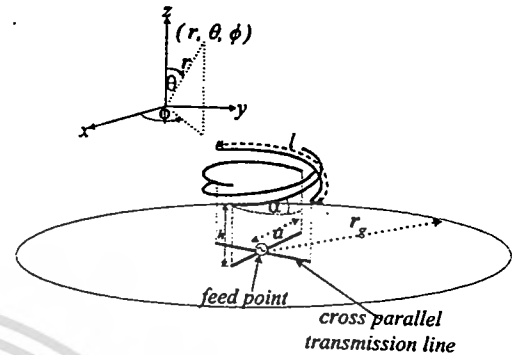
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอากาศชนิดเกลียวที่มีการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัวและมีการโพลาไรซ์แบบวงกลม โครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วยลวดตัวนำจำนวน 4 เส้นพันเอียงเป็นเกลียวในทิศทางเดียวกันบนแผ่นระนาบตัวนำ เพื่อให้มีการแพร่กระจายคลื่นครั้งเดียวและมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงชัน โดยสายอากาศชนิดนี้ได้ถูกออกแบบให้มีการแพร่กระจายคลื่นแบบโพลาไรซ์วงกลมชนิดหมุนขวา ซึ่งได้วิเคราะห์แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นทั้งในองค์ประกอบที่มีการโพลาไรซ์ร่วม (co-polarization) และการโพลาไรซ์ไขว้ (cross-polarization) และเนื่องจากในการใช้งานจริงจะใช้แผ่นระนาบตัวนำขนาดจำกัด ดังนั้นจึงได้คำนวณผลกระทบของการเลี้ยวเบนที่เกิดจากแผ่นระนาบตัวนำขนาดจำกัด [6]-[8] เพื่อนำมาเปรียบเทียบกับกรณีที่สายอากาศวางบนแผ่นระนาบตัวนำขนาดอนันต์ รวมทั้งได้มีการวิเคราะห์ค่าอัตราส่วนแแกนเมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ นอกจากนี้ยังได้คำนวณค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชันของตัวประกอบของขดเกลียวและค่ามุมเอียงของเกลียวด้วย ทั้งนี้เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบสายอากาศที่สมบูรณ์

2. โครงสร้างของสายอากาศ

โครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วยจำนวนคู่ของลวดตัวนำ 2 คู่ พันเอียงแบบเกลียวในทิศทางเดียวกันและถูกจัดวางบนแผ่นระนาบตัวนำวงกลม โดยความยาวของเส้นลวดที่นำมาพันเอียงแบบเกลียวมีค่าเท่ากับ l และความสูงตรงของสายอากาศมีค่าเท่ากับ h รัศมีของเกลียวแต่ละขดมีค่าเท่ากับ a สำหรับค่ามุมเอียงของเกลียวแต่ละขดและค่าตัวประกอบของเกลียวมีค่าเป็น α และ ξ ตามลำดับ และสายอากาศชนิดนี้ได้จัดวางบนแผ่นระนาบตัวนำวงกลม

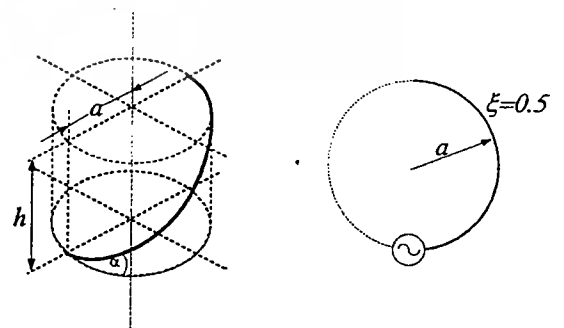
ขนาดรัศมีเท่ากับ r_g ดังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศชนิดเกลียวที่วางบนแผ่นระนาบตัวนำวงกลม

ในการป้อนสัญญาณจะป้อนตรงจุดกึ่งกลางของสายส่งที่ไขว้แบบขนาน (cross parallel transmission line) โดยเส้นลวดตัวนำที่ปลายแขนทั้ง 4 ของสายส่งที่ไขว้กันนั้นพิจารณาให้มีเฟสตรงกัน

สำหรับตัวประกอบของขดเกลียว คือค่าที่บอกถึงการพันเอียงของเส้นลวดตัวนำที่ปลายแขนทั้ง 4 เป็นวงกลม ซึ่งค่าตัวประกอบขดเกลียวนี้ไม่มีหน่วย เช่น ถ้าพันเอียงครบรอบนั้นคือค่าตัวประกอบขดเกลียว (ξ) เท่ากับ 1 หรือหากพันแบบเอียงไปครึ่งรอบนั้นคือค่าตัวประกอบของขดเกลียวของสายอากาศมีค่าเท่ากับ 0.5 ดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 ค่าตัวประกอบขดเกลียว (ξ) ของสายอากาศชนิดเกลียว

3. ทฤษฎีและการคำนวณ

3.1 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศชนิดเกลียวในกรณีขนาดรัศมีของแผ่นระนาบตัวนำมีขนาดอนันต์

เมื่อพิจารณาการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศชนิดเกลียวที่วางบนแผ่นระนาบตัวนำขนาดรัศมีเป็นอนันต์ ($r_g = \infty$) โดยวิธีตัดย์เวกเตอร์ช่วย นิพจน์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งองค์ประกอบในแนวตั้งและองค์ประกอบในแนวนอนแสดงได้ดังสมการที่ (1) และ (2) ตามลำดับ

$$E_\theta(\theta, \phi) = jE_0 \sin\alpha \left\{ \cos u + \cos v \right\}$$

$$\frac{\cos w}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - w^2} \sin \theta \quad (1)$$

$$E_\phi(\theta, \phi) = E_0 \cos\alpha \left\{ \sin u \cos\phi + \sin v \sin\phi \right\} \frac{\cos w}{\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - w^2} \quad (2)$$

โดยที่

$$E_0 = \frac{2h^2 I_m}{\lambda} \quad k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$I_m = 1 \quad \eta = 120\pi$$

$$u = ka \sin\theta \cos\phi \quad v = ka \sin\theta \sin\phi$$

$$w = kh \cos\theta \quad a = \frac{\lambda \cos\alpha}{8\pi\xi}$$

$$l = \frac{a\xi}{\cos\alpha} \quad h = l \sin\alpha$$

และ I_m คือค่าขนาดสูงสุดของกระแสที่ป้อนให้กับสายอากาศ โดยในที่นี้ได้นอร์แมลไลซ์ให้มีค่าสูงสุดเท่ากับ 1

จากสมการที่ (1) และ (2) จะพบว่าพารามิเตอร์ที่มีผลต่อคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่น คือมุมเอียงของเกลียวแต่ละขด (α) และค่าตัวประกอบขดเกลียว (ξ) ของสายอากาศ

3.2 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศชนิดเกลียวในกรณีขนาดรัศมีของแผ่นระนาบตัวนำมีขนาดจำกัด

ในทางปฏิบัติจะใช้แผ่นระนาบตัวนำขนาดรัศมีจำกัดแทนการใช้แผ่นระนาบตัวนำที่มีขนาดรัศมีอนันต์ที่ใช้ในการคำนวณ ดังนั้นจึงต้องคิดผลกระทบของการเลี้ยวเบนคลื่นที่เกิดจากขอบของแผ่นระนาบตัวนำขนาดจำกัดด้วย โดยการใช้ทฤษฎีการเลี้ยวเบนเชิงเรขาคณิต (Geometrical Theory of Diffraction) ซึ่งถ้าคิดที่สนามทั้งหมดที่ตกกระทบจะใช้สูตรในสมการ (3) โดยกำหนดรูปทรงโครงสร้างของสายอากาศให้มีความสมมาตรกัน และกำหนดค่า ϕ เป็นจุดอ้างอิงจุดหนึ่ง เพื่อคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบ $x-y$ ซึ่งจากรูปที่ 1 จะสังเกตเห็นได้ว่าค่าสนามที่เกิดการเลี้ยวเบน (diffracted fields) จากจุดสองจุดบนขอบของแผ่นระนาบตัวนำก็จะมีผลต่อแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ และเพื่อชดเชยความไม่ต่อเนื่องที่รอยต่อระหว่างบริเวณสนามปรากฏกับบริเวณสนามเงา จึงต้องพิจารณาการเลี้ยวเบนอันดับที่สองของสนาม (second-order-diffracted field) ด้วย นอกจากนี้ในบริเวณแกน ($\theta = 0^\circ$ และ $\theta = 180^\circ$) จะเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างรุนแรง (axial caustics) จึงทำให้เกิดความผิดพลาดในการคำนวณ จึงต้องมีการพิจารณาค่ากระแสสมมูลย์ (equivalent current) ในบริเวณดังกล่าวด้วย ดังนั้นค่าของสนามทั้งหมดที่ได้จากสายอากาศชนิดเกลียวที่วางบนแผ่นระนาบตัวนำขนาดรัศมีจำกัดจะได้จากผลรวมของสนามจากสายอากาศชนิดเกลียวกรณีทีแผ่นระนาบตัวนำมีขนาดรัศมีอนันต์ และค่าสนามที่เกิดจากการเลี้ยวเบนบริเวณขอบของแผ่นระนาบตัวนำทั้งหมด ซึ่งแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_t^f = E_t^i + E_t^d \quad (3)$$

และ

$$E_t^i(\theta, \phi) = \left| \frac{E_\theta(\theta, \phi) + E_\phi(\theta, \phi)}{\sqrt{2}} \right| \frac{e^{-jk_r r}}{r} \quad (4)$$

สำหรับค่าสนามที่เลี้ยวเบนที่รอยเชื่อมต่อบริเวณขอบของแผ่นระนาบตัวนำแต่ละด้านนั้น ค่าสนามซึ่งนำมาคำนวณเป็นค่าการเลี้ยวเบนอันดับที่สองของสนามและจะคิดค่ากระแสสมมูลย์ที่บริเวณใกล้เคียงกันดังนี้

$$E_t^d = E_1^d + E_2^d + E_{12}^d + E_{en}^d \quad (5)$$

เมื่อสนามที่เลี้ยวเบนในแต่ละด้านของแผ่นระนาบตัวนำเป็น

$$E_z^d = E_z^i(Q_c) D_c A(\theta) e^{jk_r r_g(1-\sin\theta)} \quad (6)$$

และค่าสัมประสิทธิ์การเลี้ยวเบน (diffraction coefficient) คือ

$$D_1 = \frac{(j-1)}{2\sqrt{2\pi k}} \frac{F(kr_g(1-\sin\theta))}{\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)} \quad (7)$$

$$E_{en}^d = -j \frac{4h^2}{\pi\lambda} \left| \frac{\sin\alpha \{ \cos(kr_g) + 1 \} + \cos\alpha \sin(kr_g)}{\sqrt{2}} \right| \frac{J_1(kr_g \sin\theta)}{2\cos\left(\frac{\chi}{2}\right)} e^{-jk_r r_g} \quad (13)$$

เมื่อ

$$\chi = \begin{cases} 90^\circ & ; \theta \rightarrow 0^\circ \\ 270^\circ & ; \theta \rightarrow 180^\circ \end{cases}$$

ζ มีค่าเท่ากับ 1 หรือ 2 ตามด้านของขอบที่ใช้ในการคำนวณ และ $F(v) = 2j\sqrt{v}e^{jv} \int_{\sqrt{v}}^{\infty} e^{-jv^2 dt}$

$$D_2 = \frac{(j-1)}{2\sqrt{2\pi k}} \frac{F(kr_g(1+\sin\theta))}{\operatorname{sgn}\left(\frac{\pi}{2}-\theta\right) \left(\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \right)} \quad (8)$$

และค่าตัวประกอบของการแพร่กระจาย (spreading factor) สามารถเขียนได้เป็น

$$A(\theta) = \frac{1}{\sqrt{r_g \sin\theta}} \quad (9)$$

ค่าการเลี้ยวเบนอันดับที่สองของสนามสามารถแสดงได้ดังนี้

$$E_{12}^d = 2E_2^d(Q_1) D_{12} A_{12}(\theta) e^{jk_r r_g(3-\sin\theta)} \quad (10)$$

เมื่อ

$$D_{12} = \frac{(j-1)}{2\sqrt{2\pi k}} \frac{F(2kr_g(1-\sin\theta))}{\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)} \quad (11)$$

$$A_{12}(\theta) = \sqrt{\frac{2r_g}{\sin\theta}} \quad (12)$$

และค่ากระแสสมมูลย์ที่บริเวณแกน (axial region) จะอยู่ในรูป

4. การวิเคราะห์หาพารามิเตอร์ในการออกแบบ

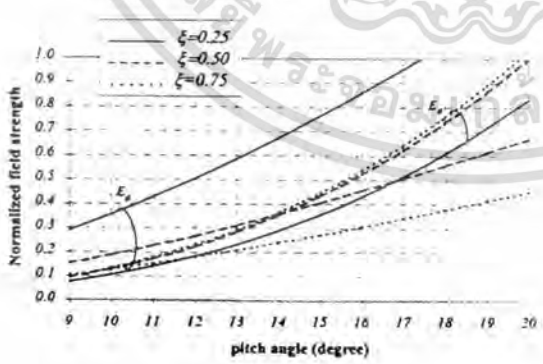
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศ เพื่อให้ได้ค่าพารามิเตอร์ที่ดีที่สุดในการออกแบบสายอากาศชนิดเกลียว ที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัวและมีการโพลาริซวงกลม โดยการวิเคราะห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอัตราส่วนแกนของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น ค่าตัวประกอบของขดเกลียว และค่ามุมเอียงของเกลียว รวมทั้งค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่างๆ ทั้งนี้เพื่อใช้ในการพิจารณาหาเงื่อนไขที่ดีที่สุดของสายอากาศ

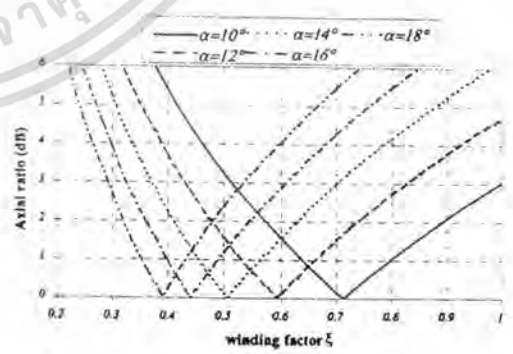
เมื่อพิจารณาค่าขนาดสนามไฟฟ้าทั้งองค์ประกอบในแนวตั้งและองค์ประกอบในแนวนอนของสายอากาศ ถ้าต้องการให้มีการโพลาไรซ์วงกลมนั้นค่าสนามทั้งสององค์ประกอบต้องมีขนาดเท่ากัน ซึ่งในรูปที่ 3 ได้แสดงค่าสนามทั้งในองค์ประกอบแนวตั้ง (E_v) และในองค์ประกอบแนวนอน (E_h) ของสายอากาศที่เป็นฟังก์ชันของมุมเอียงโดยเปลี่ยนค่าตัวประกอบของขดเกลียว สังเกตได้ว่าค่าสนามองค์ประกอบในแนวตั้งและในองค์ประกอบแนวนอนที่ตัดกันนั้นคือ จุดที่ค่าสนามทั้งสององค์ประกอบมีค่าเท่ากัน ตัวอย่างเช่น ถ้ากำหนดค่าตัวประกอบของขดเกลียวมีค่าเท่ากับ 0.5 ดังนั้นค่าสนามในองค์ประกอบแนวตั้งและในองค์ประกอบแนวนอนจะมีค่าเท่ากันเมื่อพันขดลวดเอียงประมาณ 14°



รูปที่ 3 ค่าสนามในองค์ประกอบแนวตั้งและแนวนอนที่เป็นฟังก์ชันของค่ามุมเอียงของขดเกลียวเมื่อเปลี่ยนค่าตัวประกอบของขดเกลียวของสายอากาศ

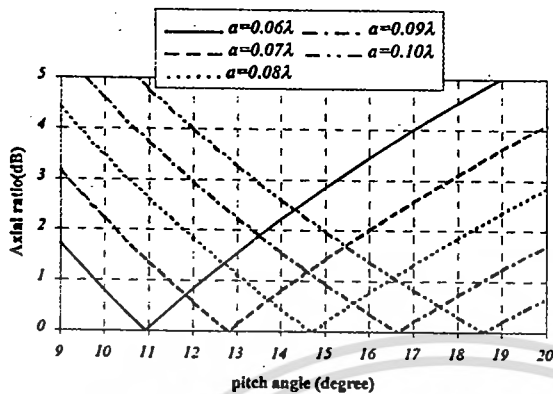
การที่จะทำให้สายอากาศมีการแพร่กระจายคลื่นโพลาไรซ์วงกลมแบบหมุนขวาที่สมบูรณ์ นอกจากค่าขนาดของสนามทั้งสององค์ประกอบจะเท่ากันแล้ว ค่าสนามในองค์ประกอบแนวนอนจะต้องมีเฟสตามค่าสนามในองค์ประกอบแนวตั้งอยู่ 90° ด้วย และการโพลาไรซ์วงกลมที่สมบูรณ์นั้นค่าอัตราส่วนแกนจะต้องมีค่า 0 dB ซึ่งในรูปที่ 4 ได้แสดงค่าอัตราส่วนแกนที่เป็นฟังก์ชันของค่าตัวประกอบของขดเกลียวของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนค่ามุมเอียงของเกลียว ซึ่งสังเกตได้ว่าที่ค่ามุมเอียงของเกลียวค่าหนึ่ง จะมีค่าตัวประกอบของขดเกลียวหนึ่งเท่านั้นที่จะทำให้มีการโพลาไรซ์วงกลมที่สมบูรณ์หรือค่าอัตราส่วนแกนมีค่าประมาณ 0 dB

และเมื่อพิจารณาค่าอัตราส่วนแกนที่เป็นฟังก์ชันของค่ามุมเอียงของขดเกลียวเมื่อเปลี่ยนขนาดรัศมีของขดเกลียวของสายอากาศ ดังแสดงในรูปที่ 5 ซึ่งหากเลือกรัศมีขดเกลียวขนาดหนึ่งจะมีค่ามุมเอียงของเกลียวค่าหนึ่งเท่านั้นที่ทำให้มีการโพลาไรซ์วงกลมที่สมบูรณ์หรือค่าอัตราส่วนแกนเท่ากับ 0 dB เช่น รัศมีขดเกลียวของสายอากาศเท่ากับ 0.06λ จะต้องพันขดลวดเอียงเป็นมุมประมาณ 11° เป็นต้น



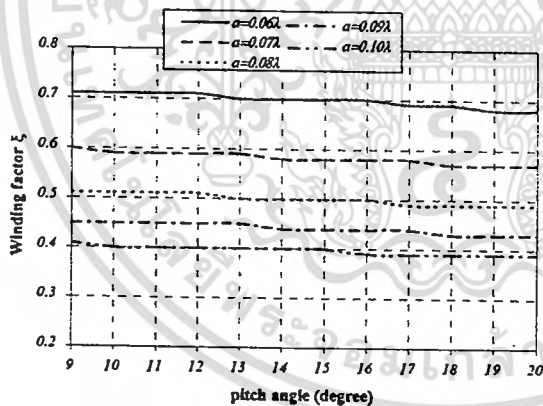
รูปที่ 4 ค่าอัตราส่วนแกนที่เป็นฟังก์ชันของค่าตัวประกอบของขดเกลียวของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนค่ามุมเอียงของขดเกลียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5 ค่าอัตราส่วนแกนที่เป็นฟังก์ชันของค่ามุมเอียงของเกลียวเมื่อเปลี่ยนค่ารัศมีขดเกลียวของสายอากาศ

ส่วนความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบของขดเกลียวและค่ามุมเอียงของเกลียวที่ทำให้มีการโพลาไรซ์วงกลม เมื่อเปลี่ยนรัศมีขดเกลียวแสดงจะได้ดังรูปที่ 6

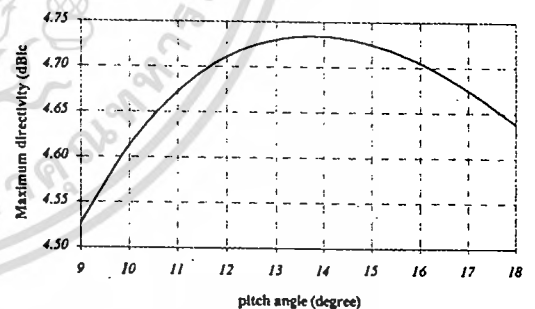


รูปที่ 6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวประกอบของขดเกลียวและค่ามุมเอียงของเกลียวที่ทำให้มีการโพลาไรซ์วงกลมเมื่อเปลี่ยนรัศมีขดเกลียว

จากการวิเคราะห์ดังกล่าวมา ในการออกแบบสายอากาศชนิดเกลียว สามารถออกแบบได้ง่ายโดยใช้รูปที่ 5 และรูปที่ 6 ได้ โดยขั้นตอนแรกเลือกความถี่ที่ใช้งาน ซึ่งจะสามารถคำนวณหาความยาวคลื่นได้ จากนั้นให้เลือก

รัศมีขดเกลียวที่เป็นฟังก์ชันของความยาวคลื่นจะนำมาทำสายอากาศ แล้วหาค่ามุมเอียงของเกลียวได้จากรูปที่ 4 เมื่อได้ค่ามุมเอียงแล้วก็สามารถหาค่าตัวประกอบของขดเกลียวได้จากรูปที่ 6 ซึ่งจะทำให้ได้สายอากาศชนิดเกลียวที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัวและมีการโพลาไรซ์แบบวงกลมได้ตามต้องการ

จากที่ได้แสดงการวิเคราะห์ในเบื้องต้น และเพื่อสนับสนุนผลจากการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ที่เลือกนั้น จะพิจารณาค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศประกอบด้วย เมื่อเลือกค่าตัวประกอบของขดเกลียวและค่ามุมเอียงของเกลียวเท่ากับ 0.5 และ 14° ตามลำดับ โดยในรูปที่ 7 ได้แสดงค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชันของค่ามุมเอียงของเกลียว เมื่อกำหนดให้ค่าตัวประกอบของขดเกลียวมีค่าเท่ากับ 0.5 ซึ่งสังเกตได้ว่าที่ค่ามุมเอียงของเกลียวเท่ากับ 14° จะมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางมากที่สุดประมาณ 4.73 dBic



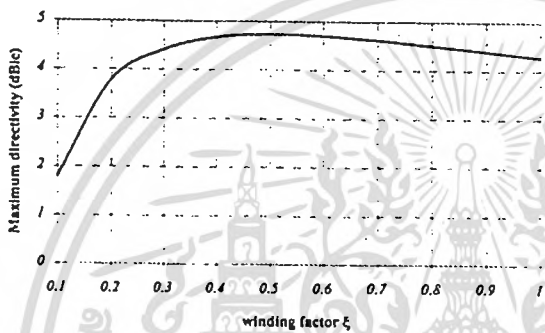
รูปที่ 7 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชันของค่ามุมเอียงของเกลียว เมื่อกำหนดให้ค่าตัวประกอบของขดเกลียวมีค่าเท่ากับ 0.5

และเมื่อพิจารณาค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศที่เป็นฟังก์ชันของค่าตัวประกอบของขดเกลียว เมื่อกำหนดค่ามุมเอียงของเกลียวเป็น 14° จะสังเกตได้ว่าค่าสภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เจาะจงทิศทางมีค่ามากที่สุดที่ค่าตัวประกอบของขดเกลียวมีค่า 0.5 ดังแสดงในรูปที่ 8 นั่นคือค่าพารามิเตอร์ที่เลือกนั้นมีคุณสมบัติเพียงพอในการนำมาใช้งาน และในบทความนี้จะใช้ค่าพารามิเตอร์นี้คือ ค่ามุมเอียงของเกลียวเท่ากับ 14° และค่าตัวประกอบของขดเกลียวมีค่าเท่ากับ 0.5 เป็นพารามิเตอร์ในการออกแบบ



รูปที่ 8 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชันของค่าตัวประกอบของขดเกลียว เมื่อกำหนดค่ามุมเอียงของเกลียวมีค่าเท่ากับ 14°

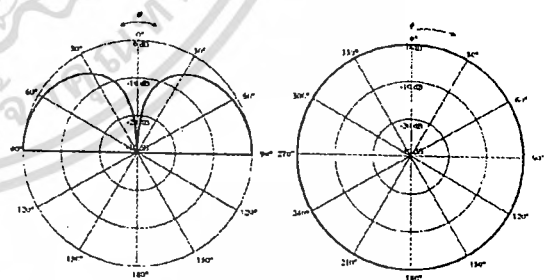
5. คุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ได้แก่ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ค่าอัตราส่วนแกนของสายอากาศและค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ เมื่อใช้ค่าพารามิเตอร์การออกแบบที่ได้ในการวิเคราะห์ตอนต้น

5.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นทั้งในระนาบมุมยกและระนาบมุมกวาดของสายอากาศชนิดเกลียวนั้น เนื่องจากมีนิพจน์ของ

สนามแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งองค์ประกอบแนวตั้งและองค์ประกอบแนวนอน และได้ออกแบบให้มีการโพลาริซวงกลมชนิดหมุนขวา จึงได้วิเคราะห์ค่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นทั้งในองค์ประกอบที่มีการโพลาริซร่วม (วงกลมหมุนขวา) และองค์ประกอบที่มีการโพลาริซไขว้ (วงกลมหมุนซ้าย) ในระนาบมุมยกและในระนาบมุมกวาด ซึ่งค่าระดับการโพลาริซไขว้ (cross-polarized level) ที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ -43.82 dB ซึ่งจะเห็นว่าค่าการโพลาริซร่วมและการโพลาริซไขว้มีความแตกต่างกันมากจึงไม่สามารถสังเกตเห็นระดับการโพลาริซไขว้ได้จากกราฟดังแสดงในรูปที่ 9 จะสังเกตเห็นว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นมีลักษณะแบบรอบตัว กล่าวคือ การแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยกนั้นมีค่าที่สนามเป็นศูนย์ (null) ในทิศทางตั้งฉากกับระนาบการวางของสายอากาศ ค่ามุมที่สนามสูงสุดจะชี้ในทิศขนานกับระนาบการวางของสายอากาศ และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาดจะมีความแรงของสนามเท่ากันทุกทิศทาง (non-directional pattern)

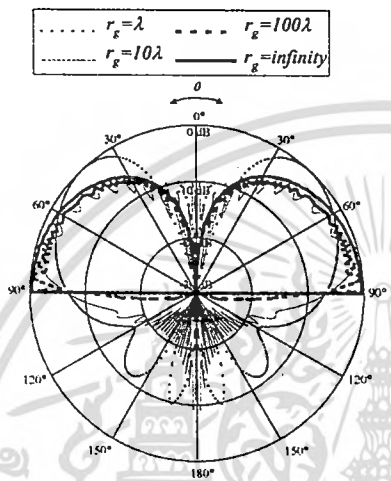


(ก) ระนาบมุมยก (ข) ระนาบมุมกวาด

รูปที่ 9 (ก) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบมุมยก

(ข) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบมุมกวาด (เมื่อพิจารณาขนาดรัศมีของแผ่นระนาบตัวนำเป็นอนันต์)

ในการใช้งานจริงนั้นจะใช้แผ่นระนาบตัวนำที่มีขนาดรัศมีจำกัดแทนแผ่นระนาบตัวนำที่มีขนาดรัศมีอนันต์ที่ใช้ในการคำนวณ ซึ่งผลของการเลี้ยวเบนที่ขอบของแผ่นระนาบตัวนำจะนำมาพิจารณาร่วมด้วย ดังแสดงในรูปที่ 10

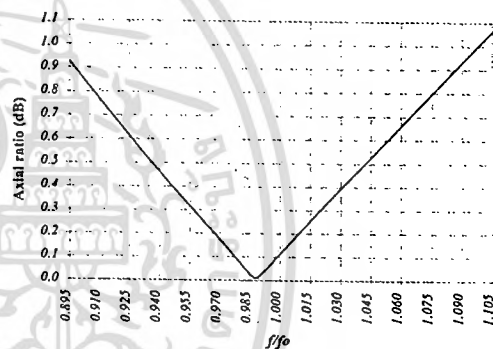


รูปที่ 10 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยก เมื่อพิจารณาขนาดรัศมีของแผ่นระนาบตัวนำขนาดจำกัดต่างๆ

สังเกตได้ว่าค่าสนามของสายอากาศชนิดเกลียวจะเป็นศูนย์ในแนวตั้งฉากกับระนาบของสายอากาศ ค่ามุมยกที่มีค่าสนามสูงสุดจะมีค่าต่างๆกันมากขึ้นจนมีค่าประมาณ 90° เมื่อเพิ่มขนาดรัศมีของแผ่นระนาบตัวนำจนมีค่าเป็นอนันต์ นอกจากนี้สังเกตได้ว่ายิ่งขนาดรัศมีของแผ่นระนาบตัวนำมีขนาดเล็กค่าลำคลื่นย่อยด้านหลังยังมีค่ามากขึ้น ดังนั้นค่าระดับลำคลื่นย่อยด้านหลังจะมีแนวโน้มลดลงเมื่อขนาดแผ่นระนาบตัวนำขนาดใหญ่ขึ้น และจะไม่มีลำคลื่นย่อยด้านหลังเกิดขึ้นเมื่อขนาดรัศมีแผ่นระนาบตัวนำเป็นอนันต์

5.2 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของค่าอัตราส่วนแกน

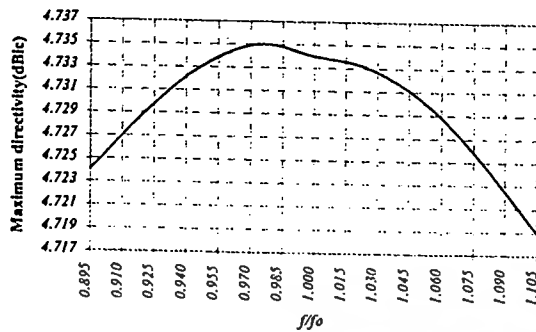
ค่าอัตราส่วนแกนเป็นคุณสมบัติเชิงโพลาริไรซ์ที่สำคัญของสายอากาศ เพราะเป็นการบ่งบอกถึงชนิดของการโพลาริไรซ์ ซึ่งหากต้องการให้ได้รับการโพลาริไรซ์วงกลมที่สมบูรณ์นั้น ค่าอัตราส่วนแกนต้องเท่ากับ 0 dB ซึ่งในรูปที่ 11 ได้แสดงค่าอัตราส่วนแกนที่เป็นฟังก์ชันของความถี่ ซึ่งสังเกตได้ว่าสายอากาศทำงานได้ดีตลอดช่วงกว้างแถบความถี่ 20% ทั้งนี้เพราะค่าอัตราส่วนแกนมีค่าน้อยกว่า 3 dB และที่ความถี่ที่ใช้งานจะมีการโพลาริไรซ์วงกลมเกือบสมบูรณ์ เพราะได้ค่าอัตราส่วนแกนประมาณ 0.1 dB



รูปที่ 11 ค่าอัตราส่วนแกนที่เป็นฟังก์ชันของความถี่

5.3 ผลตอบสนองเชิงความถี่ของค่าสภาพเจาะจงทิศทาง

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเป็นคุณสมบัติหนึ่งที่แสดงความสามารถของสายอากาศในการชี้ไปยังทิศทางที่ต้องการในรูปที่ 12 แสดงค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชันของความถี่ ซึ่งจะเห็นได้ว่าสายอากาศทำงานได้ดีตลอดช่วงกว้างแถบความถี่ 20% และค่าสภาพเจาะจงทิศทางมีค่ามากกว่า 4 dBic ซึ่งมีค่ามากเพียงพอต่อความต้องการในการประยุกต์ใช้งานต่างๆ ได้ เช่น ในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ผ่านดาวเทียม [9] เป็นต้น



รูปที่ 12 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชันของความถี่

6. สรุปและวิจารณ์

ในบทความนี้ได้แสดงคุณลักษณะของสายอากาศชนิดเกลียวที่วางบนแผ่นระนาบตัวนำที่มีการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัวและมีการโพลาไรซ์แบบวงกลม ซึ่งสายอากาศมีโครงสร้างที่ไม่ซับซ้อนและสร้างได้ง่ายโดยเบื้องต้นได้แสดงกระบวนการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อให้ได้สายอากาศที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัว และมีการโพลาไรซ์วงกลมที่สมบูรณ์ ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่เลือกใช้คือค่าตัวประกอบขดเกลียวและค่ามุมเอียงของเกลียวเท่ากับ 0.5 และ 14° ตามลำดับ ในกระบวนการวิเคราะห์ได้คำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศทั้งในกรณีรัศมีแผ่นระนาบตัวนำมีขนาดอนันต์และขนาดจำกัด ทั้งนี้เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้ทั้งสองกรณี ซึ่งสังเกตได้ว่าขนาดรัศมีของแผ่นระนาบตัวนำยิ่งมีขนาดใหญ่ขึ้นผลที่ได้จะยิ่งใกล้เคียงกับผลที่ได้ในกรณีที่ขนาดรัศมีแผ่นระนาบตัวนำเป็นอนันต์ นอกจากนี้ได้ใช้พารามิเตอร์ที่ได้กล่าวมาแล้วในการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศ ซึ่งได้แก่ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นทั้งในระนาบมุมกวาดและระนาบมุมยก ค่าอัตราส่วนแกนและค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชันของความถี่

พบว่ามีความถี่ที่จะนำไปประยุกต์ใช้งาน โดยสังเกตได้จากสายอากาศทำงานได้ดีตลอดช่วงกว้างความถี่ 20% โดยวัดจากค่าอัตราส่วนแกนและการลดลงของค่าสภาพเจาะจงทิศทางจากค่าสูงสุดที่ไม่เกิน 3 dB แต่หากต้องการเพิ่มค่าสภาพเจาะจงทิศทาง และต้องการแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรูปกรวยที่มีการโพลาไรซ์วงกลม สามารถทำได้โดยนำสายอากาศชนิดเกลียวมาจัดวางแบบแถวลำดับวงกลมบนแผ่นระนาบตัวนำ ซึ่งจะเป็นแนวทางในการพัฒนาต่อไป

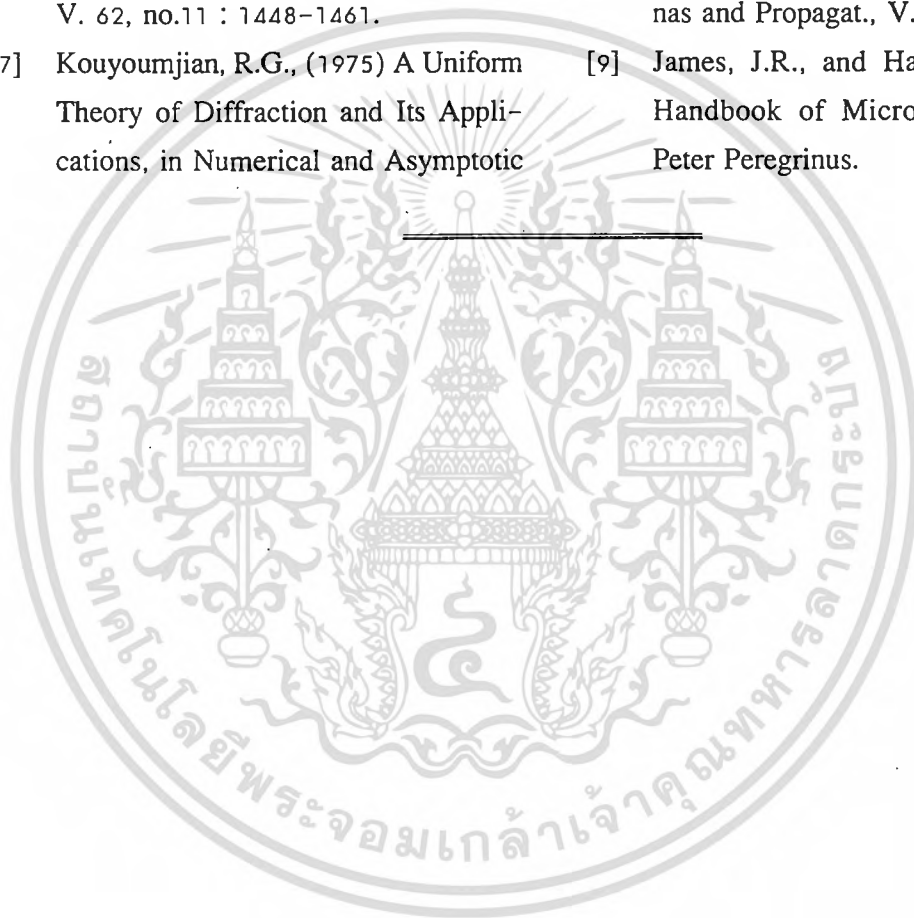
กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยขอขอบพระคุณ รศ.เวช วิเวก และ รศ.ดร.ณัฐสุภา หอมทรัพย์ เป็นอย่างยิ่งที่ได้กรุณาแนะนำและชี้แนะข้อบกพร่องตลอดจนให้ความรู้ที่เป็นประโยชน์ ทำให้บทความนี้มีความสมบูรณ์มากขึ้น

หนังสืออ้างอิง

- [1] Nakano, H., Vichien, K., Sugiura, T., and Yamauchi, J., (1990) Singly-Fed Patch Antenna Radiating a Circularly Polarised Conical Beam, Electronics Letters, V. 26, no. 10 : 638-640
- [2] Balanis, C.A., (1997) Antenna Theory Analysis and Design, John Wiley & Sons.
- [3] Kraus, J.D., (1988) Antennas, McGraw-Hill Inc.
- [4] Johnson, R.C., and Jasik, H., (1984) Antenna Engineering Handbook, McGraw-Hill Inc.
- [5] Sakaguchi, K., and Hasabe, N., (1995) A Circularly Polarized Omnidirectional

- Small Helical Antenna, 9th International Conference on Antennas and Propagation, V. 1, no. 407 : 492-495.
- [6] Kouyoumjian, R.G., and Pathak, P.H., (1974) A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface, Proc. IEEE, V. 62, no.11 : 1448-1461.
- [7] Kouyoumjian, R.G., (1975) A Uniform Theory of Diffraction and Its Applications, in Numerical and Asymptotic Techniques in Electromagnetics, R. Mittra (Ed.), Springer, New York : 165-215.
- [8] Ryan, C.E., and Peters, L., (1969) Evaluation of Edge Diffracted Fields Including Equivalent Currents for the Caustic Region, IEEE Trans. Antennas and Propagat., V. 17 : 292-299.
- [9] James, J.R., and Hall, P.S., (1989) Handbook of Microstrip Antennas, Peter Peregrinus.



เอกสารหมายเลข 25



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Discrete Array Antenna Pattern Synthesis with Side Lobe Level Controllable

ผู้ร่วมงาน จำนวน 4 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์	15.00
2. นายวรวิทย์ อ่องวงศ์วัฒนา	55.00
3. นายโมไนย ไกรฤกษ์	15.00
4. นายสมผล โกศลวิตร	15.00



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ISSN 0125-1724

วิศวกรรม

ลาดกระบัง

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

LADKRABANG ENGINEERING JOURNAL

Volume 17 Number 2

June 2000

1.	Analysis Data Message in ISDN User Part of the ISDN <i>C. Watthanaphan P. Moungnoul and M. Sukkasem</i>	1
2.	Telephone Subscriber Outgoing Call Control System for PABX <i>S. Disapitorn P. Moungnoul and T. Paungma</i>	6
3.	Study of Originating Traffic for Adaptive Trunk Circuit between Local Exchange and Tandem Exchange <i>C. Putrakul W. Sangkahawijit P. Moungnoul and T. Paungma</i>	12
4.	Improvement of AMPS Mobile Telephone System Base Station by Least Square Method <i>A. Innoy P. Moungnoul and T. Paungma</i>	18
5.	An improved Costas loop <i>T. Sukhwan W. Siriphonlai C. Loescharataramdee and W. Sangpisit</i>	24
6.	Interconnection Network Application for PCM-TDM frame <i>D. Channueng and K. Dejhan</i>	30
7.	Discrete Array Antenna Pattern Synthesis with Side Lobe Level Controllable <i>C. Phongcharoenpanich V. Ongwongwattana S. Kosulvit and M. Krairiksh</i>	36
8.	The Demonstration of Multi-Protocols Interface and Encapsulation Method via Frame Relay Network <i>T. Mapusathuro K. Dejhan and C. Suwannawong</i>	41
9.	Teleoperate Process Laboratory with Internet <i>S. Chuekeaw P. Julserewong and W. Riewritja</i>	47
10.	Voltage Controlled Output Offset 57 MHz RC Oscillator <i>W. Sangkahawijit P. Moungnoul T. Paungma and A. Mongprapatsorn</i>	53
11.	An Implementation of Multi-Passband Digital Filter <i>S. Homjan S. Yimman P. Desyoo and K. Dejhan</i>	59
12.	Master-Slave Microprocessor Control LED Dot Matrix Display <i>P. Samnarak P. Moungnoul and T. Paungma</i>	65
13.	Self Performance Tuning PI Fuzzy controller <i>U. Thongrak K. Putoonwatanakit and N. Boonphitrom</i>	71
14.	Detection of Malaria Parasites in Red Blood Cells Image by Multi-Peak Histogram Comparison <i>K. Songuntar S. Aiewsanulak and B. Krettracho</i>	77
15.	Optimum Design of a Magnetic Head Slider by Using Mathematical Programming Technique <i>M. Mongkolwongrojn and A. Chatsangha</i>	83
16.	Surge Suppressor in Low-Voltage AC Power Circuit Based on Numerical Results <i>S. Muangnoi K. Dejhan and S. Jannapiya</i>	89
17.	Analysis of Ampacity for cable in shaft wire way and Duct Bank <i>C. Sayun and S. Bunjongjit</i>	95
18.	Neutral Current Filter Installation for Reduced Harmonics Distortion in Three-phase Four Wire System with Nonlinear Load <i>W. Pongsripian and C. Boonseng</i>	101
19.	Identification of Induction Motor Parameters in Steady State Operations <i>E. Phandhu-Fung S. Udomsin and C. Wattanasan</i>	107
20.	Comparative Performance Analysis of Various Current Controlled Techniques for Flux Vector Control of 3 ϕ Induction Motor <i>P. Chatphan and V. Kinares</i>	113
21.	Development of Optimum Design for Shell-type Small Transformers <i>K. Kanchanarat and C. Chat-Uthai</i>	119
22.	Effects of Feed Temperature on The Coupling of Endothermic-Exothermic Reactions in a Multitubular Heat Exchanger Reactor <i>P. Phankrawee and K. Dejhan</i>	125
23.	Optimum Design of Heat Exchangers by Using Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno Method <i>M. Mongkolwongrojn and V. Fungjaroen</i>	131
24.	Static and Dynamic Characteristic of Journal Bearings With Non-Newtonian Dilatant Lubricants <i>M. Mongkolwongrojn and K. Wongseedakaew</i>	137
25.	Vibration Analysis of Helical Gears <i>M. Mongkolwongrojn and K. Wongseedakaew</i>	143

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของงานที่ออกการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Discrete Array Antenna Pattern Synthesis with Side Lobe Level Controllable

Chuwong Phongcharoenpanich, Voravit Ongwongwattana,
Sompol Kosulvit, and Monai Krairiksh

Faculty of Engineering and
Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
E-mail: kpchuwon@kmitl.ac.th

Abstract

Discrete array antenna pattern synthesis that the side lobe level (SLL) can be kept at the certain value is presented in this paper. The current distributions are realized by using the specified side lobe level in conjunction with the Taylor single parameter and some orthogonal polynomials. Legendre array, the first kind Tschebyscheff array and the second kind Tschebyscheff array are comparatively studied. The array characteristics such as the normalized amplitude current excitation, radiation pattern, the nearest to the furthest minor lobe ratio, beamwidth (half-power beamwidth and first-null beamwidth), directivity and beam efficiency are examined and compared among Taylor single parameter method, Legendre array, the first kind Tschebyscheff array and the second Tschebyscheff array. Guidelines for the use of these array types are addressed.

1. Introduction

Discrete array pattern synthesis at which the side lobe level can be arbitrarily controlled is of interest. This method was first investigated by Dolph [1] based on the first kind Tschebyscheff polynomial to overcome the drawback of the uniform array [2] and Binomial array [3]. It is the compromise between those two arrays because the side lobe level can be controlled lower than the uniform array whereas the beamwidth is narrower than the Binomial one. Although Dolph-Tschebyscheff method is complicated to synthesize but its controllable side lobe level property is very attractive and useful. Many researchers have been conducted to investigate about this method [4],[5]. However, it was found that Dolph-Tschebyscheff array has the uniform minor lobe distributions in which lead to the loss of beam efficiency. The authors proposed the alternative discrete array pattern synthesis using Legendre polynomial [6] and the second kind Tschebyscheff polynomial [7]. These two approaches can accomplish the tapered minor lobe distribution that the very high beam efficiency is also carried out. Additionally, for the radar system, it is desirable for the array to have a tapered minor lobe because interfering or spurious signals would be decreased further when they enter through the tapered minor lobes. Therefore, the significant contributions

from interfering signals would be through the pattern in vicinity of the main lobe.

Heretofore, Taylor [8] introduced another method to produce the tapered minor lobes referred to as the Taylor (single-parameter) method, but this method is more applicable to the continuous line source distribution. For the discrete source with the large spacing between the elements, the continuous line source distribution is not accurately approximated. To apply Taylor single parameter method to the discrete array, it is found that for the specified side lobe level in the design, the single parameter must be modified [9].

This paper presents the comparative study of the discrete array pattern synthesis that the side lobe level can be kept at the certain value. The array designs using Taylor single parameter approach together with the orthogonal polynomial methods i.e., Legendre, the first kind Tschebyscheff and the second kind Tschebyscheff arrays are described. The numerical results of the array characteristics such as normalized amplitude current excitation, radiation pattern, the nearest to the furthest minor lobe ratio, the beamwidth (half-power beamwidth and first-null beamwidth), directivity and beam efficiency are illustrated. Guidelines for the use of these array types are addressed.

2. Discrete Array Pattern Synthesis with Controllable Side Lobe Level

2.1 Array factor expression

Assume that there is a linear array of isotropic elements, which the elements are aligned symmetry with the center of the array and have equi-distance.

To synthesize the array pattern, the summation of cosine term for the case of even and odd elements will be expanded. The order of harmonic cosine term is equal to the total number of the elements minus one and the argument of the cosine term is the positive integer times the fundamental frequency that can be written in the form [10]

$$\begin{aligned} \cos(ku) = & \\ \cos^k(u) - \binom{k}{2} \cos^{k-2}(u) \sin^2(u) + \binom{k}{4} \cos^{k-4}(u) \times & \\ \sin^4(u) - \dots - \binom{k}{k-2} \cos^2(u) \sin^{k-2}(u) + \sin^k(u) & \end{aligned} \quad (1)$$

where $\binom{k}{n} = \frac{k!}{n!(k-n)!}$, k is the total number of elements minus one and $n = 0, 2, \dots, N$.

2.2 Taylor single parameter method

Single-parameter Taylor method was first introduced by Taylor in his unpublished classic memorandum and the details has been widely described by many authors [2], [10]. In practice, Taylor single parameter method is more applicable to the continuous line source distribution. However, for the large spacing between the elements, the continuous line source distribution is not appropriately applied. Balanis [10] describes the application of the Taylor single parameter method to the discrete antenna array by means of the source distribution expression. In this fashion, it is found that for the certain specified side lobe level, the array pattern gives the first side lobe less than that certain value by about 2 dB. Therefore, the authors proposed the novel method [9] by using the new expression for the weighting parameter calculation to achieve the pattern with the specified side lobe level.

In the design procedure, the weighting parameter B will be calculated for the specified side lobe level. The expression for the relationship between B -parameter and the side lobe level R_n is obtained by using the least

square polynomial regression of the third order curve fitting as [9]

$$B = (769.287 \times 10^{-7}) R_n^3 - (575.009 \times 10^{-3}) R_n^2 + (183.400 \times 10^{-1}) R_n - 133.104 \times 10^{-2} \quad (2)$$

where B is the weighting parameter to be determined. R_n is the specified side lobe level (in dB) in the design. The accuracy of the calculation is quite sensitive to the value of the constant coefficients of the polynomial, so it should neither be rounded nor truncated. The amplitude current excitation coefficients can be calculated from the source distribution which is given as [9]

$$I_n = I_0(\pi B \sqrt{1 - \xi^2}), \quad (3)$$

where I_n denotes the amplitude current excitation coefficient, $I_0(x)$ is the modified Bessel function of the first kind of order zero. This function is related to the ordinary Bessel function of the first kind of order zero ($J_0(x)$) as

$$I_0(x) = J_0(ix) \quad (4)$$

and ξ is the normalized distance along the overall source. It can be defined as

$$\xi = \frac{z'}{l/2} \quad (5)$$

where z' is the dimension along the array, with the origin at the array's center and l is the array's total length. The constrained value of ξ is between $-l$ and l .

2.3 Orthogonal polynomial method

In this section, the orthogonal polynomial array design procedure will be summarized. Assume that the number of elements, spacing between the elements in term of wavelength and the ratio of major to the first minor lobe intensity ratio are known. To obtain the array factor the following step can be applied.

1. From the known number of elements, we can select the array factor which subjects to the even or odd number of elements.
2. Select the appropriated cosine term function from (1) and substitute in the expanded array factor.

3. Find the order of the orthogonal polynomial by subtracting the total number of elements by one. Equating this orthogonal polynomial with the major to the first minor lobe intensity ratio (R_n) and then solve for the root of this polynomial $x = x_m$ (the point that maximum main lobe occurs). The side lobe of the array pattern can be formed from -1 to the null point nearest to $+1$ ($x = x_n$) region and the main lobe from x_n to x_m region.
4. Normalize x , to ensure that the magnitude of cosine term is not more than unity, by dividing by x_m .
5. Equating the expanded array factor to the orthogonal polynomial, the amplitude current excitation coefficient I_n will be obtained.

After the current excitation coefficients are known, by back substituting into the array factor, we can write the complete expression of the array factor.

3. Array characteristics

This section reveals the array characteristics such as normalized amplitude current excitations, radiation pattern, the nearest to the furthest minor lobe ratio, half-power beamwidth, first null beamwidth, directivity and beam efficiency of the Taylor single parameter method as well as the orthogonal polynomial array methods.

3.1 Normalized amplitude current excitation

Following the design procedure, the normalized amplitude current excitation coefficients of the 10 elements with half-wavelength spacing of 20 dB side lobe level of Taylor single parameter array, Legendre array, the first kind Tschebyscheff array and the second kind Tschebyscheff array are tabulated in Table I. It is apparent that the maximum to minimum current ratio increases, respectively, as follows: the first kind Tschebyscheff, Legendre, the second kind Tschebyscheff and Taylor single parameter arrays. From the viewpoint of the current ratio, the feeding structure for the case of the first kind Tschebyscheff array is the easiest to fabricate whereas the Taylor single parameter array is the most difficult.

Table I Normalized amplitude current excitation coefficients for 10 elements of $\lambda/2$ spacing with SLL 20 dB of four arrays

I_n	Taylor	Legendre	1 st kind Tschebyscheff	2 nd kind Tschebyscheff
I_1	1.00	1.00	1.00	1.00
I_2	0.92	0.93	0.92	0.93
I_3	0.76	0.79	0.78	0.80
I_4	0.56	0.62	0.59	0.63
I_5	0.35	0.51	0.64	0.44

3.2 Radiation pattern

According to the normalized amplitude current excitation in case of demonstrations as above, the radiation pattern is shown as in Fig.1.

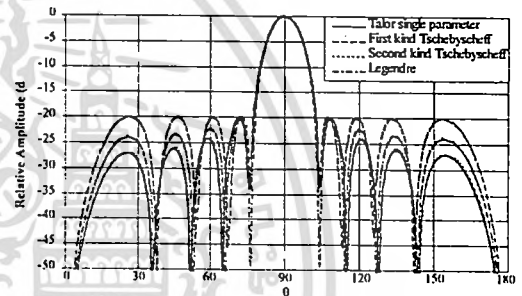


Fig.1 Radiation pattern for 10 elements of $\lambda/2$ spacing with SLL 20 dB of four arrays

From Fig.1, all the arrays with the specified side lobe level of 20 dB are carried out. Their main beams are almost identical, but the minor lobes are different. The first kind Tschebyscheff array keeps the uniform minor lobe distributions whereas the other arrays possess the tapered minor lobes. Taylor single parameter array provides the most tapered minor lobe and followed by the second kind Tschebyscheff array and Legendre array, respectively. The details of the radiation characteristics are reported in the following subsection.

3.3 The nearest to the furthest minor lobe ratio

The nearest to the furthest (measured with respect to the main lobe) minor lobe ratio is defined to compare the tapered minor lobe characteristics. The nearest to the furthest minor lobe ratio of 2-20 elements with $\lambda/2$ spacing for the side lobe level 20 dB of all four arrays are shown in Fig.2.

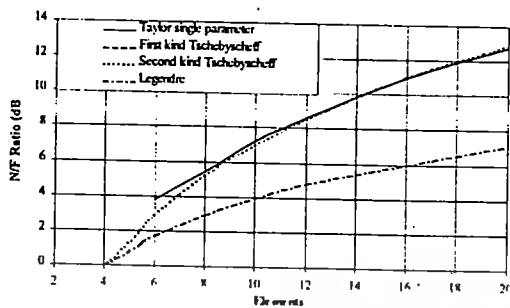


Fig.2 The nearest to the furthest minor lobe ratio for 2-20 elements of $\lambda/2$ spacing with SLL 20 dB of four arrays

The nearest to the furthest minor lobe ratio of the first kind Tschubyscheff array is 0 dB for all number of elements due to the uniform minor lobes distribution. The second kind Tschubyscheff array and Taylor single parameter array exhibit the more tapered than Legendre one. However, the restriction of Taylor single parameter method is that it is not applicable to synthesize when the number of elements less than 6 since no or only one side lobe occurs at that situation. From Fig.2, if the numbers of elements are known the nearest to the furthest minor lobe ratio can be easily found.

3.4 Beamwidth

Both half-power beamwidth and first null beamwidth of all arrays are presented in this section.

3.4.1 Half-power beamwidth

Fig.3 shows half-power beamwidth for four arrays of 2-20 elements. The half-power beamwidth of all orthogonal methods are almost identical.

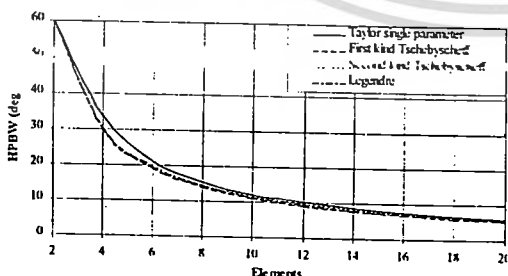


Fig.3 Half-power beamwidth for 2-20 elements of $\lambda/2$ spacing with SLL 20 dB of four arrays

For small number of elements (< 10 elements) the half-power beamwidth of Taylor

single parameter array is slightly wider than all the orthogonal arrays. For the large number of elements, all four arrays possess very closed value of half power beamwidth to each other.

3.4.2 First null beamwidth

First null beamwidth of four kind arrays are illustrated in Fig.4. Taylor single parameter array possesses the higher value than that of the orthogonal polynomial arrays. When compared between the orthogonal polynomial methods, the very closed value of first null beamwidth is observed.

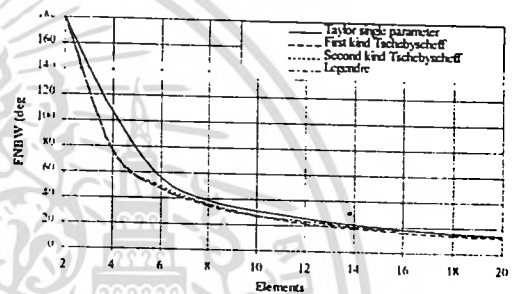


Fig.4 First null beamwidth for 2-20 elements of $\lambda/2$ spacing with SLL 20 dB of four arrays

3.5 Directivity

The most significant antenna characteristic is the directivity. Fig.5 shows the directivity of all four arrays. The directivity of Taylor single parameter is the lowest as expected because the half power beamwidth is the widest. In addition, all the orthogonal polynomial methods yield the almost identical directivity to each other.

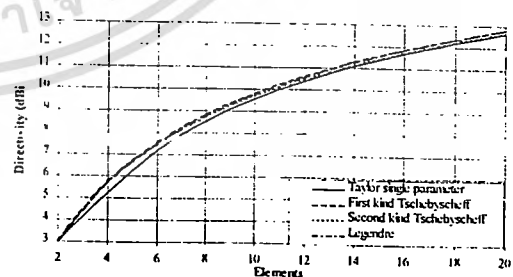


Fig.5 Directivity for 2-20 elements of $\lambda/2$ spacing with SLL 20 dB of four arrays

For the desired directivity, the number of elements are conveniently realize and the vice versa from Fig.5. For instance, if the directivity of 10 dBi is specified in practice, at least the number of 11 elements must be utilized to accomplish that value of directivity.

3.6 Beam efficiency

The beam efficiency is illustrated in Fig.6 to evaluate the tapered characteristics. The beam efficiency of the Taylor single parameter array is the highest and follows; in order, by the second kind Tschebyscheff array, Legendre array and the first kind Tschebyscheff array. Accordingly, the Taylor single parameter is the most appropriate for applying to the system at that requires suppressing the noise or spurious signals that enter through the minor lobes.

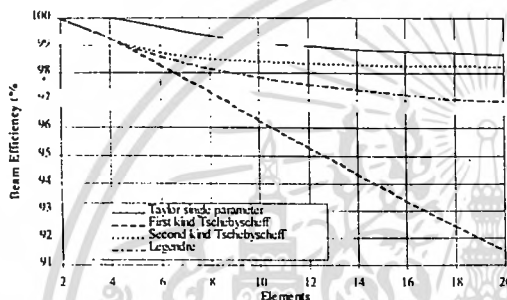


Fig.6 Beam efficiency for 2-20 elements of $\lambda/2$ spacing with SLL 20 dB of four arrays

4. Conclusions

Discrete array characteristics of discretized Taylor one-parameter and some orthogonal polynomial methods are comparatively studied in this paper. The radiation pattern, beamwidth, directivity and the nearest to the furthest minor lobe ratio of each array are compared. It is apparent that each array belongs to its own advantages and disadvantages. For example, Taylor one-parameter has the highest beam efficiency while sacrificing the directivity. However, this approach is not suitable for synthesizing the array of small number of elements. On the other hand, Legendre and the second kind Tschebyscheff arrays have the similar characteristics. They possess the tapered minor lobe, high beam efficiency at the expense of a little directivity degradation comparing with the first kind Tschebyscheff array. Even though the first kind Tschebyscheff array is not the tapered minor lobe array, it is still the conventional optimized array of the beamwidth and side lobe level.

5. References

- [1] C.L.Dolph, "A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beamwidth and side-lobe level," *Proc. IRE*, vol.34, no.6, pp.335-348, June 1946.
- [2] R.C.Hansen, "Aperture Theory," ch.1 in *Microwave Scanning Antenna, vol.1*, R.C.Hansen(ed.), New York: Academic Press, 1964, pp.58-60.
- [3] L.J.Ricardi, "Radiation properties of the Binomial array," *Microwave Journal*, vol.15, no.12, p.20, Dec.1972.
- [4] H.J.Riblet, "Discussion on 'A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beamwidth and side-lobe level,'" *Proc. IRE*, vol.35, no.5, pp.489-492, May 1947.
- [5] A.D.Bresler, "A new algorithm for calculating the current distribution of Dolph-Chebyshev arrays," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol.28, no.6, pp.951-952, Nov.1980.
- [6] C.Phongcharoenpanich, M.Krairiksh, K.Meksamoot and T.Wakabayashi, "Legendre array," *Proceeding of the Thailand-Japan Joint Symposium on Antenna and Propagation*, pp.195-201, May 1997.
- [7] C.Phongcharoenpanich and M.Krairiksh, "Second kind Tschebyscheff array," *Proceedings of the Progress in Electromagnetic Research Symposium*, p.107, Mar. 1999.
- [8] V.H.Kummer, "Basic Array Theory," *Proc.IEEE*, vol.80, no.1, pp.127-140, Jan.1992.
- [9] C.Phongcharoenpanich and M.Krairiksh, "A modified one-parameter Taylor method for the discrete array application," *Research and Development Journal of the Engineering Institute of Thailand*, vol.8, no. 2, pp. 1-8, 1997.
- [10] C.A.Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 2nd.Ed., New York. John Wiley and Sons, 1997, ch.7.
- [11] M.Abramowitz and I.A.Stegun, *Handbook of Mathematical Functions*, New York. John Wiley and Sons, 1997, ch.22.



เอกสารหมายเลข 26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Radiation Characteristics of a Both Opened-Ended Circular Waveguide Fed by a $\lambda/4$ Monopole

ผู้ร่วมงาน จำนวน 3 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายสมพล โกศลวิตร	40.00
2. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	30.00
3. นายโมไนย ไกรฤกษ์	30.00



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ENGINEERING TRANSACTIONS

A Research Publication of Mahanakorn University of Technology

March - June 1998

Vol. 1

No. 2

(ISSN: 0859-9238)

PAPERS

Group A: CONTRIBUTED PAPERS

Electrical Engineering Electronic Circuits

- New Developments in Analog Current-Mode Technology (Invited) C. Toumazou, K. Manetakis, and S. Setty 103
 Micropower Integrator for a Very-Low Frequency Filter U. Yodprasit and J. Ngarmnil 112
 A Review on the Regions of MOSFET Operation : A General MOS Model J. Ngarmnil and U. Yodprasit 117

Microwave Applications

- X Radiation Characteristics of a Both Open-Ended Circular Waveguide by a $\lambda/4$ Monopole S. Kosalvit, C. Phongcharoenpanich, and M. Krairiksh 123
 A Partial Spherical Cavity (in Thai) C. Laohapensaeng, S. Kosalvit, and W. Sae-Tiew 126

Signal Processing

- Adaptive Algorithm for Single Sinusoidal Detection Using Normalized Stochastic Gradient (in Thai) P. Chumchu, R. Puchalad, and C. Benjangkprasert 132

Civil Engineering

- Comparison of Three Modelling and Simulation Methodologies in Construction .. J. Damrianant and R. R. Wakefield 139

Mechanical Engineering

- A simplified Algebraic Reynolds Stress Model for Calculating Confined Swirling Flows P. Promvongse and L. Vongsarnpigoon 150
 Mathematical Model of Flow, Combustion, and Heat Transfer in Pulverised-Coal Furnace J. Charoensuk and L. Vongsarnpigoon 162

Chemical Engineering

- A Study of Ozone Mass Transfer in A Co-Current Downflow Jet Pump Contactor P. C. Wright, V. Meeyoo, and W. K. Soh 169

Group B: ENGINEERING EDUCATIONS

- Field Test for GPS in Surveying (in Thai) P. Premthamkorn 177
 Consideration of Suitable Rate Selection of Electricity Charge for Medium Industries (in Thai) J. Nuritanont 181
 Using MATLAB Program for Transferring Data through GPIB Port and Serial Port (in Thai) W. Nerdnoi and P. Vejsakosol 186

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้มีการเผยแพร่ (Contents Continued on Back Cover)

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Radiation Characteristics of a Both Open-Ended Circular Waveguide Fed by a $\lambda/4$ Monopole

Sompol Kosulvit, Chuwong Phongcharoenpanich, and Monai Krairiksh
 Faculty of Engineering, Research Center for Communications and Information Technology,
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand

ABSTRACT

We have proposed a both open-ended circular waveguide, which is fed by a quarterwave monopole. Its radiation is also analysed. This antenna type is suitable for a base station antenna in a PHS system.

Keywords: PHS system, circular waveguide, antenna

1. INTRODUCTION

A bi-directional antenna is generally used in a communication system which operating area is narrow such as in a tunnel [1]. For some particular applications such as an antenna of a Personal Hand-phone System (PHS) which is installed along a street [2], a simple structure bi-directional antenna is required. A both open-ended circular waveguide fed by a $\lambda/4$ monopole is interesting since it can provide a bi-directional pattern and has a simple structure. This paper reports the radiation characteristics and shows the design procedure of such an antenna.

2. A BOTH OPEN-ENDED CIRCULAR WAVEGUIDE FED BY A $\lambda/4$ MONOPOLE

waveguide which radius is "a". The both ends of this waveguide are opened and separated with the length "a". This waveguide is excited at the center (d/2 from each ends) by a quarterwave monopole as shown in Fig.1. Each of the ends of this waveguide is considered as a circular aperture that radiates the inphase field of equal amplitude in the opposite directions.

3. RADIATED FIELDS

To investigate the field radiated by this antenna, the field pattern of the array of the two circular apertures is considered as the combination of the fields from each aperture. These apertures radiate various fields according to the modes of the wave that propagate in the waveguide. If the mutual coupling between the two apertures and the edge effect are neglected, the field pattern, for instance dominant TE₁₁ mode in electric and magnetic planes can be shown, respectively, as follows [3], [4]:

$$E_{\theta} \propto A_{11} a^2 \frac{J_1(X_{11}) J_1(ka \sin \theta)}{X_{11}^2 - (ka \sin \theta)^2} \sin\left(\frac{1}{2} kd \cos \theta\right) \quad (1)$$

$$E_{\phi} \propto A_{11} a^2 \cos \theta \frac{X_{11} J_1(X_{11})}{X_{11}^2 - (ka \sin \theta)^2} J_1'(ka \sin \theta) \times \sin\left(\frac{1}{2} kd \cos \theta\right), \quad (2)$$

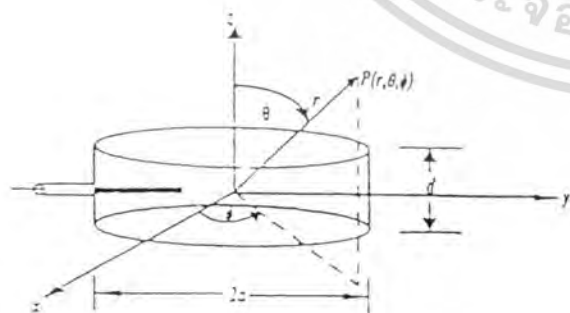


Fig.1 Geometry of the problem.

Let us assume that there is a circular cylindrical

Where A_{11} denotes the relative amplitude of the TE₁₁ mode field, $J_1(*)$ is the ordinary Bessel function of the first kind of order 1, X_{11} is the equivalent of TE₁₁ mode which equal to 1.841, k is the wave number of the free space at the operating frequency, the prime is the derivative with respect to the argument and θ is the angle between the field direction to the observation point. It is obvious that the radiated fields are subject to the radius and the length of the waveguide. Generally, the waveguide radius is chosen so that only the dominant TE₁₁ mode can propagate along the waveguide. However, if the

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

waveguide length is short, therefore there are many modes of waves radiated from each aperture. Fig. 2 shows the relative amplitude of the field in the three lowest modes in the circular waveguide as a function of the distance from the source. It is realized that when the distance from the source is 0.078λ (for the operating frequency at 1.06 of the TE_{11} modes becomes 1/16 of the power of the dominant mode, the power of the higher mode are negligible.

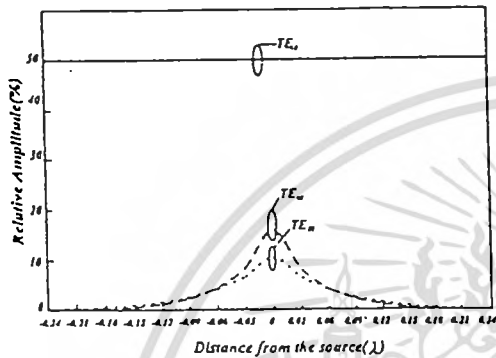


Fig. 2 Relative amplitude of the fields in the circular waveguide ($f = 1.06 f_{c11}$).

Fig. 3 shows the radiation patterns of the both open-ended circular waveguide antenna fed by a $\lambda/4$ monopole for the case of the operating frequency at 1.06 of the TE_{11} cut off frequency.

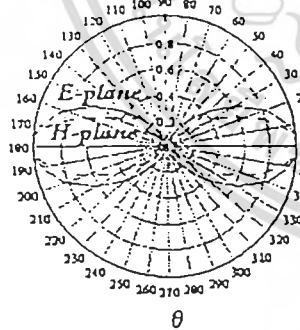


Fig. 3 Radiation pattern of the both open-ended circular waveguide fed by a $\lambda/4$ monopole ($d = 0.156 \lambda, f = 1.06 f_{c11}$).

We found that the bi-directional pattern can be obtained. The longer the waveguide length, the wider

the beamwidth according to the more pronounced effect of the array. However, as the waveguide length is shorter than 0.156λ , the beamwidth is no longer decrease. Fig. 4 shows the beamwidth and directivity of the antenna as a function of the waveguide length. It is noticeable for the optimum dimension of the antenna that provides the highest directivity and the narrowest beamwidth is obtained when d equals 0.156λ (for the operating frequency at 1.06 of the TE_{11} cut off frequency).

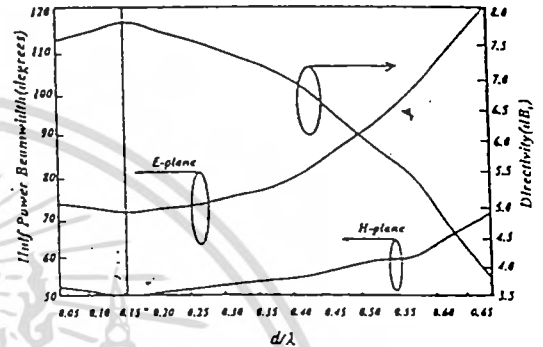


Fig. 4 Beamwidth and directivity of the antenna ($f = 1.06 f_{c11}$).

4. DESIGN PROCEDURE

In order to design the open-ended circular waveguide antenna, the dimensions a are usually chosen so that only the fundamental TE_{11} mode can propagate. By this way, the critical wavelength for the TE_{11} mode, λ_{c11} is equal to $3.142 a$ [5]. The critical wavelength for the two nearest higher modes, TE_{21} mode, λ_{c21} and TE_{01} mode, λ_{c01} are equal to $2.057 a$ and $1.640 a$, respectively. Thus if λ is given and the TE_{11} mode is to be propagated, λ must be that

$$2.057a < \lambda < 3.142a \tag{3}$$

which also implies that

$$1.000 < f / f_{c11} < 1.527 \tag{4}$$

Fig. 5 shows relation between the operating frequency (in the TE_{11} mode cut off frequency form) and the waveguide length (d/λ). For a specified operating frequency, the optimum length that provides the highest directivity can be determined.

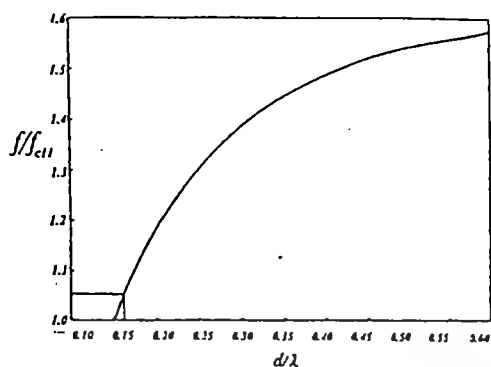


Fig. 5 Relationship between the operating frequency and the waveguide length.

5. CONCLUSION

A both open-ended circular waveguide which is fed by a quarterwave monopole is proposed and the radiated field from it is analyzed. From the results, we found that it is possible to adjust the beamwidth of the antenna by changing a value of d/λ . When d/λ is greater than 0.156 (for the operating frequency at 1.06 of the TE_{11} cut off frequency), the radiation patterns belong to the dominant mode of the wave in the aperture. For a very small value of d/λ , the beamwidth becomes wide due to the higher modes. We can select an optimum waveguide length for an exciting frequency. This antenna is appropriated for being used as a base station antenna in a PHS system.

REFERENCES

- [1] K. Kohzu and H. Arai. "Dual band bi-directional antenna." *Proceeding of the 1996 Asia-Pacific Microwave Conference*, pp.856-859, Dec.1996.
- [2] S. Samejima. "Trends in wireless multimedia in Japan." *Proceedings of the 1997 Thailand-Japan Joint Symposium on Antennas and Propagation*, pp.185-187, 1997.
- [3] R. E. Collin, *Antennas and Radiowav Propagation*, New York: McGraw-Hill, 1985, pp.185-187, 1998.
- [4] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 2nd Ed., New York: John Wiley and Sons, pp.603-611, 1997.
- [5] N. Marcuvitz, *Waveguide Handbook*, New York:Dover, pp.66-72, 1951.

Chuwong Phongcharoenpanich received his Bachelor in Telecommunication Engineering from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Bangkok. He is currently studying for Master degree at the same University. (His photograph is not available at the time of printing)



Monai Krariksh was born in Bangkok. He received the B.Eng., M.Eng. and D.Eng. degrees from the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand, in 1981, 1984, and 1994, respectively. In 1981, he joined the KMITL and is presently an associate professor in the department of Telecommunication Engineering. His main research interests are in microwave hyperthermia and antennas for mobile communications. Dr. Krariksh presently

serves as the director of the Research Center for Communications and Information Technology (RECCIT) at KMITL.



Sompol Kosulvit received his B.Eng. and M.Eng. from Tokai University, Japan. He is currently pursuing his Ph.D. at the King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand. He is an Associate Professor in Telecommunication Engineering at the KMITL and Mahanakorn University of Technology (MUT). He is interested in the areas of Microwave and Antennas.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Radiation Performances of a Unidirectional Beam Antenna using a Probe Excited Rectangular Ring near the Corner Reflector

ผู้ร่วมงาน จำนวน 4 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นางสาวสุชาสินี ละมุลตรี	25.00
2. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	25.00
3. นายสมพล โกศลวิตร	25.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	25.00



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เรื่องเต็มการประชุมทางวิชาการ ครั้งที่ ๔๑ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

The Proceedings of 41st Kasetsart University Annual Conference

สาขาวิศวกรรมศาสตร์และสาขาสถาปัตยกรรมศาสตร์

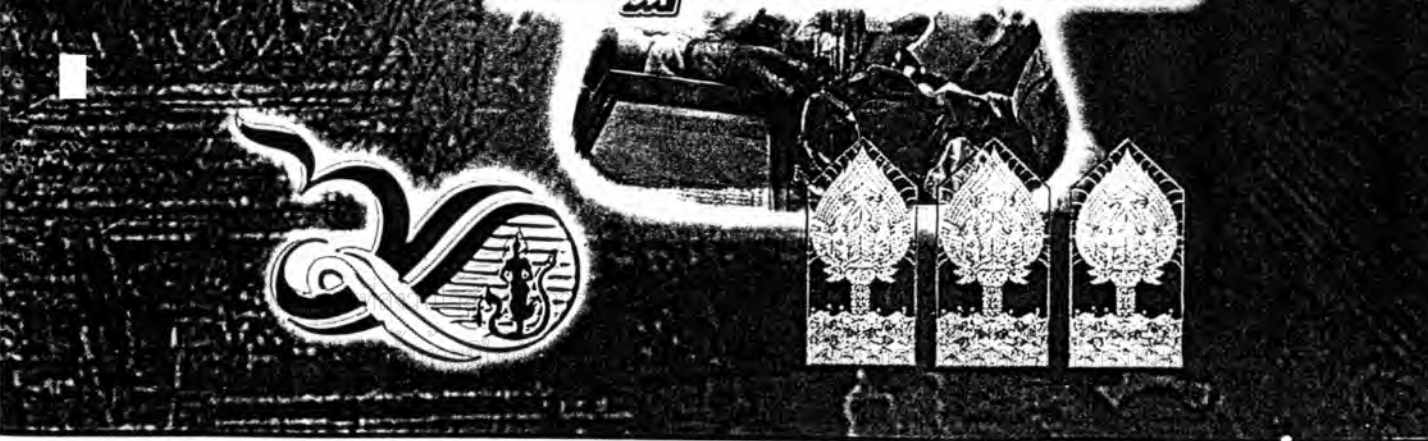
(Subject : Engineering and Architecture)

๓-๗ กุมภาพันธ์ ๒๕๕๖

ณ-มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตบางเขน



“๕๐ ปี วิชาการ
พื้นฐานสังคมไทย”



6. วศ.24/O54	การปฏิบัติงานอ่างเก็บน้ำที่เหมาะสมที่สุดของอ่างเก็บน้ำมูลบนและลำแชะ.....122 Optimal reservoir operation of Mun Bon and Lam Chae reservoirs โดย ณรงค์ จันทร์เพ็ง และวราวุธ วุฒิมิวนิชย์	122
7. วศ.25/O55	การผลิตซีโอไลต์ชนิด Y จากเพอร์ไลต์.....133 Production of Zeolite Y from Perlite โดย วรณรี โพธิ์สวัสดิ์	133
8. วศ.26/O58	การตรวจหาสิ่งผิดปกติในเท็กเจอร์ของผ้าไหมโดยใช้การแปลงเวฟเล็ต.....141 Silk's texture defect detection by wavelet transform โดย อรรถศาสตร์ นาคเทวัญ และกิติพล ชิตสกุล	141
9. วศ.29/O61	การปรับปรุงภาพสีที่ได้จากเทคนิค PCA-FCM โดยใช้ฮิสโตแกรมเฉพาะพื้นที่.....149 Enhancement of color image obtained from PCA-FCM technique using local area histogram equalization โดย สักกริยา ชิตวงศ์ พุศศักดิ์ ชีวสุวิทย์ และรัชชัย บุญมี	149
10. วศ.31/O68	สมรรถนะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบทิศทางเดียวโดยใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมที่วางใกล้ตัวสะท้อนแบบมุม.....160 Radiation performances of a unidirectional beam antenna using a probe excited rectangular ring near the corner reflector โดย สุธาณี ละมุลตรี ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ สมผล โกศลวิตร และโมไนย ไกรฤกษ์	160
11. วศ.34/O85	แบบจำลองการกระจายสำหรับเครื่องปฏิกรณ์ไหลเวียนชนิดไหลขึ้นและชนิดไหลลงสำหรับปฏิกิริยาแตกตัวทางความร้อน.....168 Dispersion model for cocurrent upflow circulating fluidized bed (Riser) and cocurrent downflow circulating fluidized bed (Downer) for thermal cracking โดย ชัยภัทร เครือหงส์ สุพันธ์ ลิ้มตระกูล และ P.A. Ramachandran	168
2. วศ.35/O86	ผลของสารอาหารปฐมภูมิต่อการกำจัดสีในน้ำกากส่าด้วยระบบแอนแอโรบิกไฮบริดยูเอเอสบี.....177 Effect of primary substrate on colour removal from distillery slop using anaerobic hybrid UASB โดย อิศระ รัตนปริยานุช เพ็ชรพร เขาวกิจเจริญ และวันชัย วงศ์เทียนชัย	177

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมรรถนะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบทิศทางเดียว
โดยใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมที่วางใกล้ตัวสะท้อนแบบมุม

Radiation Performances of a Unidirectional Beam Antenna
using a Probe Excited Rectangular Ring near the Corner Reflector

สุธาสิณี ลามุลตรี ชูวงศ์ พงศ์เจริญพานิชย์ สมพล โกศลวิตร และ โมไนย ไกรฤกษ์

Suthasinee Lamultree, Chuwong Phongcharoenpanich, Sompol Kosulvit and Monai Krairiksh

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอสายอากาศทิศทางเดียวโดยใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมที่วางใกล้ตัวสะท้อนแบบมุม โดยโครงสร้างของสายอากาศมีลักษณะง่ายไม่ซับซ้อน บทความนี้ได้วิเคราะห์สมรรถนะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศได้แก่ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ค่ามุมยกและค่ามุมกวาดที่สนามสูงสุดทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ค่าความกว้างลำคลื่น และค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อนแบบมุมเป็น 30° 45° 60° และ 90° ซึ่งผลที่ได้จากการวิเคราะห์สามารถนำไปใช้ประโยชน์อย่างมากในการออกแบบสายอากาศแบบทิศทางเดียวที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงได้

Abstract

This paper proposes a unidirectional beam antenna using a probe excited rectangular ring near the corner reflector. The antenna structure is simple. The radiation characteristics of the antenna for various spacing between a probe excited rectangular ring and the corner reflector are analyzed. The numerical results of the radiation pattern, elevational and azimuthal beam peak in E-plane and H-plane, beamwidth and maximum directivity are investigated. In addition, these characteristics are also compared among the included angle of 30° 45° 60° and 90° . The result of the analysis is very useful to design the antenna of the high directivity with unidirectional beam.

คณะวิศวกรรมศาสตร์และ สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520.

Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทนำ

การสื่อสารแบบจุดต่อจุดมีความสำคัญอย่างแพร่หลายตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน เนื่องจากการสื่อสารในระบบนี้มีความแม่นยำสูง ด้วยคุณสมบัติของการสื่อสารในระบบที่ต้องชี้ทิศทางไปยังเป้าหมายที่ต้องการนี้ สายอากาศที่นำมาประยุกต์ใช้จึงจำเป็นต้องมีคุณลักษณะเป็นแบบมีทิศทางที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูง สายอากาศแบบทิศทางเดียวจึงมีประโยชน์อย่างมากในการนำมาประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสารแบบจุดต่อจุด สายอากาศชนิดนี้ได้มีการพัฒนาอย่างแพร่หลาย [1] ซึ่งสายอากาศแบบทิศทางเดียวสามารถสังเคราะห์ได้จากสายอากาศหลายชนิด เช่น สายอากาศไมโครสตริปที่ทำงานในโหมดพื้นฐาน (Fundamental Mode Microstrip Antenna) [2] สายอากาศปากแตร (Horn Antenna) [3] สายอากาศแบบสะท้อนคลื่น (Reflector Antenna) [4] ฯลฯ นอกจากนี้สามารถทำได้โดยการนำสายอากาศวงใกล้ตัวสะท้อนหรือแผ่นตัวนำ [5]-[6] อย่างไรก็ตามสายอากาศแต่ละประเภทมีข้อดีข้อเสียเฉพาะตัว สำหรับในบทความนี้นำเสนอสายอากาศทิศทางเดียวโดยใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมที่วางใกล้ตัวสะท้อนแบบมุม โดยโครงสร้างของสายอากาศมีลักษณะง่ายไม่ซับซ้อน นอกจากนี้วัสดุที่นำมาใช้ยังสามารถสร้างจากวัสดุที่หาง่ายตามท้องตลาดและราคาถูก [7] ซึ่งในบทความนี้ได้วิเคราะห์สมรรถนะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อนแบบมุมเป็นค่าต่างๆ ได้แก่ แบบรูปภาวแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ค่ามุมยกและค่ามุมกวาดที่สนามสูงสุดทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ค่าความกว้างลำคลื่น และค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดของสายอากาศ นอกจากนี้ได้เปรียบเทียบผลที่ได้จากตัวสะท้อนแบบมุมทำมุมต่างๆกันด้วย ในบทความนี้ได้พิจารณากรณีที่ตัวสะท้อนแบบมุมมีขนาดเป็นอนันต์ ซึ่งผลที่ได้จากการวิเคราะห์จะเป็นประโยชน์อย่างมากในการนำไปใช้เป็นแนวทางออกแบบสายอากาศแบบทิศทางเดียวที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงต่อไป

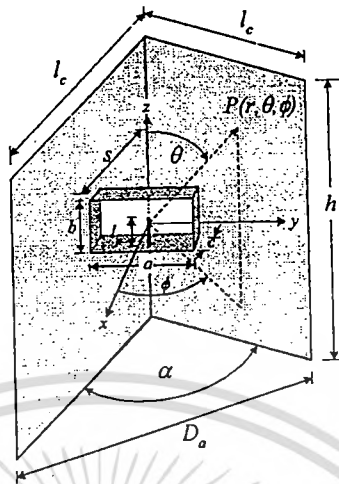
ทฤษฎีและหลักการ

โครงสร้างของสายอากาศ

สายอากาศแบบทิศทางเดียวโดยโพรบกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมที่วางใกล้ตัวสะท้อนแบบมุมนั้น โครงสร้างมีลักษณะเป็นส่วนหนึ่งของท่อนำคลื่นสี่เหลี่ยมมุมฉากเปิดทั้งสองด้าน ประกอบด้วยโพรบกระตุ้นไฟฟ้ามีความยาว l_p วางตามแนวแกน z และยื่นเข้าไปด้านในของวงแหวนสี่เหลี่ยมที่มีความกว้าง a ความสูง b และความยาว z โดยค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมของวงแหวนสี่เหลี่ยม [7] คือ ความยาวของโพรบกระตุ้น ความกว้างวงแหวน ความสูงของวงแหวนและค่าความยาวของวงแหวนเท่ากับ 0.25λ 0.69λ 0.35λ และ 0.25λ ตามลำดับ ซึ่งสายอากาศนี้จะมีคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นแบบสองทิศทาง ที่มีค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง (Half Power Beamwidth: HPBW, ทั้งในระนาบสนามไฟฟ้า (E-Plane) และสนามแม่เหล็ก (H-Plane) เป็น 84° และ 58° ตามลำดับ และค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) ของสายอากาศเท่ากับ 6.33 dBi ซึ่งหากต้องการสายอากาศแบบทิศทางเดียวที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงๆ สามารถทำได้โดยนำสายอากาศโพรบกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมวางใกล้ตัวสะท้อนแบบมุมที่เกิดจากแผ่นสะท้อนสองแผ่นมีความยาว l_c ความสูง h ทำมุมกัน α ที่มีความกว้างที่ยาวที่สุดของตัวสะท้อนเท่ากับ D_c ซึ่งระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อนเท่ากับ s ดังแสดงในรูปที่ 1 ในบทความนี้จะพิจารณาให้ตัวสะท้อนมีขนาด $h \rightarrow \infty$ และ D_c เป็นอนันต์ และทำการเปลี่ยนระยะห่างระหว่างสายอากาศกับตัวสะท้อนเป็นค่าต่างๆเพื่อหาระยะที่เหมาะสม ซึ่งสายอากาศจะอยู่ที่

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตำแหน่งกึ่งกลางระหว่างตัวสะท้อนแบบมุม นอกจากนี้ได้พิจารณาในกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมขนาดต่างๆกันด้วย ซึ่งจะกล่าวในหัวข้อต่อไป



รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศ

สมการการแพร่กระจายคลื่น

สมการสนามของสายอากาศแบบทิศทางเดียววางใกล้ตัวสะท้อนแบบมุมได้จากการแก้สมการโดยวิธีศักย์เวกเตอร์ช่วย (Vector Potentials) ประกอบด้วยองค์ประกอบของสนามในแนวตั้งและองค์ประกอบของสนามในแนวนอน ดังสมการที่ (1) และสมการที่ (2) ดังนี้

$$E_\theta(r, \theta, \phi) = -j \frac{kbE_0}{a} \frac{\cos\left(\frac{ka}{2} \sin\theta \sin\phi\right) \sin\left(\frac{kb \cos\theta}{2}\right)}{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - (k \sin\theta \sin\phi)^2} \cos\phi \left[2 \sin(0.5kc \sin\theta \cos\phi) \right] \frac{e^{-jkr}}{r} \times AF(\theta, \phi) \quad (1)$$

$$E_\phi(r, \theta, \phi) = j \frac{kbE_0}{a} \frac{\cos\left(\frac{ka}{2} \sin\theta \sin\phi\right) \sin\left(\frac{kb \cos\theta}{2}\right)}{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - (k \sin\theta \sin\phi)^2} \cos\theta \sin\phi \left[2 \sin(0.5kc \sin\theta \cos\phi) \right] \frac{e^{-jkr}}{r} \times AF(\theta, \phi) \quad (2)$$

โดยกำหนดให้ $E_0 = 1$ และ $AF(\theta, \phi)$ [8] คือตัวประกอบแอมพลิจูด ซึ่งตัวสะท้อนทำมุมต่างกันก็จะมีค่าต่างๆกัน ดังนี้

กรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 30° ($\alpha = 30^\circ$)

$$AF(\theta, \phi) = 2 \left[\cos(X) - 2 \cos\left(\frac{\sqrt{3}}{2}X\right) \cos\left(\frac{Y}{2}\right) - \cos(Y) + 2 \cos\left(\frac{X}{2}\right) \cos\left(\frac{\sqrt{3}}{2}Y\right) \right] \quad (3)$$

กรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 45° ($\alpha = 45^\circ$)

$$AF(\theta, \phi) = 2 \left[\cos(X) + \cos(Y) - 2 \cos\left(\frac{X}{\sqrt{2}}\right) \cos\left(\frac{Y}{\sqrt{2}}\right) \right] \quad (4)$$

กรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 60° ($\alpha = 60^\circ$)

$$AF(\theta, \phi) = 4 \sin\left(\frac{X}{2}\right) \left[\cos\left(\frac{X}{2}\right) - \cos\left(\sqrt{3}\frac{Y}{2}\right) \right] \quad (5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานวิจัย ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 90° ($\alpha = 90^\circ$)

$$AF(\theta, \phi) = 2[\cos(ks \sin \theta \cos \phi) - \cos(ks \sin \theta \sin \phi)] \tag{6}$$

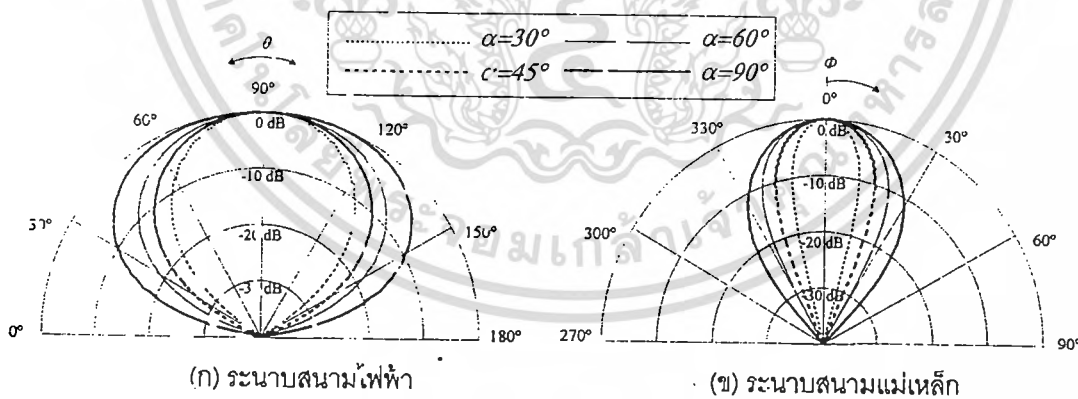
โดยกำหนดให้ $X = ks \sin \theta \cos \phi$ และ $Y = ks \sin \theta \sin \phi$

สมรรถนะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวิเคราะห์สมรรถนะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ เช่น แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ (Radiation Pattern) ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบมุมยกและระนาบมุมกวาด (Elevational Beam Peak and Azimuthal Beam Peak) ค่าความกว้างลำคลื่น (Beamwidth) และค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุด (Maximum Directivity) เมื่อเปลี่ยนระยะระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อนแบบมุมค่าต่างๆ นอกจากนี้ยังได้เปรียบเทียบสมรรถนะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเมื่อขนาดมุมของตัวสะท้อนทำมุม 30° 45° 60° และ 90°

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบทิศทางเดียวโดยโพรบกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมวงใกล้ตัวสะท้อนแบบมุมทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กเมื่อระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อนเท่ากับ 0.6λ และเปลี่ยนขนาดมุมของตัวสะท้อนเป็น 30° 45° 60° และ 90° ได้แสดงในรูปที่ 2 (ก) รูปที่ 2(ข) ตามลำดับ พบว่าที่ระยะห่างระหว่างสายอากาศเท่า 0.6λ สายอากาศจะแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว ทั้งนี้สังเกตที่ค่ามุมสูงสุดในระนาบสนามไฟฟ้าต้องชี้ที่มุม 90° และชี้ที่มุม 0° ในระนาบสนามแม่เหล็ก ซึ่งเงื่อนไขนี้ต้องเกิดขึ้นพร้อมกันทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก และพบว่าที่ระยะห่างเท่ากันขนาดมุมของตัวสะท้อนยิ่งแคบค่าความกว้างของลำคลื่นจะยิ่งแคบด้วย

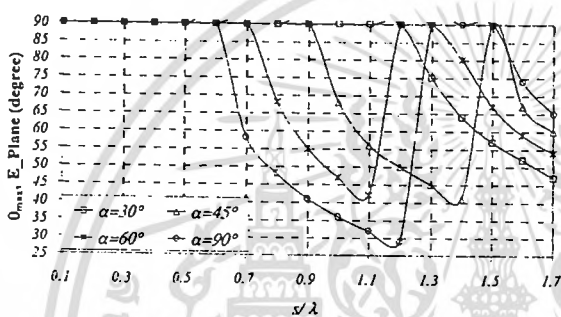


รูปที่ 2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ เมื่อวางใกล้ตัวสะท้อนแบบมุม เมื่อระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อนเท่ากับ 0.6λ และเปลี่ยนขนาดมุมของตัวสะท้อนเป็นค่าต่างๆ

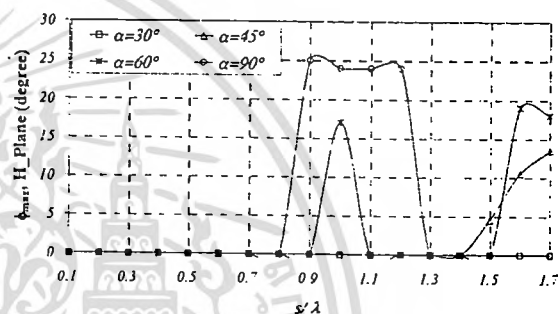
ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบมุมยกและระนาบมุมกวาด

การแพร่กระจายคลื่นในแนวตั้งฉากกับแนวแกนของสายอากาศจะเกิดขึ้นได้ เมื่อค่ามุมยกที่สนามสูงสุดในระนาบสนามไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 90° และค่ามุมกวาดที่สนามสูงสุดในระนาบสนามแม่เหล็กเท่ากับ 0° และต้องเกิดขึ้นพร้อมกันทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กด้วย ดังนั้น ถ้ามุมยกที่สนามสูงสุดในระนาบสนามไฟฟ้ามีค่าน้อยกว่า 90° หรือค่ามุมกวาดที่สนามสูงสุดในระนาบสนามแม่เหล็กมากกว่า 0° จะไม่เกิดการแพร่

กระจายแบบทิศทางเดียว ในรูปที่ 3 (ก) และรูปที่ 3(ข) แสดงค่ามุมยกที่สนามสูงสุดในระนาบสนามไฟฟ้าและค่ามุมกวาดที่สนามสูงสุดในระนาบสนามแม่เหล็ก เมื่อเปลี่ยนระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อนแบบมุมเป็นค่าต่างๆ โดยที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 30° 45° 60° และ 90° ตามลำดับ พบว่าในกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 30° จะเกิดการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียวเมื่อ ระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อนน้อยกว่า 1.2λ เท่านั้น ในกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 45° จะเกิดการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียวเมื่อ ระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อนน้อยกว่า 0.9λ เท่านั้น ในกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 60° จะเกิดการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียวเมื่อระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อนอยู่ระหว่าง $0.1\lambda - 0.7\lambda$ และ $1.2\lambda - 1.3\lambda$ ส่วนกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 90° จะเกิดการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียวเมื่อระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อนอยู่ระหว่าง $0.1\lambda - 0.6\lambda$ และ $1.3\lambda - 1.5\lambda$ เท่านั้น ซึ่งผลที่ได้จากการวิเคราะห์นี้จะเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในการนำไปพิจารณาการออกแบบสายอากาศต่อไป



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 3 ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อนแบบมุมเป็นค่าต่างๆ โดยที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 30° 45° 60° และ 90°

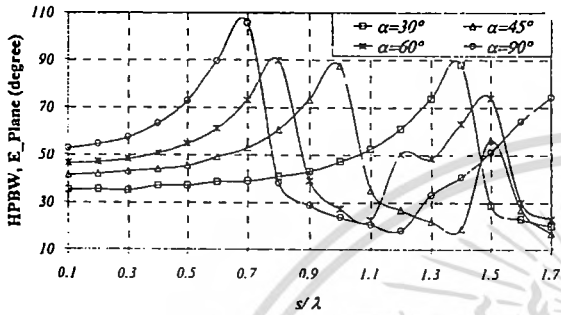
ค่าความกว้างลำคลื่น

ค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง

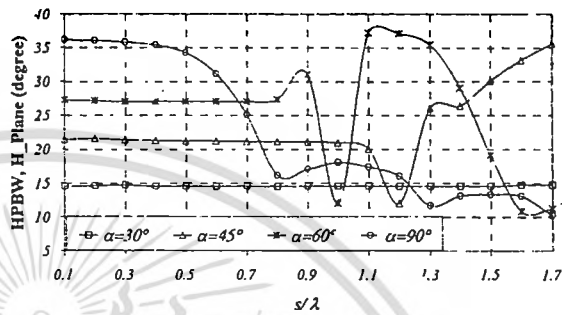
ค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งเป็นคุณลักษณะหนึ่งที่สำคัญของสายอากาศ ทั้งนี้เพราะค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งเป็นสิ่งที่ใช้บ่งชี้ถึงคุณสมบัติของสายอากาศ ซึ่งค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งที่ต้องการคือมีความกว้างแคบๆ ทั้งนี้เพื่อให้สายอากาศแพร่กระจายคลื่นไปยังทิศทางที่ต้องการแม่นยำขึ้นและมีการสูญเสียพลังงานน้อย ในรูปที่ 4(ก) และรูปที่ 4(ข) แสดงค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งของสายอากาศที่เป็นฟังก์ชันของระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อนในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามลำดับ พบว่าในระนาบสนามไฟฟ้านั้น ตัวสะท้อนที่ทำมุมต่างๆกัน ในช่วงแรกจะมีแนวโน้มของค่าความกว้างลำคลื่นลดลงครึ่งหนึ่งเพิ่มขึ้นจนถึงที่ระยะห่าง 1.4λ λ 0.8λ และ 0.7λ ในกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 30° 45° 60° และ 90° ตามลำดับ จากนั้นจะเริ่มลดลงอย่างรวดเร็วและมีแนวโน้มลดลงเรื่อยๆ ทุกกรณี แต่ที่ระยะ 1.4λ 1.1λ และ 2λ ในกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 45° 60° และ 90° ตามลำดับ จะมีแนวโน้มของค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งเพิ่มอีกครั้ง ส่วนระนาบสนามแม่เหล็กนั้น พบว่าค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งค่อนข้างคงที่จนถึงที่ระยะ 1.1λ และ 0.5λ จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจนถึงระยะ 1.2λ และ 0.8λ จากนั้นจะมีแนวโน้มเพิ่มขึ้นอีกครั้ง ในกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 45° และ 90° ตาม

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยราชภัฏนครราชสีมา ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลำดับ แต่เมื่อถึงระยะ λ ในกรณีตัวสะท้อนที่ทำมุมกัน 90° ค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งก็จะมีแนวโน้มลดลงจนถึงระยะ 1.3λ ก็จะเพิ่มขึ้นอีกครั้ง ส่วนกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 60° ค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งจะเพิ่มขึ้นที่ระยะ 0.9λ จากนั้นที่ระยะ λ จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว และเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วที่ระยะ 1.1λ จากนั้นจะมีแนวโน้มลดลง ส่วนกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 30° จะมีค่าค่อนข้างคงที่ตลอดช่วงระยะห่างระหว่าง $0.1\lambda - 1.7\lambda$ นอกจากนี้ยังได้ข้อสังเกตว่าในช่วงแรกก่อนที่จะเริ่มเปลี่ยนแปลงนั้นค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งจะยังคงแคบเมื่อตัวสะท้อนยังทำมุมกันแคบทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก



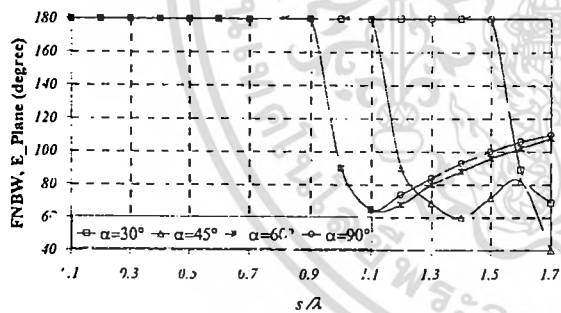
(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



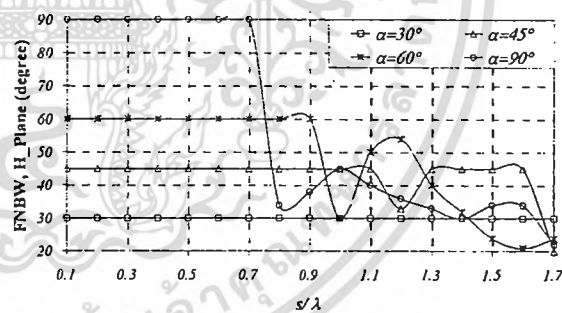
(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

รูปที่ 4 ค่าความกว้างลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งของสายอากาศที่เป็นฟังก์ชันของระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อนแบบมุมเป็นค่าต่างๆ โดยที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 30° 45° 60° และ 90°

ค่าความกว้างลำคลื่นที่เป็นศูนย์จุดแรก (First Null Beamwidth)



(ก) ระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) ระนาบสนามแม่เหล็ก

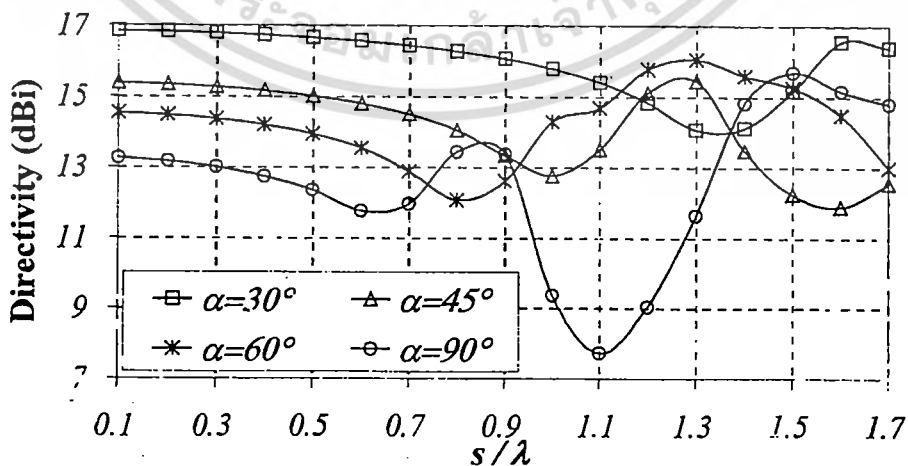
รูปที่ 5 ค่าความกว้างลำคลื่นที่เป็นศูนย์จุดแรกที่เป็นฟังก์ชันของระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อน โดยที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 30° 45° 60° และ 90°

ในรูปที่ 5(ก) และ 5(ข) แสดงค่าความกว้างลำคลื่นที่เป็นศูนย์จุดที่เป็นฟังก์ชันของระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อนในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กตามลำดับ พบว่าค่าความกว้างลำคลื่นที่เป็นศูนย์จุดแรกในระนาบสนามไฟฟ้าจะคงที่จนถึงระยะ 1.5λ และ 1.1λ จากนั้นจะลดลงอย่างรวดเร็ว ในกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 30° 45° ตามลำดับ จากนั้นที่ระยะ 1.4λ จะเริ่มเพิ่มขึ้นอีกครั้งจนถึงระยะ 1.6λ ก็จะลดลงอีกครั้ง ในกรณีตัวสะท้อนทำมุม 45° ส่วนกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 60° 90° จะมีค่าความกว้างลำคลื่นที่เป็นศูนย์จุดแรกเกือบเท่ากันตลอดช่วงและมีค่าไม่เปลี่ยนแปลงจนถึงระยะ 0.9λ ค่าความกว้างลำคลื่นที่เป็นศูนย์จุดแรกจะลดลงอย่างรวดเร็วจนถึงระยะ 1.1λ ค่าจะมีแนวโน้มเพิ่มขึ้น ส่วนค่าความกว้างลำคลื่นในสนามแม่เหล็กนั้น ใน

ช่วงแรกจะมีค่าคงที่จะถึงที่ระยะ 1.1λ , 0.9λ และ 0.7λ จากนั้นจะลดลงอย่างรวดเร็วจนถึงที่ระยะ 1.2λ และ 0.8λ จะเริ่มเพิ่มขึ้นอีกครั้งจนถึงที่ระยะ 1.6λ , 1.2λ และ 1 ก็จะเริ่มลดลงอีกครั้งในกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 45° , 60° และ 90° ตามลำดับ สำหรับกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 30° จะมีค่าความกว้างลำคลื่นที่เป็นศูนย์จุดแรกไม่เปลี่ยนแปลงตลอดช่วง $0.1\lambda - 1.7\lambda$

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ

คุณลักษณะสุดท้ายที่พิจารณาคือ ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 12 เมื่อพิจารณาเฉพาะกรณีที่อยู่ในเงื่อนไขของการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว กล่าวคือ $0.1\lambda \leq s \leq 1.2\lambda$ ในกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 30° $0.1\lambda \leq s \leq 0.9\lambda$ ในกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 45° $0.1\lambda \leq s \leq 0.7\lambda$ และ $1.2\lambda \leq s \leq 1.3\lambda$ ในกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 60° และ $0.1\lambda \leq s \leq 0.6\lambda$ และ $1.3\lambda \leq s \leq 1.5\lambda$ ในกรณีที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 90° พบว่าค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่มากที่สุดของของแต่ละกรณีอยู่ที่ระยะห่างต่างๆกัน คือ 0.1λ ในกรณีที่ตัวสะท้อนที่ทำมุมกัน 30° และ 45° ซึ่งมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางเท่ากับ 16.85 dBi และ 15.39 dBi ตามลำดับ สำหรับตัวสะท้อนที่ทำมุมกัน 60° และ 90° มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดที่ระยะ 1.25λ และ 1.5λ ซึ่งมีค่า 16.06 dBi และ 15.7 dBi ตามลำดับ ในการพิจารณาการออกแบบสายอากาศแบบทิศทางเดียวโดยโพรงกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมวงใกล้ตัวสะท้อนแบบมุมนั้น สิ่งที่ต้องพิจารณาร่วมด้วยคือขนาดของสายอากาศโพรงกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยม ที่มีความกว้าง 0.69λ สูง 0.35λ และยาว 0.25λ ดังนั้น ระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อนควรห่างกันอย่างน้อย 1.29λ , 0.83λ , 0.6λ และ 0.4λ ในกรณีนี้ที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 30° , 45° , 60° และ 90° ตามลำดับ เมื่อพิจารณาคุณสมบัติต่างๆประกอบกันแล้วพบว่าตัวสะท้อนที่ทำมุมกัน 60° ให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงที่สุดที่แพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียว ซึ่งจากการค้นพบนี้สามารถสรุปได้ว่าระยะห่างที่เหมาะสมที่ทำให้ได้แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นแบบทิศทางเดียวและมีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงที่สุดคือ 1.25λ สำหรับตัวสะท้อนที่ทำมุมกัน 60° ในบทความนี้ได้พิจารณาให้ตัวสะท้อนมีขนาดใหญ่มาๆจนเป็นอนันต์จึงไม่ได้พิจารณาผลของขอบร่วมด้วย อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติจะมีผลกระทบที่เกิดจากขอบและมุมของตัวสะท้อนแบบมุมร่วมด้วย ซึ่งจำเป็นต้องนำมาพิจารณาร่วมด้วยแต่ยังอยู่ระหว่างการวิจัย



รูปที่ 12 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศที่เป็นฟังก์ชันของระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้โดยที่ตัวสะท้อนทำมุมกัน 30° , 45° , 60° และ 90° นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปและวิจารณ์

ในบทความนี้นำเสนอสมรรถภาพการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบทิศทางเดียวโดยใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนสี่เหลี่ยมวางใกล้ตัวสะท้อนแบบมุม ซึ่งได้วิเคราะห์คุณลักษณะต่างๆของสายอากาศได้แก่ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ค่ามุมยกและค่ามุมกวาดที่สนามสูงสุดทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก ค่าความกว้างลำคลื่น และค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดของสายอากาศ นอกจากนี้ได้เปรียบเทียบสมรรถภาพของสายอากาศเมื่อตัวสะท้อนแบบมุมเป็น 30° 45° 60° และ 90° พบว่าสายอากาศแบบทิศทางเดียวที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดเมื่อระยะห่างระหว่างสายอากาศและตัวสะท้อนที่ทำมุมกัน 60° เท่ากับ 1.25λ ซึ่งผลจากการวิเคราะห์นี้จะเป็นประโยชน์อย่างมากในการนำไปใช้เป็นแนวทางในการออกแบบสายอากาศแบบทิศทางเดียวที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูง

เอกสารอ้างอิง

- [1] Johnson, R.C. and H.Jasik. 1984. Antenna Engineering Handbook. McGraw-Hill, New York.
- [2] James, J.R. and P.S.Hall. 1989. Handbook of Microstrip Antennas. vol.1-3. Peter Peregrinus.
- [3] Balanis, C.A. 1988. Chapter 8 in Antenna Handbook: Theory, Applications and Design (Y.T.Lo and S.W.Lee, eds.). Van Nostrand Reinhold Co. New York.
- [4] Love, A.W.(ed.).1978. Reflector Antennas. IEEE Press. New York.
- [5] Phongcharoenpanich, C., S. Lamultree, S. Kosulvit, and M.Krairiksh. 2002. A Unidirectional Beam Antenna using a Probe Excited Circular Ring near the Reflector.The 2002 International Technical Conference on Circuit/Systems, Computers and Communications. Vol. 1 : 545-548.
- [6] Phongcharoenpanich, C., S. Lamultree, S. Kosulvit, and M.Krairiksh. 2002. A Unidirectional Beam Antenna using a Probe Excited Circular Ring near the Reflector.The 2002 3rd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings : 389-392.
- [7] Kosulvit, S., C Phongcharoenpanich, M.Krairiksh and T.Wakabayashi. 1998. Radiation Characteristics of a Bidirectional Antenna Using a Linear Probe in a Rectangular Ring. Proceedings of International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Beijing : 337-340.
- [8] Balanis, C.A. 1997. Antenna Theory Analysis and Design. John Wiley & Sons, Inc.:785-794.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Analysis of Radiation Characteristics of a Slot Antenna on Cylindrical Surface

ผู้ร่วมงาน จำนวน 4 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายไพโรจน์ วุ่นชุม	55.00
2. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	15.00
3. นายสมผล โกศลวิตร	15.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	15.00



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เรื่องเต็มการประชุมทางวิชาการ ครั้งที่ 40

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

The Proceedings of 40th Kasetsart University Annual Conference

สาขาวิศวกรรมศาสตร์ (Engineering)

4-7 กุมภาพันธ์ 2545

ณ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์-วิทยาเขตบางเขน

จัดโดย

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ร่วมกับ

ทบวงมหาวิทยาลัย

กระทรวงเกษตรและสหกรณ์

กระทรวงวิทยาศาสตร์ เทคโนโลยีและสิ่งแวดล้อม

กระทรวงศึกษาธิการ

สำนักงานคณะกรรมการพัฒนาการเศรษฐกิจและสังคมแห่งชาติ

สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย

สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ



52. วศ70/O166 สายอากาศผสมระหว่างล็อกเพอริโอดิก และรอมบิก..... 384
 A Log – Periodic Rhombic Hybrid Antenna
 โดย ศุภชัย ไพบูลย์
53. วศ72/O169 การออกแบบรายละเอียดและวิเคราะห์ความเค้นของโครงสร้างของอากาศยาน
 เบาพิเศษ เพื่อการเกษตร..... 391
 Detail design and component stressing of ultralight aircraft for agricultural
 purpose
 โดย พล.อ.ค.ปรีชา วรรณภูมิ เอกรัฐ คุณรัตน์ ปริญา พ่วงไพโรจน์
 ธีรพร เตจ๊ะ ภูเทพ รัตนพันธ์ศักดิ์ และ วรวัชร ข้อเพชร
54. วศ74/O84 การคำนวณ Optical flow ด้วยการประยุกต์ใช้ Adaptive Gradient ร่วมกับ
 Successive Over-Relaxation..... 395
 Calculation of optical flow with adaptive gradient and successive
 over-relaxation
 โดย เกษตร์ ศิริตันติสัมฤทธิ์ เตชา พัฒนประสิทธิ์ชัย
 และ ธีรวัฒน์ เทพมณี
55. วศ76/O88 การสร้างต้นแบบอากาศยานไร้คนเพื่อพัฒนาการผลิต..... 401
 Half-Scale Vir. Tech. prototype production development
 โดย พล.อ.ค.ปรีชา วรรณภูมิ นรินทร์ โชติประสิทธิ์สกุล
 นนทิพัฒน์ ทวีวัฒน์ และ วัชรพงษ์ พัฒนดำรงจิตร
56. วศ77/O90 ทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่นของลายอากาศแบบร่องบนผิวตัวนำทรงกระบอก..... 407
 Theoretical radiation characteristics of a slot on conducting cylinder
 โดย ไพโรจน์ วุ่นชุม ชวงส์ พงศ์เจริญพานิชย์ สมผล โกศลวิตร
 และ โมไนย ไกรฤกษ์
57. วศ79/O92 การสร้างแบบจำลองและการจำลองการถ่ายโอนความร้อนและมวลของถังปฏิกรณ์
 ชีวภาพแบบแพคเบด..... 415
 Heat, mass transfer modeling and simulation in packed bed bioreactor
 โดย วสันต์ สิริยาภิวัฒน์ และ เพ็ญจิตร ศรีนพคุณ
58. วศ80/O93 วิธีการตรวจสอบหาประสิทธิภาพของอุโมงค์..... 423
 The techniques for investigate of wind tunnel performance
 โดย ปองวิทย์ ศิริโพธิ์ ณิชชัย กุลสุวรรณ และ กัทร กางกรณีย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องบนผิวตัวนำทรงกระบอก**Theoretical radiation characteristics of a slot on conducting cylinder**

ไพโรจน์ วุ่นชุม ชูวงศ์ พงศ์เจริญพานิชย์ สมพล โกศลวิทย์ และ โมไนย ไกรฤกษ์

Phairote Wounchoum, Chuwong Phongcharoenpanich, Sompol Kosulvit and Monai Krairiksh

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องบนผิวตัวนำทรงกระบอก คุณลักษณะที่ได้ทำการวิเคราะห์ได้แก่ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง ค่าอัตราส่วนของระดับลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลัง และค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศแบบร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอก การพิสูจน์สมการแม่เหล็กไฟฟ้าที่ป้อนให้กับร่องจะพิจารณาบนพื้นฐานของสนามในโหมดรวม ซึ่งสนามรวมภายในโครงสร้างของทรงกระบอกจะได้จากผลรวมของสนามในโหมดไฟฟ้าตามขวางและโหมดแม่เหล็กตามขวาง ค่าการกระจายแรงดันตลอดความยาวของร่องจะสมมติให้มีการเปลี่ยนแปลงเป็นฟังก์ชันไซน์ ส่วนสนามที่แพร่กระจายภายในทรงกระบอกออกสู่ช่องว่างอิสระจะหาได้โดยการประยุกต์ใช้เงื่อนไขพจน์เชิงเส้นกำกับและความต่อเนื่องของสนามที่บริเวณปากร่อง นอกจากนี้ยังได้แสดงผลเฉลยเชิงตัวเลขของคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่มีรัศมีทรงกระบอกต่างๆ กัน สายอากาศนี้สามารถที่จะพัฒนาไปเป็นองค์ประกอบของแถวลำดับแบบร่องบนผิวทรงกระบอกสำหรับประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศที่สถานีฐานสำหรับการกระจายเสียงโทรทัศน์ต่อไป

Abstract

This paper presents theoretical radiation characteristics of a slot antenna on conducting cylinder. The radiation characteristics such as radiation pattern, half-power beamwidth, front-to-back ratio and directivity of a slot on the cylindrical surface are investigated, theoretically. The electromagnetic fields, which are utilized to excite the slot based on the entire modes. The total fields inside the cavity are formulated by means of the combination of *TE* and *TM* modes. The voltage distribution along the slot is reasonably considered to be a sinusoidal function. The exterior radiation fields can be determined by using the asymptotic method together with the continuous field at the slot. The numerical results of radiation characteristics for various radii of the cylinder are demonstrated. This antenna can be developed to be the element of the cylindrical slot array antenna for some applications such as base-station antenna for TV broadcasting system.

คณะวิศวกรรมศาสตร์และ สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ถ่วงดุลให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่สามารถมีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



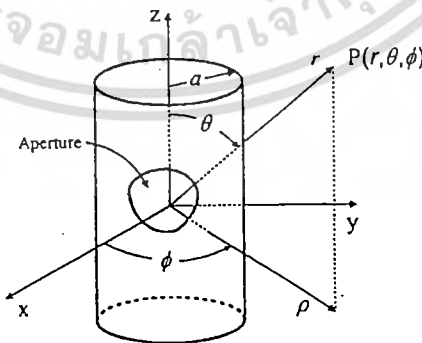
บทนำ

สายอากาศแถวลำดับบนผิวทรงกระบอก (Cylindrical Array Antenna) เป็นสายอากาศที่นิยมใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เช่นใช้เป็นสายอากาศที่ปรับเฟสได้ (Herper และคณะ, 1985) สำหรับระบบเรดาร์หรือเป็นสายอากาศสถานีฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Wongsan และคณะ, 2000) ข้อดีของสายอากาศชนิดนี้คือโครงสร้างของมันสามารถที่จะสร้างให้เข้ากับส่วนใดส่วนหนึ่งของรูปทรงที่เป็นส่วนประกอบของยานพาหนะ อันได้แก่ เครื่องบิน ยานอวกาศและจรวด ซึ่งโครงสร้างของมันมีความสมมาตรในแนวแกนของทรงกระบอกและให้การแพร่กระจายคลื่นออกไปอย่างสมมาตรด้วย การพัฒนาองค์ประกอบ (Element) แถวลำดับบนผิวทรงกระบอกเพื่อให้ได้ราคาที่ถูกถือว่าเป็นสิ่งสำคัญ สายอากาศแบบเดิมซึ่งเป็นองค์ประกอบของไดโพล ไดโพลโซลิดหรือแผ่นไมโครสตริปตัวนำบนผิวทรงกระบอก (Ashkenazy และคณะ, 1985) นั้นถือได้ว่าโครงสร้างมีความซับซ้อน ผู้วิจัยจึงได้นำเสนอการเจาะร่องบนผิวทรงกระบอก ทั้งนี้เนื่องจากสามารถสร้างได้ง่ายและโครงสร้างไม่ซับซ้อน ในการวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับแบบร่องบนผิวทรงกระบอกนั้น จำเป็นจะต้องทราบคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นจากร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอกก่อน โดยคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นที่ควรทราบได้แก่ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น (Radiation Pattern) ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง (Half-Power Beamwidth: HPBW) ค่าอัตราส่วนของระดับลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลัง (Front-to-Back Ratio: F/B-Ratio) และค่าสภาพเจาะจงทิศทาง (Directivity) ของสายอากาศแบบร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอก ในการพัฒนาต่อไปของสายอากาศแถวลำดับแบบร่องบนผิวทรงกระบอกนั้น สามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศที่สถานีฐานสำหรับการแพร่กระจายโทรศัพท์เคลื่อนที่ต่อไป

ทฤษฎี

โครงสร้างและสมการทั่วไปของสายอากาศแบบช่องเปิดบนผิวตัวนำทรงกระบอก

พิจารณาโครงสร้างตัวนำทรงกระบอกที่มีความยาวเป็นอนันต์วางอยู่ตามแนวแกน z มีรัศมี a และที่ผิวของทรงกระบอกประกอบด้วยช่องเปิด (Aperture) ดังแสดงในรูปที่ 1



รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศแบบช่องเปิดบนผิวตัวนำทรงกระบอก

การวิเคราะห์เพื่อหาสนามที่แพร่กระจายออกจากตัวนำทรงกระบอกทำได้โดยใช้เงื่อนไขสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสผิวตรงช่องเปิดของทรงกระบอกเป็นไปตามขั้นตอนดังนี้

1. อาศัยหลักการแปลงของสนามไฟฟ้าในพิกัดทรงกระบอก (Cylindrical Transforms) เพื่อช่วยในการหาสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสผิวตรงช่องเปิดของทรงกระบอก โดยสมการแปลงของสนามไฟฟ้ามีพจน์ดังนี้

$$\tilde{E}_z(n, w) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\phi \int_{-\infty}^{\infty} dz E_z(a, \phi, z) e^{-jn\phi} e^{-jwz} \quad (1ก)$$

$$\tilde{E}_\phi(n, w) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\phi \int_{-\infty}^{\infty} dz E_\phi(a, \phi, z) e^{-jn\phi} e^{-jwz} \quad (1ข)$$

ดังนั้นจะได้คู่อินเวิร์ทของการแปลงในสมการที่ (1ก) และ (1ข) นั่นคือสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสผิวของทรงกระบอกมีนิพจน์ดังต่อไปนี้

$$E_z(a, \phi, z) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{E}_z(a, \phi, z) e^{jwz} dw \quad (2ก)$$

$$E_\phi(a, \phi, z) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} \tilde{E}_\phi(a, \phi, z) e^{jwz} dw \quad (2ข)$$

โดยที่สนามในแนว ϕ ได้พิสูจน์โดยใช้อนุกรมฟูเรียร์และในแนว z ได้พิสูจน์โดยใช้อินทิกรัลฟูเรียร์ในสมการ (2ก) และ (2ข)

2. สนามที่กระจายออกภายนอกทรงกระบอกจะสามารถแสดงในรูปผลรวมของโหมดคลื่นไฟฟ้าตามขวางและโหมดคลื่นแม่เหล็กตามขวางได้ดังต่อไปนี้

$$\bar{E} = -\frac{1}{\epsilon} \nabla \times \bar{F} - j\omega \bar{A} + \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla \nabla \cdot \bar{A} \quad (3ก)$$

$$\bar{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \bar{A} - j\omega \bar{F} + \frac{1}{j\omega\mu\epsilon} \nabla \nabla \cdot \bar{F} \quad (3ข)$$

โดยที่ $\bar{A} = A_z \hat{a}_z$ และ $\bar{F} = F_z \hat{a}_z$ ฉะนั้นเราสามารถเขียนนิพจน์ของฟังก์ชันคลื่นได้ดังต่อไปนี้

$$A_z = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} f_n(w) H_n^{(2)}(\rho\sqrt{k^2 - w^2}) e^{jwz} dw \quad (4ก)$$

$$F_z = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} g_n(w) H_n^{(2)}(\rho\sqrt{k^2 - w^2}) e^{jwz} dw \quad (4ข)$$

จากสมการที่ (3) และ (4) จะได้ผลรวมของสนามไฟฟ้าในโหมดรวมดังสมการต่อไปนี้

$$E_z(\rho, \phi, z) = \frac{1}{2\pi j\omega\mu\epsilon} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} (k^2 - w^2) f_n(w) H_n^{(2)}(\rho\sqrt{k^2 - w^2}) e^{jwz} dw \quad (5ก)$$

$$E_\phi(\rho, \phi, z) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} \int_{-\infty}^{\infty} \left[-\frac{nw}{j\omega\mu\epsilon\rho} f_n(w) H_n^{(2)}(\rho\sqrt{k^2 - w^2}) + \frac{1}{\epsilon} g_n(w) \sqrt{k^2 - w^2} H_n^{(2)'}(\rho\sqrt{k^2 - w^2}) \right] e^{jwz} dw \quad (5ข)$$

3. จากหัวข้อที่ 2. ใช้เงื่อนไขสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสตรงช่องเปิดของผิวทรงกระบอก โดยแทนค่า $\rho = a$ ในสมการที่ (5) แล้วนำไปเทียบกับสมการที่ (2) ในหัวข้อที่ 1. ซึ่งมีค่าเท่ากัน ทำให้สามารถหาสัมประสิทธิ์ไม่ทราบค่า $f_n(w)$ และ $g_n(w)$ ของสมการที่ (6ก) และ (6ข) ตามลำดับ ได้ดังนี้

$$f_n(w) = \frac{jw\mu\epsilon \tilde{E}_z(n, w)}{(k^2 - w^2) H_n^{(2)}(a\sqrt{k^2 - w^2})} \quad (6ก)$$

$$g_n(w) = \frac{1}{\sqrt{(k^2 - w^2) H_n^{(2)'}(a\sqrt{k^2 - w^2})}} \left[\epsilon \tilde{E}_\phi(n, w) + \frac{nw\mu\epsilon}{a(k^2 - w^2)} \tilde{E}_z(n, w) \right] \quad (6ข)$$

4. นำสัมประสิทธิ์ที่ได้แทนกลับในสมการที่ (4) เพื่อหาคำตอบของปัญหา แต่เนื่องจากสมการที่ (4) นั้นยากในการหาคำตอบของสนามระยะไกล (Far Field) ดังนั้นสนามระยะไกลจะสามารถหาได้โดยการใช้นิพจน์อะซิมโทติก (Asymptotic Expression) (Harrington, 1985) ซึ่งเป็นการประมาณค่าฟังก์ชันเมื่อ $r \rightarrow \infty$ และเมื่อ $w = -k \cos \theta$ จะได้

$$A_z \approx \frac{e^{-jkr}}{\pi r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} j^{n+1} f_n(-k \cos \theta) \quad (7n)$$

$$F_z \approx \frac{e^{-jkr}}{\pi r} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} j^{n+1} g_n(-k \cos \theta) \quad (7ข)$$

ศักย์เวกเตอร์สามารถเปลี่ยนในรูปพิกัดทรงกระบอกเป็นพิกัดทรงกลมได้คือ

$$\bar{A}(r, \theta, \phi) = \{A_z\} \cos \theta \hat{a}_r - \{A_z\} \sin \theta \hat{a}_\theta \quad (8n)$$

$$\bar{F}(r, \theta, \phi) = \{F_z\} \cos \theta \hat{a}_r - \{F_z\} \sin \theta \hat{a}_\theta \quad (8ข)$$

5. จาก (Balanis, 1989) สนามระยะไกลจะหาได้ดังต่อไปนี้

$$E_r(r, \theta, \phi) \approx 0 \quad (9n)$$

$$E_\theta(r, \theta, \phi) \approx j\omega \frac{e^{-jkr}}{\pi r} \sin \theta \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} j^{n+1} f_n(-k \cos \theta) \quad (9ข)$$

$$E_\phi(r, \theta, \phi) \approx -j\omega\eta \frac{e^{-jkr}}{\pi r} \sin \theta \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} j^{n+1} g_n(-k \cos \theta) \quad (9ค)$$

$$H_r(r, \theta, \phi) \approx 0 \quad (9ง)$$

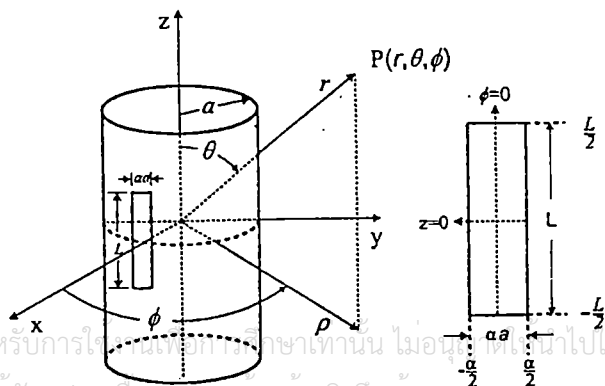
$$H_\theta(r, \theta, \phi) \approx j\omega \frac{e^{-jkr}}{\pi r} \sin \theta \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} j^{n+1} g_n(-k \cos \theta) \quad (9จ)$$

$$H_\phi(r, \theta, \phi) \approx \frac{j}{\eta} \omega \frac{e^{-jkr}}{\pi r} \sin \theta \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\phi} j^{n+1} f_n(-k \cos \theta) \quad (9ฉ)$$

เมื่อ η คือค่าอินทรีนสิคิมพีแดนซ์ ซึ่งมีค่าเป็น $\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$ และเท่ากับ $120\pi \Omega$ ในช่องว่างอิสระ

โครงสร้างและสมการที่ใช้ในการวิเคราะห์สายอากาศแบบร่องเดี่ยวบนผิวตัวนำทรงกระบอกที่วางตามแนวแกนของทรงกระบอก

พิจารณาช่องเปิดของสายอากาศแบบร่องที่วางตามแนวแกนของทรงกระบอก (Axial Slot) มีความยาวของร่องเท่ากับ L ความกว้างของร่องเท่ากับ aa โดยรัศมีของทรงกระบอกมีขนาด a ดังแสดงในรูปที่ 2



รูปที่ 2 โครงสร้างของสายอากาศแบบร่องเดี่ยวที่วางตามแนวแกน z ของทรงกระบอก

จากรูปที่ 2 ตำแหน่งของกึ่งกลางร่องจะอยู่ที่ $\phi = 0^\circ$ และ $z = 0$ ดังนั้นการกระจายแรงดันที่บริเวณปากร่องจะสมมติให้มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในรูปฟังก์ชันไซน์ ซึ่งมีรูปแบบดังนี้

$$E_\phi = \frac{V}{\alpha a} \cos\left(\frac{\pi z}{L}\right) \quad \begin{cases} -\frac{L}{2} < z < \frac{L}{2} \\ -\frac{\alpha}{2} < \phi < \frac{\alpha}{2} \end{cases} \quad (10)$$

และตลอดทั้งผิวทรงกระบอก (โดยการประมาณ) จะได้ว่า

$$E_z = 0 \quad (11)$$

เมื่อพิจารณาว่าขนาดความกว้างของร่องมีความแคบมาก $\alpha \rightarrow 0$ นำสมการที่ (10) แทนในสมการที่ (1) จะได้

$$\tilde{E}_\phi(n, w) = \frac{VL \cos(wL/2)}{a \pi^2 - (Lw)^2} \quad (12ก)$$

$$\tilde{E}_z(n, w) = 0 \quad (12ข)$$

นำสมการที่ (12) ไปแทนลงในสมการที่ (6) ก็จะสามารถหาสัมประสิทธิ์ที่ไม่ทราบของสมการได้คือ

$$g_n(w) = \frac{\varepsilon VL \cos(wL/2)}{[\pi^2 - (Lw)^2] a \sqrt{k^2 - w^2} H_n^{(2)'}(a \sqrt{k^2 - w^2})} \quad (13ก)$$

$$f_n(w) = 0 \quad (13ข)$$

จากนั้นนำสัมประสิทธิ์ที่ได้แทนลงไปในสมการที่ (4) แล้วหาค่าสนามที่ระยะไกลตามสมการที่ (7)-(9) ตามลำดับจะได้

$$E_r(r, \theta, \phi) \approx 0 \quad (14ก)$$

$$E_\theta(r, \theta, \phi) \approx 0 \quad (14ข)$$

$$E_\phi \approx \frac{VLe^{-jkr}}{\pi^3 ar} \left[\frac{\cos\left(\frac{kL}{2} \cos\theta\right)}{1 - \left(\frac{kL}{\pi} \cos\theta\right)^2} \right] \sum_{n=0}^{\infty} \frac{c_n j^n \cos(n\phi)}{H_n^{(2)'}(ka \sin\theta)} \quad (14ค)$$

$$H_r(r, \theta, \phi) \approx 0 \quad (14ง)$$

$$H_\theta \approx \frac{-VLe^{-jkr}}{\eta \pi^3 ar} \left[\frac{\cos\left(\frac{kL}{2} \cos\theta\right)}{1 - \left(\frac{kL}{\pi} \cos\theta\right)^2} \right] \sum_{n=0}^{\infty} \frac{c_n j^n \cos(n\phi)}{H_n^{(2)'}(ka \sin\theta)} \quad (14จ)$$

$$H_\phi(r, \theta, \phi) \approx 0 \quad (14ฉ)$$

เมื่อ

$$c_n = \begin{cases} 1, n = 0 \\ 2, n \neq 0 \end{cases} \quad (15)$$

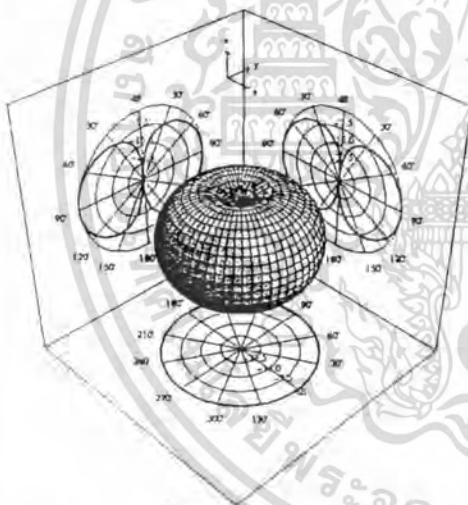
ผลการคำนวณ

จากผลการคำนวณได้แสดงผลคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นที่รัศมีต่างๆของทรงกระบอก ความยาวของร่องมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น โดยร่องวางตามแนวแกนของทรงกระบอก (แกน z) ไม่คิดความยาวของทรงกระบอก (ความยาวเป็นอนันต์) ตามรูปที่ 2 โดยใช้สมการที่ (14ค) ในการคำนวณ

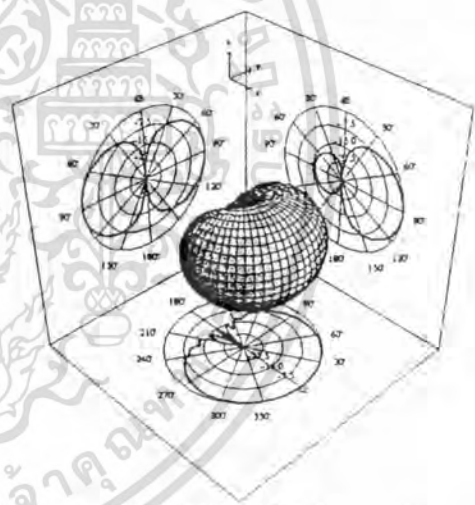
แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

เพื่อให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น เมื่อเปลี่ยนรัศมีค่าต่างๆของทรงกระบอก จะแสดงผลในลักษณะ 3 มิติ ในระนาบ xy, xz และ yz ดังแสดงในรูปที่ 3

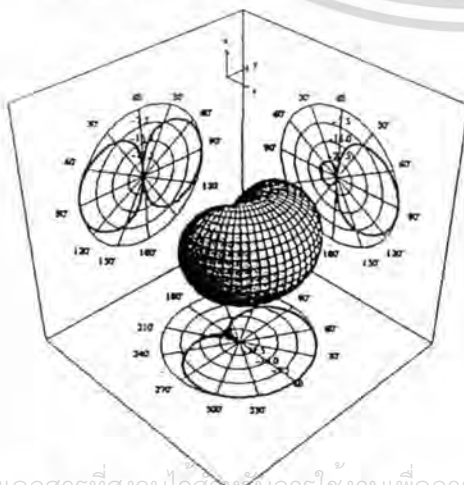
เมื่อเทียบกับโครงสร้างของสายอากาศดังรูปที่ 2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการคำนวณเมื่อรัศมีของทรงกระบอกมีค่าน้อยๆ ดังรูปที่ 3ก จะเห็นได้ว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นมีลักษณะคล้ายกับของสายอากาศไดโพลที่วางอยู่ในอากาศ และเมื่อรัศมีของทรงกระบอกใหญ่ขึ้นค่าลำคลื่นด้านหลังจะเริ่มลดลงดังแสดงในรูปที่ 3ข, 3ค ตามลำดับ และรูปที่ 3ง แสดงลักษณะของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเมื่อรัศมีของทรงกระบอกมีค่าเป็นอนันต์ จะเปรียบเสมือนกับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องบนระนาบตัวนำขนาดอนันต์กล่าวคือจะไม่มีการแพร่กระจายคลื่นออกที่ด้านหลัง



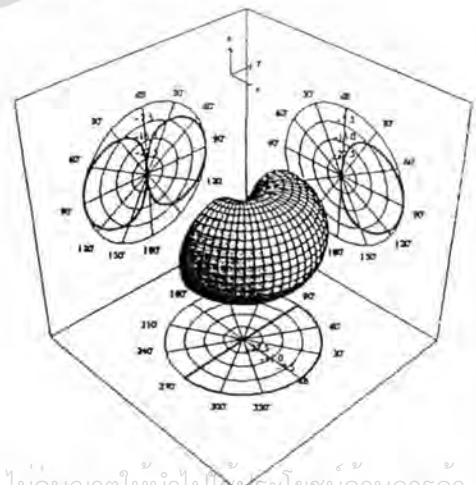
(ก) $a = 0.016\lambda$ หรือ $ka = 0.1$



(ข) $a = 1.592\lambda$ หรือ $ka = 10$



(ค) $a = 3.183\lambda$ หรือ $ka = 20$

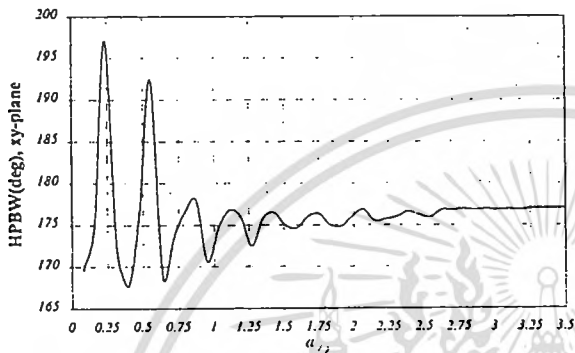
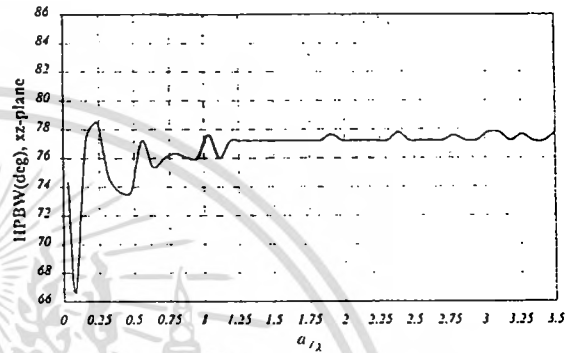
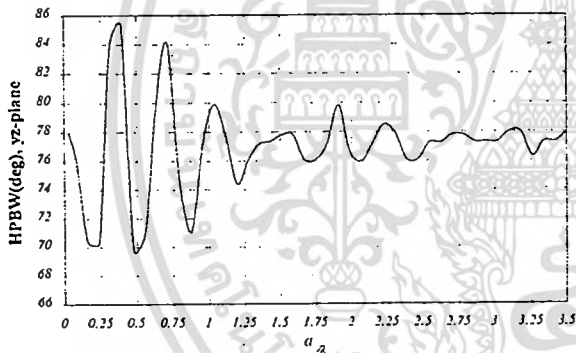


(ง) $a = \text{infinity}$ หรือ $ka = \text{infinity}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 รูปที่ 3 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ ที่มีรัศมีของทรงกระบอกต่างๆ กัน

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่ง

ค่าความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่ง จะแสดงในระนาบ xy , xz และ yz ดังแสดงในรูปที่ 4 ผลปรากฏว่าที่รัศมีของทรงกระบอกมีค่าน้อยๆ ในทุกระนาบนั้นค่าความกว้างของลำคลื่นจะมีการเปลี่ยนแปลงมากและมีแนวโน้มไม่คงที่ แต่เมื่อรัศมีใหญ่ขึ้นในทุกระนาบจะมีการเปลี่ยนแปลงความกว้างของลำคลื่นน้อยลงและค่อยๆ คงที่ โดยเมื่อรัศมีของทรงกระบอกเข้าสู่ค่าอนันต์ค่าความกว้างของลำคลื่นในระนาบ xy , xz , และ yz จะเข้าสู่ค่า 180° , 78° และ 78° ตามลำดับ เป็นกรณีของร่องบนระนาบตัวนำขนาดอนันต์นั่นเอง

(ก) ระนาบ xy (ข) ระนาบ xz (ค) ระนาบ yz

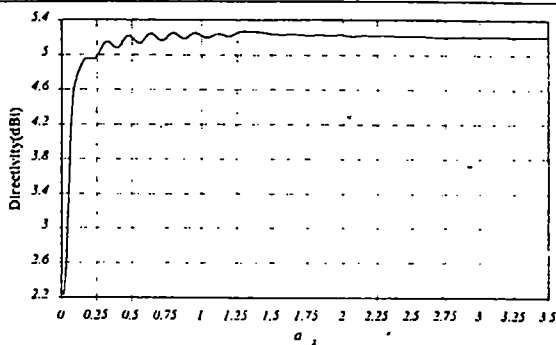
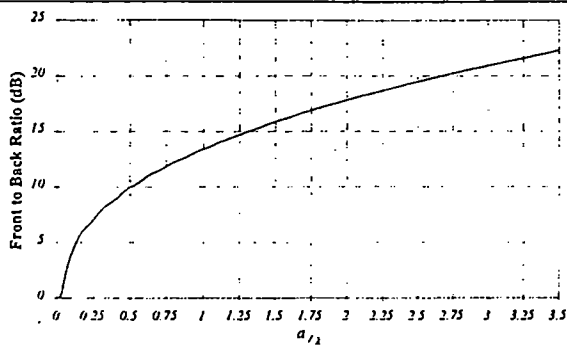
รูปที่ 4 ความกว้างของลำคลื่นที่มีกำลังลดลงครึ่งหนึ่งที่ระนาบต่างๆ

อัตราส่วนของระดับลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลัง

ค่าอัตราส่วนของระดับลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลังจากการคำนวณแสดงดังรูปที่ 5 ปรากฏว่าเมื่อรัศมีทรงกระบอกมีค่าน้อยๆค่าอัตราส่วนของระดับลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลังจะมีค่าน้อยแสดงว่าค่าลำคลื่นด้านหลังมีขนาดสูง และเมื่อรัศมีใหญ่ขึ้นค่าอัตราส่วนของระดับลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลังจะมีค่าเพิ่มขึ้นนั่นแสดงว่าค่าลำคลื่นด้านหลังมีขนาดลดลง ซึ่งค่าอัตราส่วนของระดับลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลังนี้จะมีแนวโน้มเข้าสู่ค่าอนันต์ถ้ารัศมีทรงกระบอกใหญ่มากจนเข้าสู่กรณีของร่องเดี่ยวบนระนาบตัวนำขนาดอนันต์

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ

คุณลักษณะที่สำคัญของสายอากาศที่ต้องพิจารณาคือค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 6 เมื่อรัศมีของทรงกระบอกใหญ่ขึ้นค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศจะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยจนกระทั่งเข้าค่าคงที่ 5.20 dBi เมื่อรัศมีใหญ่กว่า 1.25 เท่าของความยาวคลื่นที่ความถี่ปฏิบัติการ ซึ่งค่านี้มีค่าใกล้เคียงกับร่องเดี่ยวบนระนาบตัวนำขนาดอนันต์



รูปที่ 5 ค่าอัตราส่วนของระดับล้าคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลัง รูปที่ 6 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศ

สรุปผล

บทความนี้ได้นำเสนอทฤษฎีการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องบนผิวตัวนำทรงกระบอก โดยลำดับแรกได้วิเคราะห์สายอากาศแบบช่องเปิดบนผิวตัวนำทรงกระบอกก่อน การวิเคราะห์ปัญหาเพื่อหาสนามที่แพร่กระจายออกภายนอกของทรงกระบอก ได้ประยุกต์ใช้เงื่อนไขสนามไฟฟ้าในแนวสัมผัสตรงช่องเปิดบนผิวของทรงกระบอกและการพิสูจน์สมการแม่เหล็กไฟฟ้าที่ป้อนให้กับร่องจะพิจารณาบนพื้นฐานของโหมดรวมเพื่อนำไปหาค่าสัมประสิทธิ์ไม่ทราบค่าของสนาม ส่วนสนามที่แพร่กระจายภายในทรงกระบอกออกสู่ช่องว่างอิสระจะหาได้โดยการประยุกต์ใช้เงื่อนไขพจน์เชิงเส้นกำกับและความต่อเนื่องของสนามที่บริเวณปากร่อง จากนั้นได้วิเคราะห์สายอากาศแบบร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอกที่วางตามแนวแกนของทรงกระบอกในแนวแกน z โดยใช้หลักการเดียวกับการหาสนามของสายอากาศแบบช่องเปิดบนผิวทรงกระบอก สำหรับค่าการกระจายแรงดันตลอดความยาวของร่องจะสมมติให้มีการเปลี่ยนแปลงเป็นฟังก์ชันไซน์ การแสดงผลของการคำนวณได้ใช้ร่องมีความยาวเป็นครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นและมีการเปลี่ยนรัศมีค่าต่างๆ ของทรงกระบอก ทำให้ทราบคุณลักษณะการกระจายคลื่นของสายอากาศชนิดนี้ จากผลการคำนวณเมื่อรัศมีมีขนาดใหญ่มากๆ คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศจะมีแนวโน้มเข้าสู่ลักษณะของร่องบนแผ่นระนาบตัวนำขนาดอนันต์ และจากผลการวิเคราะห์ดังกล่าวสามารถนำผลไปประยุกต์ใช้กับสายอากาศแถวลำดับแบบร่องบนผิวทรงกระบอกได้ต่อไป

เอกสารอ้างอิง

Herper, J. C., A. Hessel, and B. Tomasic. 1985. Element of an axial dipole in a cylindrical phased array: Part I-Theory. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. vol. AP-33. No.3. : 259-272.

Wongsan, R., C. Phongcharoenpanich, and M. Krairiksh. 2000. Analysis of input impedance of a Sectoral cylindrical cavity-backed slot antenna fed by probe. International Symposium on Antennas and Propagation. Fukuoka. : 613-616.

Ashkenazy, J., S. Shtrikman, and D. Treves. 1985. Electric surface model for the analysis of microstrip antenna on cylindrical bodies. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. vol. AP-33. No.3. : 295-300.

Harrington, R. F. Time-Harmonic Electromagnetic Fields. 1985. McGraw-Hill. New York. : 198-245.

Balanis, C. A. 1989. Advanced Engineering Electromagnetics. John Wiley & Sons. New York. : 287.

เอกสารหมายเลข 29



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Characteristics of a Bidirectional Antenna using a Probe Excited Circular Ring

ผู้ร่วมงาน จำนวน 3 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายสมผล โกศลวิตร	40.00
2. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	30.00
3. นายโมไนย ไกรฤกษ์	30.00



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

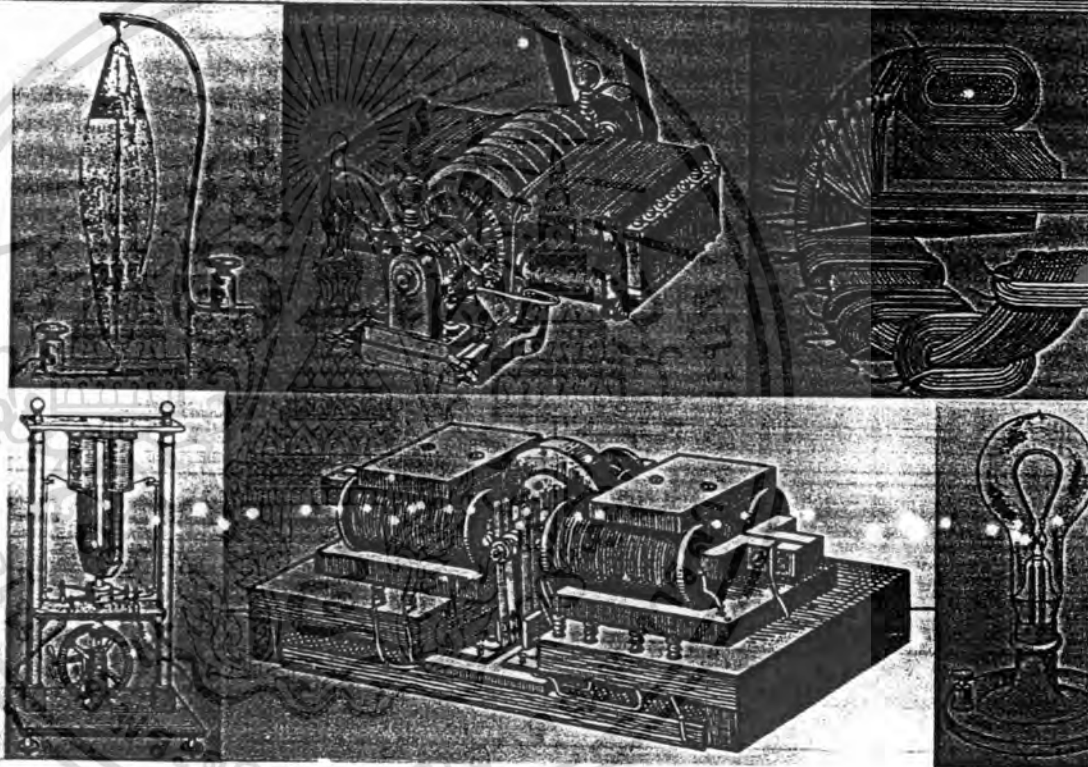
ขอมูล

ทางเทคโนโลยี

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24 24th Electrical Engineering Conference (EECON-24)



การสื่อสารโทรคมนาคม



บทความที่รับเชิญ

บทความที่คัดสรร

ดำเนินการโดย คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

22-23 พฤศจิกายน 2544

โทร : 0-2739-2359 โทรสาร : 0-2326-9965

<http://www.ladkrabang.com>

งานนี้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
หากมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทความรับเชิญ (Invited Papers)	
IP01 การสื่อสารแบบไร้สายในอนาคต Wireless Communications in the Future ถวิล พึ่งมา สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าคุณทหารลาดกระบัง	I
IP02 Development of Industry-Oriented Graduate Education and Research in Engineering Rolf Jansen Bundit Fungtammasan Narong Varongkriengkrai Somchui Chatratana RWTH Aachen Technical University King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok	VII
IP03 แนวทางการออกแบบเบื้องต้นสำหรับระบบการสื่อสารหลายผู้ใช้บนดาวเทียมไทยพัฒน์ 2 Preliminary Design of Thai-Paht II Multiuser Communication System สุเจนต์ จันทร์รัมย์ แพ้ภักดิ์ ศิริสุข มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร	XIII
IP04 การประยุกต์ใช้งาน โปรแกรมคอมพิวเตอร์ช่วยเหลือนงานวิศวกรรมป้องกันระบบไฟฟ้า The Application of Computer-Aided Protection Engineering System สันติ อิศวศิริพงษ์ธร ณรงค์ คันทติยากร มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์	XVIII
IP05 โครงการสุริยะฉายแสง -ข้อเสนอ โครงการผลิตเซลล์แสงอาทิตย์จากแร่ควอตซ์ในประเทศไทย- Thai Sunshine Project -A Proposal to Produce Solar Cells from Quartz in Thailand- คูสิต เครื่องงาม จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย	XXIV
IP06 คุณลักษณะของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้วงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบสำหรับ ระบบโทรศัพท์พกพาส่วนบุคคล Characteristics of a Bidirectional Antenna using a Probe Excited Circular Ring for Personal Communication Telephone System สมพล โกศลวิตรัฐ ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ โมไนย ไกรฤกษ์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง	XXX

คุณลักษณะของสายอากาศสองทิศทางที่ใช้วงแหวนวงกลมล้อมรอบโพรบ
สำหรับระบบโทรศัพท์พกพาส่วนบุคคล
Characteristics of a Bidirectional Antenna using a Probe Excited Circular Ring
for Personal Communication Telephone System

สมผล ไก่ศิริวิทย์ ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์ และ โมไนย ไกรฤกษ์
คณะวิศวกรรมศาสตร์และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอสายอากาศชนิดสองทิศทางอย่างง่าย และราคาถูกโดยใช้โพรบที่ถูกล้อมรอบด้วยวงแหวนวงกลม โครงสร้างของสายอากาศมีลักษณะไม่ซับซ้อน กล่าวคือเป็นโพรบเชิงเส้นที่ถูกล้อมรอบด้วยวงแหวนวงกลม หลักการการออกแบบสายอากาศทำได้ง่ายและตรงไปตรงมา โดรนในขั้นแรกจะเลือกรัศมีของวงแหวนวงกลมได้เงื่อนไขที่ข้อมให้เฉพาะคลื่นในโหมดพื้นราบเท่านั้นสามารถเดินทางได้ และจากการศึกษาพบว่าเมื่อระยะนำรัศมีของวงแหวนค่าหนึ่งแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศจะเปลี่ยนแปลงตามความหนาของวงแหวน ซึ่งความหนาของวงแหวนที่เหมาะสมและให้ค่าสภาพจะงทิศทางที่ดีที่สุดจะถูกเลือกมาใช้ในการออกแบบเพื่อนำไปใช้งาน โดยเกณฑ์ในการเลือกความหนาของวงแหวนที่รัศมีต่างๆของวงแหวนได้นำเสนอไว้ในบทความนี้ด้วย สายอากาศต้นแบบได้ถูกสร้างขึ้นจริงที่ความถี่ปฏิบัติการ 1.9065 GHz และได้ทำการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบกับผลทางทฤษฎีที่ได้ทำนายไว้ พบว่าผลการเปรียบเทียบมีความสอดคล้องกันอย่างเป็นเหตุเป็นผล โดยแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเป็นแบบสองทิศทางที่มีค่าอัตราขยาย 5.4 dBi ตลอดความกว้างแถบความถี่ 17% และเนื่องจากสายอากาศชนิดนี้สามารถสร้างได้ง่ายโดยใช้ต้นทุนการผลิตที่ต่ำ ดังนั้นจึงเหมาะสมที่จะถูกนำไปใช้เป็นสายอากาศที่สถานีฐาน สำหรับพื้นที่ให้บริการตามแนวถนน

Abstract

This paper presents a simple and cost-effective bidirectional antenna using a probe excited circular ring. The structure of the antenna is simple i.e., a linear electric probe surrounded by the circular ring. The principle of the antenna design is easy and straightforward. A choice of the ring radius is first chosen to achieve the condition that only the dominant mode can be propagated. Furthermore, it is found that for a specific ring radius, the radiation patterns of the antenna are varied as the ring width. Then, the optimum ring width that provides the maximum directivity is determined. The criterion of selection of the ring width for various ring radii is illustrated as the guideline for the antenna design. The

fabricated antenna at the operating frequency of 1.9065 GHz are measured and compared with the theoretical prediction. It is apparent that these results are reasonable agreement. The bidirectional pattern with the gain of 5.4 dBi over the bandwidth of 17% is obtained. Moreover, the antenna can be easily fabricated with the low production cost. Therefore, this antenna is suitable for installing at the base station in the street cell.

1. บทนำ

ในปัจจุบันนี้ระบบการสื่อสารเคลื่อนที่แบบวงเคลื่อนที่ได้เข้ามามีบทบาทสำคัญอย่างมากในชีวิตประจำวัน [1] จำนวนของถูกข่ายมีการเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วและระบบวงเคลื่อนที่ขนาดเล็กก็มีการใช้งานอย่างแพร่หลาย จำนวนสถานีฐานก็เพิ่มขึ้นอย่างมาก ฉะนั้นการพัฒนาสายอากาศที่มีราคาถูกสำหรับสถานีฐานจึงมีความสำคัญอย่างยิ่ง โดยทั่วไปสายอากาศที่ใช้จะเป็นสายอากาศแบบรอบตัวเพื่อให้ปกคลุมพื้นที่ให้บริการรูปวงกลม แต่ในการใช้งานบางประเภทที่มีพื้นที่ยาวและแคบ อันได้แก่ บนทางด่วน ในอุโมงค์ และทางเดินระหว่างตึก เราจะนิยมใช้สายอากาศแบบสองทิศทางแทนการใช้สายอากาศแบบรอบทิศทาง เพราะว่าถ้าหากแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นถูกจำกัดให้แพร่กระจายคลื่นอยู่เฉพาะด้านหน้าและด้านหลังของสายอากาศแล้วนั้น จะทำให้พื้นที่ครอบคลุมของสายอากาศในแนวยาวทำได้มากขึ้น

สายอากาศดั้งเดิมที่ใช้กันอยู่ทั่วไปจะเป็นสายอากาศแบบสองทิศทางที่ได้จากการรวมสายอากาศทิศทางเดียวกันสองตัวเช่นสายอากาศยาคี (Yagi) โดยให้ใช้ในทิศทางตรงกันข้ามหรือได้จากสายอากาศรอบทิศทางเช่นสายอากาศโมโนโพล (monopole) ที่ถูกป้อนด้วยเฟสที่เหมาะสม [2] แต่พบว่าสายอากาศที่สร้างด้วยเทคนิคเหล่านี้จะมีการสูญเสียในระบบการป้อนสัญญาณสูงมากและมีโครงสร้างซับซ้อนทำให้มีราคาสูง จึงมีผู้วิจัยจำนวนมากพัฒนาสายอากาศแบบสองทิศทางดังกล่าวดังต่อไปนี้ สายอากาศแบบแพทช์ (patches) แนวยาว (BNPA) ซึ่งมีลักษณะเป็นแผ่นตัวนำแนวยาวโดยที่สองด้านของขั้วสเตรทที่เป็นไดอิเล็กตริก (dielectric substrate) แนวยาวถูกป้อนสัญญาณด้วยเส้นสเตรป (strip line) คู่ขนาน ซึ่งสายอากาศชนิดนี้สามารถสร้างได้ง่ายโดยการทาวจอร์พิมพ์และโครงสร้างป้อนสัญญาณบนขั้วสเตรท แต่สายอากาศชนิดนี้มีประสิทธิภาพในการแพร่กระจายคลื่นต่ำ ดังนั้นจึงได้มีการเพิ่มแผ่นตัวนำปรสิคเพื่อสร้างสายอากาศ BNPA ให้เป็น BNPA-A ขึ้นมา [3] ซึ่งทำให้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการแพร่กระจายคลื่นได้ซึ่งค่าอัตราขยายของสายอากาศชนิดนี้มีค่าสูงกว่าสายอากาศแบบ

เชิงเส้นแนวยาว (collinear) หนึ่งสำหรับการประยุกต์ใช้งานบนท้อง
 ถนนที่มีความกว้างประมาณ 30-60 เมตรนั้น สายอากาศ BIRA มี
 ลักษณะที่เหมาะสมกว่า [4] การพัฒนาสายอากาศสองทิศทางที่นำสน
 ใจอีกอย่างคือการนำสายอากาศที่เป็นรอยบากเข้าไปในแผ่นตัวนำ
 เหนือแผ่นระนาบ ซึ่งสายอากาศชนิดนี้ถูกนำมาใช้เพื่อขยายพื้นที่
 ครอบคลุมของสถานีรีเลย์ (relay) ในระบบบุดเตอร์ภายในอุโมงค์ [5]
 ค่าการโพลาไรซ์ไว้ที่ไม่ต้องการจะถูกกำจัดในระนาบสนามแม่เหล็ก
 ในสายอากาศชนิดรอยบาก อีกวิธีหนึ่งของการออกแบบสายอากาศ
 สองทิศทางคือ ทำได้โดยใช้สายอากาศที่มีโครงสร้างเป็นรูปข้อมอก
 (crank) ซึ่งดัดแปลงมาจากสายอากาศรูปปากคั้งเดิม [6] ซึ่งแบบรูปการ
 แพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเหล่านี้จะถูกยกขึ้นจากกำแพงซึ่งเรา
 ต้องทำการกดมันลงมาให้มันครอบคลุมพื้นที่ให้บริการ ซึ่งการกด
 ลงนี้ทำได้โดยใช้ช่องค้ำประกอบประตักและเพื่อการเพิ่มค่าอัตราขยาย
 [7] จากรายละเอียดทั้งหมดที่กล่าวมานี้จะเห็นได้ว่าการพัฒนาสาย
 อากาศสองทิศทางที่มีคุณสมบัติที่เหมาะสมสำหรับการประยุกต์ใช้
 งานเฉพาะบางประเภทมีความสำคัญอย่างยิ่ง โดยเฉพาะต้นทุนการผลิต
 ที่ต่ำเป็นปัจจัยสำคัญที่ต้องพิจารณาอันเนื่องมาจากจำนวนของพื้นที่ให้
 บริการที่มีอยู่มากนั่นเอง

คณะผู้วิจัยจึงได้นำเสนอสายอากาศสองทิศทางโดยใช้โพรบ
 เชิงเส้นป้อนให้กับวงแหวนที่เหลื่อมมุมฉากซึ่งทาบแบบรูปการ
 แพร่กระจายคลื่นจะเป็นแบบสองทิศทางและมีค่าการขยายปานกลาง
 ตลอดจนมีต้นทุนการผลิตต่ำ อย่างไรก็ตามจากการศึกษาในเบื้องต้น
 พบว่าคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเมื่อคำนวณค่า
 ความถี่ปฏิบัติการมาให้โดยที่โครงสร้างที่เหลื่อมและวงกลมมีความถี่
 คัดค่าเดียวกัน โครงสร้างแบบวงกลมจะมีค่าอัตราขยายสูงกว่า
 แบบที่เหลื่อมมุมฉาก [8]-[9] บทความนี้นำเสนอสายอากาศชนิดสอง
 ทิศทางอย่างง่ายและราคาถูกโดยใช้วงแหวนล้อมรอบโพรบ โดยโครง
 สร้างของสายอากาศมีลักษณะไม่ซับซ้อน กล่าวคือเป็นโพรบเชิงเส้นที่
 ถูกล้อมรอบด้วยวงแหวนวงกลม หลักการการออกแบบสายอากาศทำ
 ได้ง่ายและตรงไปตรงมา ในขั้นแรกรัศมีของวงแหวนจะถูกเลือกภาย
 ใต้เงื่อนไขที่ยอมให้เฉพาะคลื่นในโหมดพื้นฐานเท่านั้นสามารถเดิน
 ทางได้ และจากการศึกษาพบว่าเมื่อระบุค่ารัศมีของวงแหวนค่าหนึ่ง
 พบว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศจะแปรตามความ
 หนาของวงแหวน ซึ่งความหนาของวงแหวนที่เหมาะสมและให้ค่า
 สภาพเจาะงทิศทางที่ดีที่สุดจะถูกเลือกมาใช้ในการออกแบบเพื่อนำ
 ไปใช้งาน โดยเกณฑ์ในการเลือกความหนาของวงแหวนที่รัศมีต่างๆ
 ได้นำเสนอไว้ในบทความนี้ด้วย สายอากาศต้นแบบที่ได้สร้างขึ้นจริงที่
 ความถี่ปฏิบัติการ 1.9065 GHz และได้ทำการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบกับ
 ผลทางทฤษฎีที่ได้ทำนายไว้ พบว่าผลจากการเปรียบเทียบมีความ
 สอดคล้องกันอย่างเป็นเหตุเป็นผล โดยแบบรูปการแพร่กระจายคลื่น
 เป็นแบบสองทิศทางที่มีค่าอัตราขยาย 5.4 dBi ครอบคลุมความกว้าง
 แถบความถี่ 17% และเนื่องจากสายอากาศชนิดนี้สามารถสร้างได้ง่าย

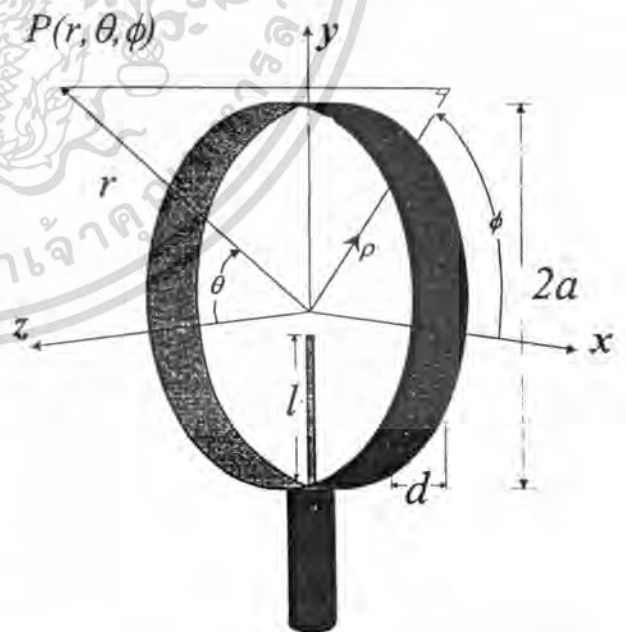
โดยใช้ต้นทุนการผลิตที่ต่ำ ดังนั้นจึงเหมาะสมที่จะถูกนำไปใช้เป็นสาย
 อากาศที่สถานีฐาน สำหรับพื้นที่ให้บริการตามแนวถนนหรือทางด่วน
 เป็นต้น

2. หลักการของสายอากาศ

สายอากาศชนิดนี้ประกอบไปด้วยโพรบเชิงเส้นยาว / ยื่นออกมา
 จากสายนำสัญญาณโคแอกเซียล (coaxial) โดยมีรัศมีและความหนาของวง
 แหวนเป็น a และ d ตามลำดับดังแสดงในรูปที่ 1 สำหรับโพรบที่วางในแนว
 แกน y ซึ่งพิจารณาให้วงแหวนเป็นส่วนหนึ่งของท่อนำคลื่นรูปวงกลมที่คลื่น
 แม่เหล็กไฟฟ้าจะเดินทางในทิศ z และ $-z$ และจะมีการแพร่กระจายคลื่นของ
 สนามดังกล่าวที่ช่องเปิดของวงแหวนทั้งสอง โดยสนามที่บริเวณใกล้ๆ
 โพรบจะประกอบไปด้วยโหมดหลายโหมด แม้ว่าความหนาและรัศมีของวง
 แหวนจะถูกเลือกให้มีขนาดเล็กที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้แล้วก็ตามเพื่อให้มี
 เฉพาะคลื่นในโหมดพื้นฐาน TE_{11} แต่สนามที่บริเวณใกล้ๆ โพรบจะประกอบ
 ไปด้วยโหมดหลายโหมดซึ่งโดยทั่วไปแล้วโหมดอันดับสูงจะเกิดการจาง
 หายและแอมพลิจูดจะลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อระยะห่างจากโพรบมากขึ้น ดัง
 นั้นระยะทางที่เหมาะสมที่โหมดอันดับสูงสามารถตัดทิ้งได้จึงมีเฉพาะ โหมด
 พื้นฐานเท่านั้นที่ถูกเลือก ซึ่งค่ารัศมีของวงแหวนที่เลือกจะเป็นดังสมการที่ 1
 [10],[11]

$$0.293\lambda < a < 0.486\lambda \quad (1)$$

โดยที่ λ เป็นความยาวคลื่นที่ความถี่ปฏิบัติการ



รูปที่ 1 สายอากาศแบบสองทิศทางโดยใช้โพรบกระตุ้นวงแหวนวงกลม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 24 (EECON-24) 22-23 พฤศจิกายน 2544

เนื่องจากสายอากาศเป็นส่วนหนึ่งของท่อนำคลื่นรูปวงกลม ดังนั้นค่ารัศมีและความหนาของวงแหวนจึงสามารถเลือกได้ทั้งจากท่อนำคลื่นมาตรฐานและท่อนำคลื่นทั่วไปที่มีจำหน่ายในท้องตลาดที่ให้เฉพาะคลื่นในโหมดพื้นฐานเท่านั้นที่เดินทางได้ จากรูปที่ 1 เนื่องจากโพรบที่อยู่บนท่อนำคลื่นจะขนานกับวงแหวน ดังนั้นจะเกิดการกระตุ้นเฉพาะในโหมด TE เท่านั้น ในบริเวณใกล้ๆ โพรบค่าสนามจะมีความซับซ้อนและประกอบด้วยโหมดหลายโหมด และที่ความถี่ปฏิบัติการโหมดที่เป็นไปได้ก็คือ โหมด TE_{11} , โหมด TE_{21} , โหมด TE_{01} และโหมดอื่นอีก ดังนั้นเมื่อคลื่นเดินทางไปในท่อนำคลื่นไปยังช่องเปิดทั้งสองด้าน คลื่นในโหมด TE_{11} จะเกิดการลดทอนดังสมการที่ 2

$$\alpha_{11} = \frac{R_s}{a\eta} \frac{8.686}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{c11}}\right)^2}} \left[\left(\frac{\lambda}{\lambda_{c11}}\right)^2 + 0.420 \right] \quad (2)$$

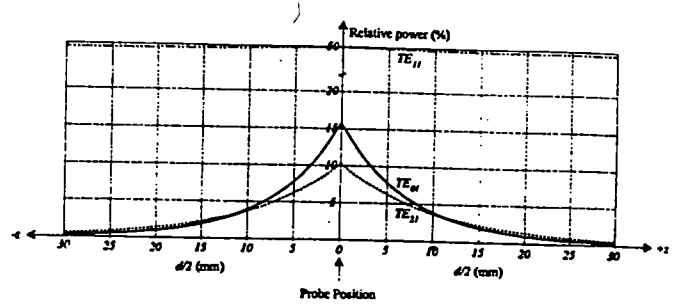
โดยที่ λ_{c11} เป็นความยาวคลื่นคัตของคลื่นโหมด TE_{11} ซึ่งมีค่าเท่ากับ $3.412a$ η เป็นค่าอิมพีแดนซ์ของตัวกลาง R_s เป็นความต้านทานผิวลักษณะของผนังตัวนำที่ขึ้นอยู่กับความถี่ ถ้าความยาวคลื่นของสายอากาศมากกว่าความยาวคลื่นวิกฤตแล้ว โหมดคลื่นจะเป็นคลื่นจางหาย (evanescent mode) ซึ่งมีการลดทอนลงอย่างรวดเร็วเมื่อระยะทางมากขึ้นด้วยขนาดของการลดทอน $e^{-\alpha z}$ ค่าคงที่การลดทอนสำหรับโหมด TE_{21} แสดงได้ดังสมการที่ 3 และสำหรับโหมด TE_{01} แสดงได้ดังสมการที่ 4 [12]

$$\alpha_{21} = \frac{17.372\pi}{\lambda_{c21}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{c21}}{\lambda}\right)^2} \quad (3)$$

และ

$$\alpha_{01} = \frac{17.372\pi}{\lambda_{c01}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{c01}}{\lambda}\right)^2} \quad (4)$$

โดยที่ λ_{c21} และ λ_{c01} เป็นความยาวคลื่นคัตในโหมด TE_{21} และโหมด TE_{01} ตามลำดับ โดยที่ λ_{c21} มีค่าเท่ากับ $2.057a$ และ λ_{c01} มีค่าเท่ากับ $1.640a$ และขนาดแอมพลิจูดของการกระจายกำลังงานสำหรับโหมดทั้งสามของวงแหวนนี้คำนวณที่ความถี่ 1.9065 GHz โดยใช้สมการที่ 2 ถึงสมการที่ 4 ซึ่งผลลัพธ์แสดงได้ดังรูปที่ 2



รูปที่ 2 แอมพลิจูดสัมพัทธ์ของการกระจายกำลังงานสำหรับโหมดต่ำสุดสามโหมด (โดยวงแหวนเป็นทองแดงและมีรัศมี 4.75 ซม. และออกแบบให้ทำงานที่ความถี่ 1.9065 GHz)

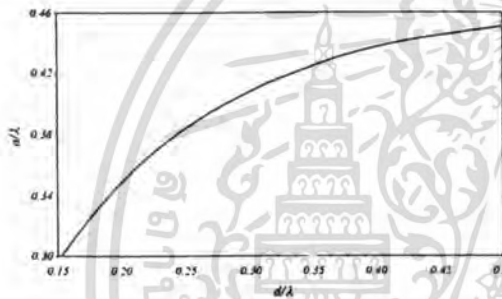
เมื่อพิจารณาเฉพาะในโหมดพื้นฐานเท่านั้น ค่าสนามการแพร่กระจายคลื่นทั้งหมดของสายอากาศเกิดจากผลรวมของสนามจากแต่ละช่องเปิดที่แพร่กระจายออกไปในทิศทางตรงกันข้ามกันแต่มีเฟสตรงกัน โดยสมการของสนามที่แพร่กระจายคลื่นจะคำนวณโดยไม่คิดผลการเลี้ยวเบนจากขอบของวงแหวนตัวนำและการเชื่อมต่อระหว่างช่องเปิดทั้งสอง ซึ่งผลลัพธ์ของสนามจากสายอากาศแสดงได้ดังสมการที่ 5 และสมการที่ 6 คือ [13]

$$E_\theta = A_{11} a^2 \sin\phi \frac{J_1(1.8412)}{1.8412} \frac{J_1(ka \sin\theta)}{ka \sin\theta} \sin\left(\frac{1}{2} kd \cos\theta\right) \quad (5)$$

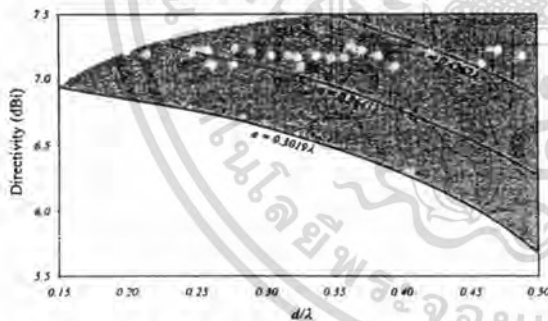
$$E_\phi = A_{11} a^2 \cos\theta \cos\phi \frac{1.8412 J_1(1.8412)}{(1.8412)^2 - (ka \sin\theta)^2} \times J_1(ka \sin\theta) \sin\left(\frac{1}{2} kd \cos\theta\right) \quad (6)$$

โดยที่ A_{11} เป็นแอมพลิจูดสัมพัทธ์ของสนามในโหมด TE_{11} ส่วน $J_1(x)$ เป็นฟังก์ชันเบสเซลชนิดที่หนึ่งอันดับที่หนึ่ง k เป็นเลขคลื่นในช่องว่างอิสระและเครื่องหมายไพรม์ (prime) เป็นอนุพันธ์เทียบกับมุมของฟังก์ชันเบสเซลนิพจน์ของสนามเหล่านี้จะถูกใช้ในการหาแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นและค่าสภาพเจาะงทึงทิศทางของสายอากาศเมื่อวงแหวนมีความหนาของท่อและมีเฉพาะคลื่นในโหมดพื้นฐานเท่านั้น ซึ่งนิพจน์ดังกล่าวนี้ไม่สามารถใช้ในกรณีที่มีความหนาของวงแหวนบางมาก ทั้งนี้เพราะจะมีผลของโหมดอันดับสูงเกิดขึ้น โดยอาศัยนิพจน์ของสนามไฟฟ้าในสมการที่ 5 และสมการที่ 6 จะได้เส้นโค้งแสดงคุณลักษณะของสายอากาศ เพื่อแสดงค่ารัศมีที่เหมาะสม จากกราฟในรูปที่ 3 (ก) นี้จะเป็นประโยชน์อย่างมากสำหรับการออกแบบ กล่าวคือเมื่อระบุค่ารัศมีของวงแหวนที่ค่าหนึ่ง จะสามารถหาความหนาของวงแหวนที่มีการกระจายคลื่นในโหมดพื้นฐานเท่านั้นและมีค่าสภาพเจาะงทึงทิศทางสูงที่สุดได้ ตัวอย่างเช่น เมื่อรัศมี a มีค่าเท่ากับ 0.36λ ความหนาของวงแหวนจะเป็น 0.21λ สำหรับค่ารัศมีอื่นๆ ที่สอดคล้องกับเงื่อนไขในสมการที่ 1 ก็สามารถหาความหนาของวงแหวนโดยใช้กราฟนี้ได้เช่นกัน แต่อย่างไรก็ตามสังเกตว่าเมื่อรัศมีของวงแหวนมีค่ามากกว่า 0.40λ

ค่าความหนาของวงแหวนที่มีค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงที่สุดจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ซึ่งทำให้โครงสร้างของสายอากาศมีขนาดใหญ่เกินไป และไม่สามารถใช้งานได้จริงในทางปฏิบัติ ส่วนในรูปที่ 3 (ข) แสดงค่าสภาพเจาะจงทิศทางซึ่งเป็นฟังก์ชันของความหนาของวงแหวน โดยได้แสดงไว้โดยบริเวณเงา ซึ่งจะพบว่าค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศจะอยู่ในช่วง 5.5-7.5 dBi ซึ่งกราฟนี้จะมีประโยชน์อย่างมากในการหาค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนความหนาและค่ารัศมีของวงแหวน โดยได้แสดงเส้นประไว้สำหรับค่ารัศมีของวงแหวนสามขนาดคือ a เท่ากับ 0.4262λ (ท่อนำคลื่นมาตรฐาน WC528 หรือ $a = 6.7056$ ซม. ที่ $f = 1.9065$ GHz) $a = 0.3641\lambda$ (ท่อนำคลื่นมาตรฐาน WC451 หรือ $a = 5.7277$ ซม. ที่ $f = 1.9065$ GHz) และกรณีที่ท่อนำคลื่นที่สามารถหาได้เอง $a = 0.3019\lambda$ ($a = 4.7506$ ซม. ที่ $f = 1.9065$ GHz) สำหรับรัศมีท่อนำคลื่นขนาดอื่นๆที่อยู่ระหว่างค่ารัศมีที่แสดงไว้ทั้งสามขนาดนี้ก็จะสามารถหาค่าสภาพเจาะจงทิศทางได้โดยการประมาณค่าระหว่างช่วงของเส้นประดังกล่าว



(ก) กราฟเส้นโค้งที่ใช้ในการออกแบบ



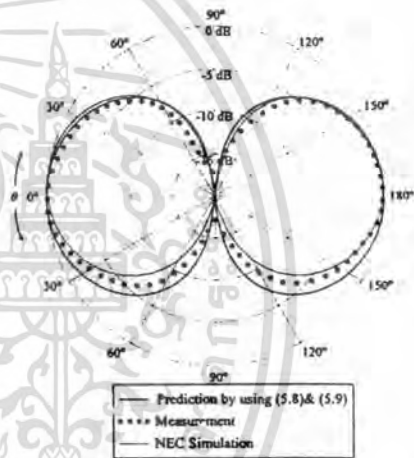
(ข) ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชันของความหนาของวงแหวนรูปที่ 3 เกณฑ์การออกแบบสายอากาศ

ตัวอย่างเช่น ถ้าเลือกท่อนำคลื่นที่มีรัศมีเท่ากับ 0.35λ และต้องการค่าสภาพเจาะจงทิศทาง 6.5 dBi จะได้ความหนาของวงแหวนมีค่า 0.44λ หรือถ้าเลือกวงแหวนมีรัศมีเท่ากับ 0.40λ และเลือกความหนาของวงแหวนเท่ากับ 0.37λ จะได้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางเป็น 7.4 dBi สรุปได้ว่าในระหว่างตัวแปรทั้งสามนี้ (รัศมีวงแหวน ความหนาของวงแหวน และค่าสภาพเจาะจงทิศทาง) ถ้าสองตัวแปรใดถูกเลือกขึ้นมา ก่อนอีกตัวแปรที่เหลือก็จะหาค่าได้ ข้อสังเกตอีกประการหนึ่งพบว่า

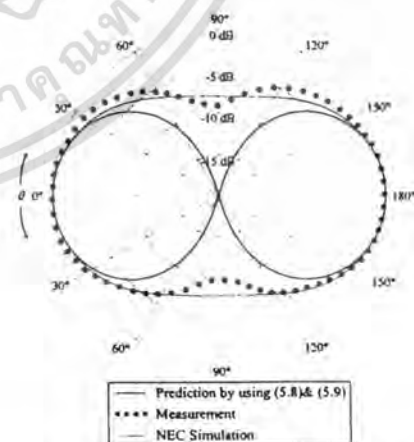
สำหรับความหนาของวงแหวนขนาดเดียวกัน เช่นที่ $d=0.39\lambda$ ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของวงแหวนที่มีรัศมีใหญ่กว่าจะมีค่าสูงกว่ารัศมีของวงแหวนที่มีรัศมีน้อยกว่า นอกจากยังมีข้ออีกว่าในกรณีที่ค่ารัศมีของวงแหวนมีขนาดเท่ากัน วงแหวนที่มีความหนามากกว่าจะมีแนวโน้มของค่าสภาพเจาะจงทิศทางลดลงกว่าวงแหวนที่มีความหนาน้อยกว่า ส่วนกรณีที่มีความหนาของวงแหวนมีค่ามากกว่า 0.50λ นั้นได้คำนวณไว้ด้วยเช่นกันและพบว่าค่าสภาพเจาะจงทิศทางจะลดลงอย่างมากอันเนื่องมาจากการแตกของลำคลื่นหลักเมื่อระยะห่างระหว่างปากทั้งสองของวงแหวนมีค่ามากเกินไป ดังนั้นจึงสามารถสรุปได้ว่าในกรณีที่วงแหวนมีความหนามากกว่า 0.50λ นั้นสายอากาศชนิดนี้ไม่เหมาะสมที่จะนำไปใช้งาน ทั้งนี้เนื่องจากสายอากาศมีคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นไม่เป็นแบบสองทิศทางนั่นเอง

3 คุณลักษณะของสายอากาศ

3.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น



(ก) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้า

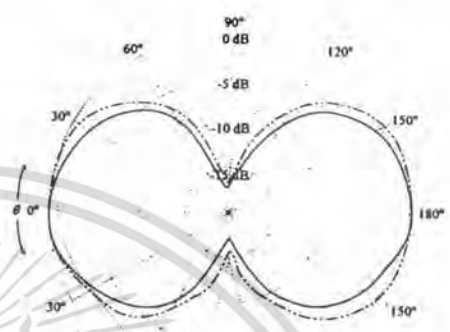


(ข) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามแม่เหล็ก รูปที่ 4 การเปรียบเทียบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากการคำนวณและการทดสอบ

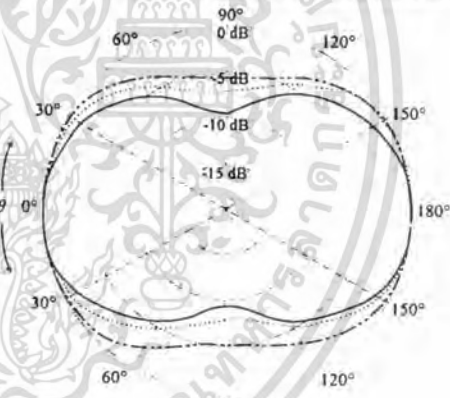
จากสมการการออกแบบในสมการที่ 1 ทำให้เราสามารถออกแบบสายอากาศที่ความถี่ปฏิบัติการ 1.9065 GHz ได้โดยความยาวของโพรบที่เลือกเท่ากับ 3.93 ซม. (0.25 λ) สำหรับการออกแบบเพื่อหาค่าความหนาของวงแหวนนั้นสามารถหาได้โดยใช้เส้นโค้งในรูปที่ 3 ซึ่งพบว่าคาร์ซีมี ของวงแหวนเท่ากับ 4.7506 ซม. (0.3019 λ) ความหนาของวงแหวนที่มีคุณลักษณะดีที่สุดเท่ากับ 2.43 ซม. (0.154 λ)

แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่มีขนาดดังกล่าวได้ถูกทำการทดสอบทั้งในระนาบสนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กดังแสดงในรูปที่ 4 (ก) และ 4 (ข) ตามลำดับ จากรูปที่ 4 เมื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการทดสอบและผลที่ได้จากการคำนวณโดยใช้สูตรในสมการที่ 5 และสมการที่ 6 จะพบว่าความกว้างของลำคลื่นในระนาบสนามไฟฟ้าเกือบเท่ากันซึ่งคล้ายกับแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมของสายอากาศโมโนโพล (monopole) ส่วนแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบสนามแม่เหล็ก จากผลการทดสอบพบว่าให้ลำคลื่นที่กว้างกว่าผลที่ได้จากการคำนวณ ทั้งนี้เนื่องมาจากการคำนวณจะใช้การประมาณค่าของสนามทั้งหมดที่แพร่กระจายจากสายอากาศโดยรวมจากปากเปิดเดี่ยวๆทั้งสองปาก ซึ่งไม่พิจารณาการเชื่อมต่อระหว่างปากทั้งสองของวงแหวนทำให้ผลการคำนวณมีความกว้างของลำคลื่นแคบกว่าผลจากการทดสอบนั่นเอง อย่างไรก็ตามจุดที่สนามเป็นศูนย์ในการทดสอบพบว่าจะตื้นกว่าผลจากการคำนวณ ทั้งนี้เพราะในการคำนวณไม่พิจารณาการเชื่อมต่อระหว่างปากทั้งสอง เมื่อสายอากาศชนิดนี้ถูกคำนวณโดยใช้โปรแกรมเชิงคณิตศาสตร์ทางแม่เหล็กไฟฟ้ารุ่นที่ 2 (NEC2) ซึ่งรวมผลของการเชื่อมต่อระหว่างปากทั้งสองเข้าด้วยกันแล้ว แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจะมีลักษณะใกล้เคียงกับผลที่ได้จากการทดสอบมากขึ้น แต่ยังคงมีความผิดพลาดเกิดขึ้นบ้างเนื่องจากผลการเลี้ยวเบนของขอบของวงแหวนตัวนั้นนั่นเอง

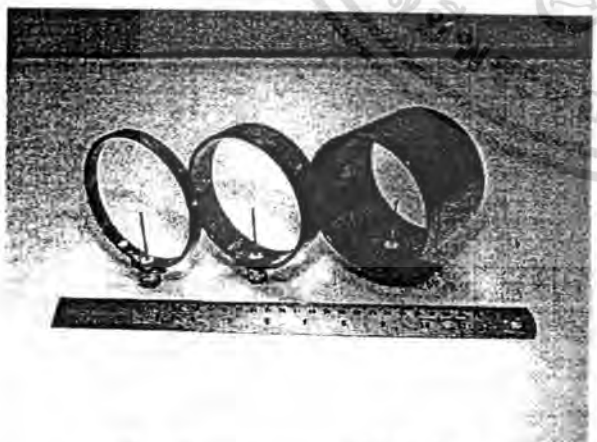
เจาะจงทิศทางสูงที่สุด และทำการสร้างสายอากาศที่มีความหนาสามขนาดด้วยกัน ทั้งนี้เพื่อนำคุณลักษณะที่ได้มาเปรียบเทียบกับ สำหรับวงแหวนที่มีความหนาน้อยกว่า 0.050 λ เนื่องจากว่ายังคงมีผลของคลื่นในโหมดอื่นๆทำให้ลำคลื่นมีความกว้าง ในทางตรงกันข้ามสำหรับกรณีที่วงแหวนมีความหนาเท่ากับ 0.450 λ ลำคลื่นมีความกว้างเช่นกันทั้งนี้เนื่องจากระยะห่างระหว่างสองปากที่มีค่านานั่นเอง



(ก) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามไฟฟ้า



(ข) แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในระนาบสนามแม่เหล็ก รูปที่ 6 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ได้จากการทดสอบ ที่ความหนาของวงแหวนต่างๆกัน



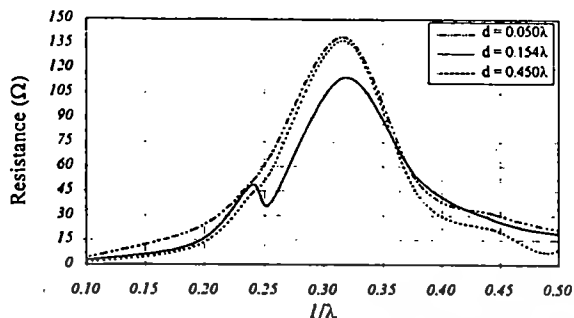
รูปที่ 5 รูปถ่ายของสายอากาศที่ได้สร้างขึ้นจริง

จากวิธีการออกแบบดังที่ได้กล่าวในข้างต้น ค่าความหนาของวงแหวนของสายอากาศนี้มีค่า 0.154 λ เพื่อให้ได้ค่าสภาพ

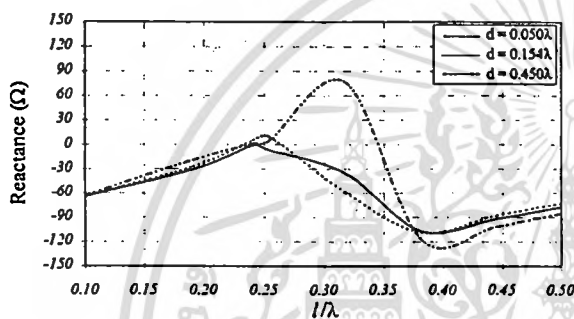
3.2 อิมพีแดนซ์ด้านเข้า

ในหัวข้อที่แล้วได้แสดงคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นที่ได้จากกราฟเส้นโค้งสำหรับการออกแบบที่ซึ่งวงแหวนได้ออกแบบมาเพื่อยอมให้เฉพาะคลื่นในโหมดพื้นฐานเท่านั้นที่สามารถเดินทางได้โดยใช้สมการที่ 1 จากนั้นโดยใช้กราฟในรูปที่ 2 จะทำให้สามารถเลือกความหนาของวงแหวนได้ ซึ่งจะเห็นได้ว่าสภาวะการแมตช์ระหว่างสายอากาศกับสายนำสัญญาณยังไม่ได้กล่าวถึง ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงจะกล่าวถึงคุณลักษณะเชิงอิม

พีแดนซ์ของสายอากาศ ซึ่งสามารถปรับค่าอิมพีแดนซ์ให้ดีขึ้นโดยง่าย โดยการปรับค่าความยาวของโพรบนั่นเอง

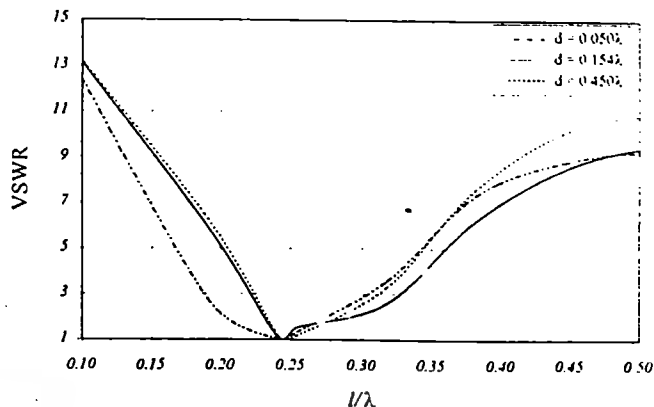


รูปที่ 7 ค่าความต้านทานที่ความยาวโพรบค่าต่างๆ



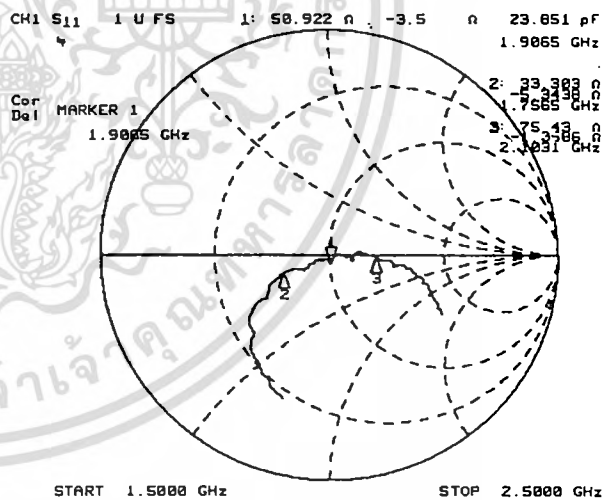
รูปที่ 8 ค่ารีแอกแตนซ์ที่ความยาวโพรบค่าต่างๆ

จากรูปที่ 7 และรูปที่ 8 จะแสดงค่าความต้านทานและค่ารีแอกแตนซ์ของสายอากาศจากการทดสอบเป็นฟังก์ชันของความยาวโพรบของสายอากาศที่มีขนาดครึ่งมี 3 ขนาดที่ได้สร้างขึ้น มิติของสายอากาศที่สร้างขึ้นมีค่าดังนี้ a เท่ากับ 0.3019λ และ d มีค่าเท่ากับ 0.050λ , 0.154λ และ 0.450λ ตามลำดับ จะเห็นได้ว่าการแปรผันของค่าความต้านทานของสายอากาศทั้งสามมีแนวโน้มเหมือนกันกล่าวคือจะมีค่าเพิ่มมากขึ้นจากค่าน้อยๆเพียงไม่กี่โอห์มที่ความยาวโพรบ 0.10λ และจะมีค่าสูงสุดที่ความยาวโพรบประมาณ 0.32λ จากนั้นค่าความต้านทานจะมีแนวโน้มลดลงเมื่อความยาวโพรบมากขึ้นอีก ส่วนค่ารีแอกแตนซ์ของสายอากาศทั้งสามก็มีแนวโน้มเหมือนกันกล่าวคือจะมีค่าเป็นรีแอกแตนซ์ความจุไฟฟ้าที่ประมาณ $.60$ โอห์มเมื่อโพรบยาว 0.10λ และค่ารีแอกแตนซ์มีแนวโน้มจะเรโซแนนซ์เมื่อความยาวโพรบประมาณ 0.25λ และกลับมาเป็นรีแอกแตนซ์ความจุไฟฟ้าอีกครั้งเมื่อโพรบยาวขึ้น รูปที่ 9 แสดงค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่เป็นฟังก์ชันของความยาวโพรบ

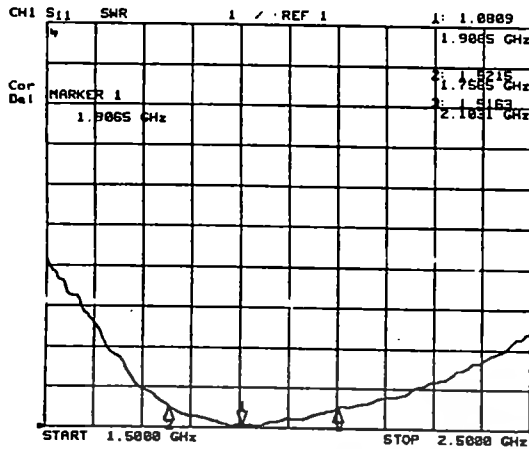


รูปที่ 9 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ความยาวโพรบค่าต่างๆ

จากรูปที่ 9 จะเห็นว่าค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งสำหรับทุกกรณีจะเกิดขึ้นที่ความยาวโพรบประมาณ 0.24λ ซึ่งค่าดังกล่าวจะใช้เป็นพารามิเตอร์ในการออกแบบ ดังนั้นจากที่ได้กล่าวมาทั้งหมด ทำให้พอที่จะสรุปพารามิเตอร์ของสายอากาศที่ให้คุณลักษณะของสายอากาศที่ดีที่สุดคือ a เท่ากับ 0.3019λ d มีค่าเท่ากับ 0.154λ / มีความยาวเท่ากับ 0.24λ จากนั้นได้สร้างสายอากาศที่มีขนาดดังกล่าว โดยค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าและค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่เป็นฟังก์ชันของความถี่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 10 และรูปที่ 11 ตามลำดับ



รูปที่ 10 ค่าอิมพีแดนซ์ที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ



รูปที่ 11 ค่าอัตราส่วนคลื่นนิ่งที่ได้จากการทดสอบของสายอากาศ

พบว่าสายอากาศมีค่ารีแอกแตนซ์ความจุไฟฟ้าทั้งที่ความถี่ต่ำกว่าและสูงกว่าความถี่ที่ออกแบบดังแสดงในรูปที่ 10 โดยที่ความถี่ที่ออกแบบสายอากาศเกือบจะเรโซแนนซ์โดยมีค่าอิมพีแดนซ์ด้านเข้าเท่ากับ $Z = 50.9 - j3.5$ โอห์ม และจากรูปที่ 11 จะเห็นว่าค่าความกว้างแถบความถี่ของสายอากาศที่มีอัตราส่วนคลื่นนิ่งไม่เกิน 1.5 มีค่า 17.8% ซึ่งความกว้างแถบความถี่นี้เพียงพอสำหรับการใช้งานในทางปฏิบัติสำหรับระบบการสื่อสารเคลื่อนที่

3.3 อัตราการขยาย

อัตราการขยายของสายอากาศสามารถทดสอบโดยใช้สายอากาศแบบสะท้อนคลื่นที่มุม (Corner Reflector) ที่ได้สร้างขึ้นและโดยใช้สมการการส่งสัญญาณฟรีส (Friis Transmission Equation) ร่วมกับ [14] ซึ่งจากการทดสอบที่ความถี่ 1.7000 GHz 1.9065 GHz และ 2.1000 GHz จะได้ค่าอัตราการขยาย 7.1 dBi 7.3 dBi และ 7.5 dBi ตามลำดับ และโดยการใช้วิธีแทนที่ (Substituting Method) สายอากาศสองทิศทางที่ใช้วงแหวนวงกลมที่มีโพรบป้อนสัญญาณได้ถูกออกแบบที่ความถี่ 1.9065 GHz ซึ่งได้ผลการทดสอบค่าอัตราการขยายของสายอากาศเป็น 5.4 dBi 5.6 dBi และ 5.4 dBi ที่ความถี่ 1.7000 GHz 1.9065 GHz และ 2.1000 GHz ตามลำดับ ดังนั้นจากผลในหัวข้อนี้สามารถพิสูจน์ได้ว่าสายอากาศมีการแพร่กระจายคลื่นสองทิศทางที่มีค่าอัตราการขยายประมาณ 5.4 dBi ตลอดช่วงความกว้างแถบความถี่ 17% และในช่วงกว้างแถบความถี่นี้พบว่าผลการทดสอบแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก

4. วิจารณ์และสรุป

บทความนี้ได้นำเสนอสายอากาศสองทิศทางที่มีโครงสร้างไม่ซับซ้อนและออกแบบได้ง่ายโดยตรงไปตรงมา โดยขั้นแรกได้เลือกวงแหวนให้มีขนาดที่เหมาะสม และจากนั้นคำนวณหาความหนา

ของวงแหวนที่ขอมให้เฉพาะคลื่นในโหมดพื้นฐานเท่านั้นที่สามารถเดินทางได้ ซึ่งในบทความได้แสดงเส้นโค้งการออกแบบไว้ด้วย ซึ่งเส้นโค้งดังกล่าวแสดงความหนาของวงแหวนที่ให้ค่าสภาพจะจกทิศทางสูงสุดด้วย จากนั้นได้เลือกโพรบที่มีความยาว 0.24λ ซึ่งเป็นความยาวโพรบที่ให้ค่าการแมตซ์จกระหว่างสายอากาศกับสายนำสัญญาณที่ดีที่สุด จากพารามิเตอร์ของรัศมีวงแหวน ความหนาของวงแหวนและความยาวของโพรบที่ใช้ป้อนสัญญาณ ได้ทำการสร้างต้นแบบชิ้นงานขึ้นมา ซึ่งสามารถสร้างได้ง่ายโดยใช้วัสดุราคาถูก สายอากาศที่สร้างขึ้นมีอัตราการขยาย 5.4 dBi ตลอดความกว้างแถบความถี่ 17% ซึ่งคุณสมบัติดังกล่าวนี้เพียงพอสำหรับระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ส่วนบุคคล และสายอากาศดังกล่าวได้ถูกติดตั้งใช้งานแล้วในเขตกรุงเทพมหานคร โดยใช้เป็นสายอากาศที่สถานีฐานสำหรับระบบโทรศัพท์พกพาส่วนบุคคล (Personal Communication Telephone) หรือระบบพีซีที ซึ่งสายอากาศสองทิศทางนี้สามารถเพิ่มระยะทางระหว่างสถานีฐานได้ถึงสองเท่าเมื่อเทียบกับสายอากาศดั้งเดิมที่แพร่กระจายคลื่นออกรอบทิศทาง ดังนั้นจึงคว่าค่าใช้จ่ายในการติดตั้งสถานีฐานลงไปได้อย่างมาก

กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในความกรุณาของ ศ.ดร.โตชิโอะ วาคาบายาชิ ที่ได้ช่วยเหลือในการวิจารณ์ และ ศ.ดร.วิวัฒน์ กิรินนท์ ที่ให้คำแนะนำอย่างค่อนเนื่อง ตลอดจนคุณไพโรจน์ วุ่นจุม และ คุณสุธาสนิ ทะมุลตรี ที่ได้ช่วยตรวจทานต้นฉบับ

เอกสารอ้างอิง

- [1] L.C. Godara, "Applications of antenna array to mobile communications: part I performance improvement, feasibility, and system considerations," *Proc. IEEE*, vol.85, no.7, pp.1031-1060, July 1997.
- [2] R.C. Johnson and H. Jasik, "Antenna Engineering Handbook," McGraw-Hill Inc., 1984.
- [3] K. Cho and T. Hori, "Bidirectional rod antenna composed of narrow patches," *Proc. IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, pp.174-177, June 1994.
- [4] T. Hori, K. Cho, and K. Kagoshima, "Bidirectional base station antenna illuminating a street microcell for personal communication system," *Proc. 9th Int. Elect. Eng. Conf. Antennas Propagat.*, pp.419-422, Apr.1995.
- [5] H. Arai and K. Kohzu, "A bidirectional notch antenna," *Proc. IEEE Antennas Propagat. Soc. Int. Symp.*, pp.42-45, July 1996.
- [6] K. Kohzu and H. Arai, "Dual band bidirectional antenna," *Proc. 1996 Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp.856-859, Dec. 1996.
- [7] T. Mukaiyama, H. Arai, and Y. Ebine, "Bi-directional notch and crank-shaped antenna," *Proc. 1997 Asia-Pacific Microwave Conf.*, pp.417-420, Dec. 1997.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [8] S. Kosulvit, C. Phongcharoenpanich, M. Krairiksh, and T. Wakabayashi, "Radiation characteristics of a bidirectional antenna using a linear probe in rectangular ring," *Proc. 1998 Int. Conf. on Microwave and Millimeter Wave Technology*, pp.337-340, Aug. 1998.
- [9] S. Kosulvit, C. Phongcharoenpanich, M. Krairiksh, and T. Wakabayashi, "Evaluation of input impedance a bidirectional antenna using a linear probe in rectangular ring," *Proc. of the 5th Int. Sym. on Antenna, Propagation and Electromagnetic Theory*, Beijing pp.650-653, Aug. 2000.
- [10] S. Kosulvit, C. Phongcharoenpanich, M. Krairiksh, and T. Wakabayashi, "Design of a bidirectional antenna using a probe excited circular ring," *Proc. 1999 Thailand-Japan Joint Symp. on Microwaves*, pp.55-59, Sep. 1999.
- [11] N. Marcuvitz, "Waveguide Handbook," Dover, 1951.
- [12] K.F. Sander and G. A. L. Reed, "Transmission and Propagation of Electromagnetic Waves," Cambridge University Press, 1986.
- [13] R.E. Collin, "Antennas and Radiowave Propagation," McGraw-Hill International Editions, 1985
- [14] C.A. Balanis, "Antenna Theory Analysis and Design," 2nd ed. John Wiley & Sons, Inc., 1997

ประวัติผู้เขียนบทความ



สมผล โกศลวิตร สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันเป็นผู้ช่วยศาสตราจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ และเป็นรองหัวหน้าห้องปฏิบัติการการสื่อสารไร้สาย สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ และเป็นนักวิจัยประจำห้องปฏิบัติการการสื่อสารไร้สาย สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



โมโน โกรดภูมิ สำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันเป็นรองศาสตราจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ และเป็นหัวหน้าห้องปฏิบัติการการสื่อสารไร้สาย สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารหมายเลข 30



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง A Vertically Polarized Conical Beam Antenna using a Concentric Circular Array of Monopole Antenna

ผู้ร่วมงาน จำนวน 5 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นางสาวสุธาสนี ละมุลตรี	11.00
2. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	11.00
3. นายภากร ชุมทอง	56.00
4. นายสมผล โกศลวิตร์	11.00
5. นายโมไนย ไกรฤกษ์	11.00

(.....)
นางสาวสุธาสนี ละมุลตรี

(.....)
นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

(.....)
นายภากร ชุมทอง

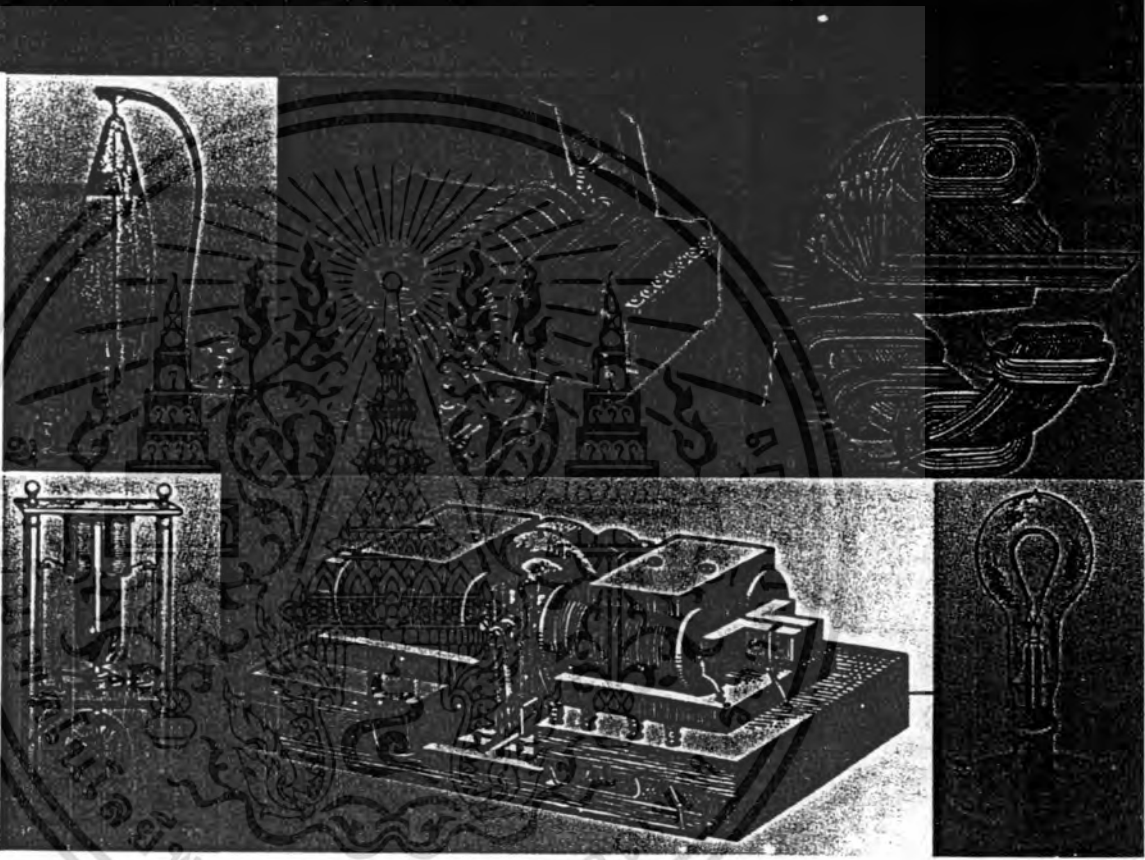
(.....)
นายสมผล โกศลวิตร์

(.....)
นายโมไนย ไกรฤกษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 24

4th Electrical Engineering Conference (EECON-24)



Volume 2

บทความ
ไฟฟ้ากำลัง (PW)
อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
ระบบควบคุมและการวัดคุม (CT)
งานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับ
วิศวกรรมไฟฟ้า (GN)

ดำเนินกรโดย คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

22-23 พฤศจิกายน 2544

โทร : 0-2739-2359 โทรสาร : 0-2326-9965

<http://www.ladkrabang.com>

ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- CM11 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ OFDM บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบนาคากามิที่ไม่เลือก
ความถี่และเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว 740
Performance Analysis of OFDM over Fast Frequency Nonselective Nakagami Fading Channels
วิศาล พัฒนชู สุวิพล สิริชิวภาภค เกรียงไกร วงศ์โรจน์ภรณ์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- CM-C
- CM12 สายอากาศโมโนโพลชนิดแฉกวงกลมสองชั้นซ้อนกันที่แพร่กระจายคลื่นรูปกรวยและ
การโพลาไรซ์แนวตั้ง 746
A Vertically Polarized Conical Beam Antenna using a Concentric Circular Array of
Monopole Antenna
ศุทธาสินี ละมุลสตรี ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ ภากร ชุมทอง
สมผล โกศลวิตร โมไนย ไกรฤกษ์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- CM13 โพรโทคอลควบคุมการเข้าถึงตัวกลางแบบสุ่มที่มีโครงสร้างเฟรมแบบปรับเปลี่ยนได้
สำหรับบริการข้อมูลเสียงและข้อมูลคอมพิวเตอร์ในระบบสื่อสารไร้สาย 752
Dynamic Frame Reservation Multiple Access (DFRMA) Protocol for integrated voice
and computer data services in wireless communication systems
ฉกรรพล ธนสรวิศ อัครภัทร เจริญพาณิชย์กิจ ลัญจกร วุฒิสีทธิกุลกิจ
อุพาลงกรณ์มหาวิทยาลัย
- CM14 การใช้โครงข่ายประสาทเทียมในการพยากรณ์ปริมาณทราฟฟิก เพื่อแก้ปัญหาการเรียกติดขัดของ
ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่จีเอสเอ็ม 758
Utilizing the Neural Network Model for Traffic Prediction to Improve the GOS of GSM System
ถวิศ พึ่งมา วินัย สังฆวิจิตร พิเชฐ ม่วงนวล สุทัศน์ พริ้งสกุลชัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- CM15 การประเมินระบบวินิจฉัยฟัซซีที่ใช้เป็นพื้นฐานในการปรับจุดเริ่มเปลี่ยนของซอฟต์แวร์แฮนด์ออฟ
ในระบบสื่อสารซีดีเอ็มเอ โดยใช้ฟัซซีฟิเคชันแบบต่างๆ 764
Evaluation of Fuzzy Inference System based Adaptation of CDMA Soft Handoff Thresholds
with Different Fuzzification Methods
วิกรณ์ คุณศรีรักษ์สกุล บงการ หอมนาน วาทีต เบญจพลกุล
อุพาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สายอากาศโมโนโพลชนิดแฉวลำดับวงกลมสองชั้นซ้อนกัน ที่แพร่กระจายคลื่นรูปกรวยและการโพลาริซ์แนวตั้ง

A Vertically Polarized Conical Beam Antenna using a Concentric Circular Array of Monopole Antenna

สุธาสินี ละมุลตรี ชูวงศ์ พงศ์เจริญพาณิชย์

ภาคร ชุมทอง สมผล โกศลวิศรี และ โมไนย ไกรฤกษ์

คณะวิศวกรรมศาสตร์และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศแฉวลำดับวงกลมสองชั้นซ้อนกันของโมโนโพลจัดวางบนแผ่นระนาบตัวนำวงกลมที่มีการแพร่กระจายคลื่นรูปกรวย ซึ่งโครงสร้างของสายอากาศชนิดนี้จะไม่ซับซ้อนและสามารถสร้างได้ง่าย สนามรวมทั้งแพร่กระจายจากสายอากาศสามารถคำนวณได้โดยพิจารณาเป็นผลรวมทั้งหมดของสนามจากโมโนโพลแต่ละองค์ประกอบบนระนาบตัวนำที่นำมาจัดเรียงกันเป็นแฉวลำดับ และได้คำนวณผลกระทบที่เกิดจากแผ่นระนาบตัวนำขนาดจำกัดซึ่งพบว่าจะมีผลต่อระดับของแฉวคลื่นย่อยด้านหลัง นอกจากนี้พบว่าถ้าระยะห่างระหว่างองค์ประกอบมีค่าที่เหมาะสมแล้วแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาดจะมีความแรงของสนามเท่ากันทุกทิศทาง และได้วิเคราะห์แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเมื่อเปลี่ยนขนาดรัศมีและจำนวนขององค์ประกอบของแฉวลำดับ อีกทั้งได้คำนวณหาค่าสภาพเงาของทิศทาง และค่ามุมยกที่มีสนามสูงสุด ทั้งนี้เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบสายอากาศ

Abstract

This paper presents the analysis of a conical beam antenna using concentric circular array of monopole on the ground plane. The structure of the antenna is simple and easy to fabricate. The radiation pattern of the antenna is calculated by combining the total fields radiated from each monopole on the ground plane. The effect of the finite size ground plane is taken into account and found that it affects to the back lobe level. Additionally, it is apparent that nondirectional in azimuthal pattern is realized when the circumferential spacing is sufficiently small. The radiation pattern for various parameters such as the array radius and the number of elements are demonstrated. Guidelines for the antenna design to achieve the specified directivity and elevation angle are illustrated.

1. บทนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายและการสื่อสารเคลื่อนที่ (wireless and mobile communications) ได้รับความสนใจ

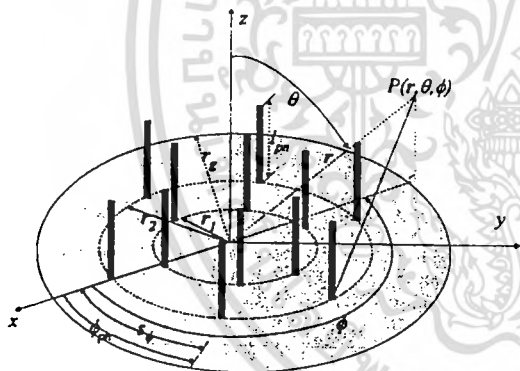
เป็นอย่างมาก การศึกษาค้นคว้าและพัฒนาสายอากาศที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในระบบดังกล่าวนี้จึงเป็นสิ่งจำเป็น สายอากาศที่ให้แฉวคลื่นรูปกรวยเป็นสายอากาศอีกชนิดหนึ่งที่เหมาะสมกับการนำมาใช้ในระบบสื่อสารเหล่านี้ เนื่องจากการใช้สายอากาศชนิดนี้ไม่จำเป็นต้องใช้ระบบติดตามเป้าหมาย (tracking system) ซึ่งทำให้ลดความสิ้นเปลืองลงไปได้มาก

ในช่วงเวลาที่ผ่านมาได้มีการศึกษาค้นคว้าและวิจัยเกี่ยวกับสายอากาศที่ให้แฉวคลื่นรูปกรวยนี้เป็นจำนวนมาก ดังที่รวบรวมไว้ในเอกสารอ้างอิง [1] ซึ่งคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นที่เป็นรูปกรวยที่สมบูรณ์นั้นจะมีลักษณะคือ ค่าสนามจะเป็นศูนย์ในแนวตั้งฉากกับระนาบของสายอากาศ ค่าสูงสุดของสนามจะชี้ไปยังเป้าหมายหรือถูกข่าย และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาดจะมีความแรงของสนามเท่ากันทุกทิศทาง ในระบบการสื่อสารดาวเทียมนั้นสายอากาศที่ใช้จะต้องให้มีค่าสภาพเงาของทิศทางสูงสุดประมาณ 7 dBi ส่วนในระบบการสื่อสารโครงข่ายท้องถิ่นไร้สายนั้นสายอากาศต้องมีค่าสภาพเงาของทิศทางสูงสุดมากกว่า 4 dBi ในการศึกษาค้นคว้าวิจัยที่มีมาก่อนพบว่าได้เน้นถึงการออกแบบสายอากาศที่มีการโพลาริซ์แบบเชิงเส้น [2]-[4] และการโพลาริซ์แบบวงกลม [5]-[6] เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานตามความต้องการของแต่ละระบบที่ได้กำหนดการโพลาริซ์ต่างกัน สายอากาศที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นรูปกรวยและมีการโพลาริซ์แบบเชิงเส้นนั้นจะนำไปประยุกต์ใช้ในการสื่อสารระหว่างสถานีฐานและถูกข่ายของระบบโครงข่ายท้องถิ่นของประเทศในแถบยุโรป (pan-European LAN) หรือมีชื่อเรียกเฉพาะว่าระบบ High Performance Radio LAN (HIPERLAN) ซึ่งในระบบนี้จะใช้ย่านความถี่ช่วง 5.10 GHz ถึง 5.35 GHz และจากการศึกษาค้นคว้าที่ผ่านมา แผ่นตัวนำวงกลม (circular patch) ที่ทำงานในโหมดสูงๆจะมีการแพร่กระจายคลื่นที่มีการโพลาริซ์แบบเชิงเส้นในแนวตั้ง [2] แต่ถ้าออกแบบให้เป็นแผ่นตัวนำเป็นรูปสี่เหลี่ยม (rectangular patch) จัดเรียงในลักษณะแฉวลำดับระนาบจะได้รับการโพลาริซ์แบบเชิงเส้นในแนวนอน [3] แต่ถ้าต้องการจะใช้สายอากาศที่มีการโพลาริซ์ทั้งสองลักษณะ [4] จะต้องออกแบบแผ่นตัวนำให้มีรูปสี่เหลี่ยมข้าวหลามตัด (diamond patch) ซึ่งจะมีการโพลาริซ์แบบเชิงเส้นทั้งในแนวตั้งและแนวนอน อย่างไรก็ตามสายอากาศที่ได้กล่าวมานี้จะเกิดการสูญเสียมาก อันเนื่องมาจากการป้อนสัญญาณและการสูญเสียเนื่องจากความนำและโคอีเล็กทริก ดังนั้นในบทความนี้จึงได้นำเสนอสายอากาศแฉวลำดับวงกลมของโมโนโพล โดยโครงสร้างของสายอากาศจะประกอบด้วยโมโนโพลจัดวาง

เรียงในลักษณะแถวลำดับวงกลมวางบนแผ่นระนาบตัวนำ ซึ่งลักษณะโครงสร้างไม่ซับซ้อนและไม่เกิดการสูญเสียอันเนื่องมาจากตัวนำและฉนวน แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศจะคิดจากผลรวมของสนามที่เกิดจากโมโนโพลแต่ละองค์ประกอบบนแผ่นระนาบตัวนำที่นำมาจัดเรียงเป็นแถวลำดับวงกลม และให้พิจารณาผลกระทบที่เกิดจากขอบของแผ่นระนาบตัวนำที่มีขนาดรัศมีจำกัด ทั้งนี้เพื่อเปรียบเทียบกับกรณีของสายอากาศที่จัดวางบนแผ่นระนาบตัวนำขนาดรัศมีอนันต์ อีกทั้งได้ทำการวิเคราะห์คุณสมบัติของแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นเมื่อเปลี่ยนขนาดรัศมีของแถวลำดับ นอกจากนี้ได้คำนวณค่าสภาพเจาะจงทิศทาง และคำนวณที่มีสนามสูงสุดในระยะนามุมออกด้วย ทั้งนี้เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบสายอากาศด้วย

2. โครงสร้างของสายอากาศ

โครงสร้างของสายอากาศประกอบด้วยโมโนโพลซึ่งเป็นลวดตัวนำ ซึ่งมีความยาวเท่ากับ l_m จัดวางบนแผ่นระนาบตัวนำวงกลมที่มีรัศมีเท่ากับ r_s ได้จัดเรียงในลักษณะแถวลำดับวงกลม สองวงซ้อนกัน โดยแถวลำดับวงแรกและแถวที่สองมีขนาดรัศมีเป็น r_1 และ r_2 ตามลำดับ ดังแสดงในรูปที่ 1 ซึ่งการจัดวางแต่ละองค์ประกอบจะอยู่ที่ตำแหน่ง $(r=r_s, \theta=90^\circ, \phi=\phi_m)$ โดย p แทนจำนวนแถว และ n แทนจำนวนองค์ประกอบในแถวลำดับ



รูปที่ 1 โครงสร้างของสายอากาศแถวลำดับของโมโนโพลที่จัดวางบนแผ่นระนาบตัวนำวงกลม

3. ทฤษฎีและการคำนวณ

3.1 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับของโมโนโพลในกรณีขนาดรัศมีของแผ่นระนาบตัวนำมีขนาดอนันต์

พิจารณาการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่มีการป้อนสัญญาณขนาดเท่ากันและมีเฟสเดียวกัน ค่าผลรวมของสนาม E_θ จากสายอากาศแถวลำดับของโมโนโพลที่มีจำนวนองค์ประกอบของแต่ละวงเป็น N องค์ประกอบ จัดวางบนแผ่นระนาบตัวนำที่มีรัศมีขนาดอนันต์ ($r_s = \infty$) หาได้โดยเป็นค่าผลรวมของสนามทั้งหมดจากสายอากาศแต่ละองค์ประกอบบนแผ่นระนาบตัวนำ ซึ่งผลของค่าสนาม

รวมทั้งหมดที่ได้ทำการนอร์มัลไลซ์ (normalize) โดยทำให้ส่วนของ $\frac{e^{-jkr}}{r}$ เท่ากับ 1 ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$E_{\theta_i}^i = \sum_{p=1}^2 \sum_{n=1}^{N_p} E_{\theta_{pn}}^i = \sum_{p=1}^2 \sum_{n=1}^{N_p} j \frac{k\eta}{2\pi} \left[\frac{\cos\left(k \frac{l_m}{2} \cos\theta\right) - \cos\left(k \frac{l_m}{2}\right)}{\sin\theta} \right] e^{jkr} e^{j\sin\theta \cos(\phi - \phi_{pn})} \quad (1)$$

3.2 การแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับโมโนโพลในกรณีขนาดรัศมีของแผ่นระนาบตัวนำมีขนาดจำกัด

ในทางปฏิบัติจะใช้แผ่นระนาบตัวนำขนาดรัศมีจำกัดแทนการใช้แผ่นระนาบตัวนำที่มีขนาดรัศมีอนันต์ที่ใช้ในการคำนวณ ดังนั้นจึงต้องคิดผลกระทบของการเลี้ยวเบนของคลื่นที่เกิดจากขอบของแผ่นระนาบตัวนำขนาดจำกัดด้วย โดยการใช้อยูทฤษฎีการเลี้ยวเบนเชิงเรขาคณิต (Geometrical Theory of Diffraction) ซึ่งถ้าคิดสนามทั้งหมดที่ตกกระทบจะใช้สูตรในสมการ (1) โดยกำหนดรูปทรงโครงสร้างของสายอากาศให้มีความสมมาตรกัน และกำหนดค่า ϕ เป็นจุดอ้างอิงจุดหนึ่ง เพื่อคำนวณแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระยะนาม $x-y$ ซึ่งจากรูปที่ 1 จะสังเกตเห็นได้ว่าค่าสนามที่เกิดการเลี้ยวเบน (diffracted fields) จากจุดสองจุดบนขอบของแผ่นระนาบตัวนำก็จะมีผลต่อแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ และเพื่อความสะดวกไม่ต่อเนื่องที่รอยต่อระหว่างบริเวณสนามปรากฏกับบริเวณสนามเงา จึงต้องพิจารณาการเลี้ยวเบนอันดับที่สองของสนาม (second-order-diffracted field) ด้วย นอกจากนี้ในบริเวณแกน ($\theta=0^\circ$ และ $\theta=180^\circ$) จะเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างรุนแรง (axial caustics) จึงทำให้เกิดความผิดพลาดในการคำนวณ ดังนั้นจึงต้องมีการพิจารณาค่ากระแสสมมูล (equivalent current) ในบริเวณดังกล่าวด้วย ดังนั้นค่าของสนามทั้งหมดที่ได้จากลวดตัวนำที่วางบนแผ่นระนาบตัวนำขนาดรัศมีจำกัดจะได้จากผลรวมของสนามจากลวดตัวนำในกรณีที่ถูกจัดวางบนแผ่นระนาบตัวนำมีขนาดรัศมีอนันต์ และค่าสนามที่เกิดจากการเลี้ยวเบนบริเวณขอบของระนาบตัวนำทั้งหมด [7]-[8] ซึ่งแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$E_{\theta_i}^f = E_{\theta_i}^i + E_{\theta_i}^d \quad (2)$$

เมื่อสนามที่ได้จากลวดตัวนำแต่ละองค์ประกอบมีการเลี้ยวเบนคลื่นทั้งหมดเป็นดังสมการ

$$E_{\theta_i}^d = \sum_{p=1}^2 \sum_{n=1}^{N_p} E_{\theta_{pn}}^d \quad (3)$$

ค่าสนามที่เลี้ยวเบนที่รอยเชื่อมต่อบริเวณขอบของแผ่นระนาบตัวนำแต่ละด้านนั้น ค่าสนามซึ่งนำมาคำนวณเป็นค่าการเลี้ยวเบนอันดับที่สองของสนาม และจะคิดค่ากระแสสมมูลที่บริเวณใกล้เคียงกัน

$$E_{\theta pn}^d = E_{\theta 1 pn}^d + E_{\theta 2 pn}^d + E_{\theta mpn}^d + E_{\theta epn}^d \quad (4)$$

เมื่อสนามที่เลี้ยวเบนในแต่ละด้านของแผ่นระนาบตัวนำเป็น

$$E_{\theta \zeta pn}^d = E_{\theta \zeta pn}^l(Q_\zeta) D_{\zeta pn} A_{\zeta pn} e^{jk \sin \theta \sqrt{r_g^2 + r_p^2 - 2r_g r_p \cos \phi_{pn}}} \quad (5)$$

และ

$$D_{1 pn} = \frac{(j-1) F \left(k \sqrt{r_g^2 + r_p^2 - 2r_g r_p \cos \phi_{pn}} (1 - \sin \theta) \right)}{2\sqrt{2\pi k} \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)} \quad (6)$$

$$D_{2 pn} = \frac{(j-1) F \left(k \sqrt{r_g^2 + r_p^2 - 2r_g r_p \cos \phi_{pn}} (1 + \sin \theta) \right)}{2\sqrt{2\pi k} \operatorname{sgn}\left(\frac{\pi}{2} - \theta\right) \left(\cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) \right)} \quad (7)$$

และ

$$A_{\zeta pn} = \sqrt{\frac{r_g \sqrt{r_g^2 + r_p^2 - 2r_g r_p \cos \phi_{pn}}}{r_g + \sqrt{r_g^2 + r_p^2 - 2r_g r_p \cos \phi_{pn}} (1 \oplus \sin \theta)}} \quad (8)$$

เมื่อ \oplus จะเป็นบวกเมื่อ $\zeta=1$ และ เป็นลบเมื่อ $\zeta=2$

ค่าการเลี้ยวเบนอันดับที่สองของสนามเลี้ยวเบน สามารถแสดง ได้ดังนี้

$$E_{\theta mpn}^d = 2E_{2 pn}^d(Q_1) D_{mpn} A_{mpn} e^{jk \sin \theta \sqrt{r_g^2 + r_p^2 - 2r_g r_p \cos \phi_{pn}}} \quad (9)$$

เมื่อ

$$D_{mpn} = \frac{(j-1) F(2kr_g(1-\sin\theta))}{2\sqrt{2\pi k} \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)} \quad (10)$$

$$A_{mpn} = \sqrt{\frac{2r_g}{2\sin\theta - 1}} \quad (11)$$

และค่ากระแสสมมูลย์ที่บริเวณแกน (axial region) เป็น

$$E_{\theta epn}^d = \frac{k\eta}{2\pi} r_g \left(1 - \cos\left(k \frac{l_{pn}}{2}\right) \right) \frac{J_1(kr_g \sin \theta)}{2\cos(\xi/2)} \times \frac{e^{-jk(\sqrt{r_g^2 + r_p^2 - 2r_g r_p \cos \phi_{pn}} - r_p \sin \theta \cos(\phi - \phi_{pn}))}}{\sqrt{r_g^2 + r_p^2 - 2r_g r_p \cos \phi_{pn}}} \quad (12)$$

เมื่อ

$$\xi = \begin{cases} 90^\circ; & \theta \rightarrow 0^\circ \\ 270^\circ; & \theta \rightarrow 180^\circ \end{cases}$$

ζ มีค่าเท่ากับ 1 หรือ 2 ตามด้านของขอบที่ใช้ในการคำนวณ และ

$$F(v) = 2j\sqrt{|v|} e^{\nu} \int_{|v|}^{\infty} e^{-t^2} dt$$

4. คุณสมบัติทางทฤษฎีของสายอากาศ

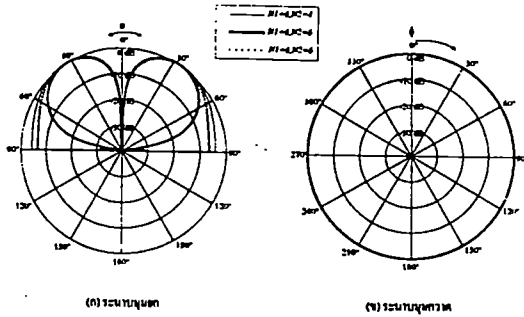
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศในทางทฤษฎี เช่น แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยกและระนาบมุมกวาด ค่าการกระเพื่อมในระนาบมุมกวาด และค่าสภาพเงาเงทศทางของสายอากาศ ซึ่งจัดวางในลักษณะแฉกด้านบวงกลมสองวงซ้อนกัน แต่ละแฉกด้านบวงกลมมีจำนวน 6 องศาประกอบ ซึ่งขนาดรัศมีของแฉกด้านแรกเท่ากับ 0.35λ และแฉกที่สองมีขนาดเท่ากับ 0.43λ โดยลวดตัวนำแต่ละองค์ประกอบมีความยาวเท่ากับ 0.25λ และจะใช้พารามิเตอร์ต่างๆ นี้ในการวิเคราะห์ต่อไป

4.1 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศ

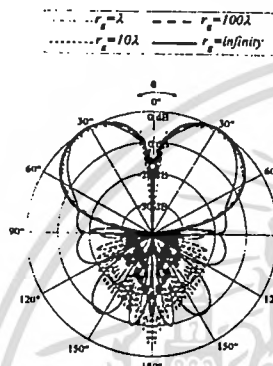
แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นทั้งในระนาบมุมยกและระนาบมุมกวาดของสายอากาศแฉกด้านบวงกลมเมื่อเปลี่ยนขนาดรัศมีของแฉกด้านได้ แสดงไว้ในรูปที่ 2 ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ชัดเจนว่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศจะมีลักษณะเป็นรูปกรวย กล่าวคือ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยกนั้นมีค่าสนามเป็นศูนย์ในแนวตั้งฉากกับระนาบของสายอากาศ ค่าสูงสุดของสนามจะอยู่ที่มุมต่างๆระหว่าง 29° และ 36° และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาดจะมีความแรงของสนามเท่ากันหมดทุกทิศทาง นอกจากนี้ยังพบว่าขนาดรัศมีของแฉกด้านบวงกลมยิ่งมีขนาดใหญ่มากขึ้น ค่าของมุมที่สนามสูงสุดในระนาบมุมยกก็มีค่าลดลง

ซึ่งในการใช้งานจริงนั้นจะใช้แผ่นระนาบตัวนำที่มีขนาดจำกัดแทนแผ่นระนาบตัวนำที่มีขนาดอนันต์ที่ใช้ในการคำนวณ ซึ่งระยะห่างระหว่างองค์ประกอบ และผลจากขอบของแผ่นระนาบตัวนำจะได้นำมาพิจารณาด้วย ซึ่งแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมยกที่เปลี่ยนขนาดรัศมีของแผ่นระนาบตัวนำก็ได้แสดงไว้ดังรูปที่ 3

จะสังเกตเห็นได้ว่าค่าสนามจะเป็นศูนย์ในแนวตั้งฉากกับระนาบของสายอากาศ เมื่อขนาดรัศมีแฉกด้านแรกเท่ากับ 0.35λ และแฉกที่สองมีขนาดเท่ากับ 0.43λ ค่ามุมยกที่มีสนามสูงสุดจะมีค่าใกล้เคียง 33° และจะยังคงมีค่าประมาณ 33° แม้ว่าขนาดรัศมีของแผ่นระนาบตัวนำเพิ่มขึ้นจนเป็นอนันต์นอกจากนี้ยังสังเกตเห็นได้ว่าขนาดรัศมีของแผ่นระนาบตัวนำยังมีขนาดเล็กลงค่าลาค์ลินย่อยด้านหลังยังมีค่าสูง ดังนั้นค่าระดับลาค์ลินย่อยด้านหลังจะมีแนวโน้มลดลงเมื่อขนาดของแผ่นระนาบตัวนำยิ่งใหญ่มาก และจะไม่มีลาค์ลินย่อยด้านหลังเกิดขึ้นเมื่อขนาดแผ่นระนาบตัวนำเป็นอนันต์



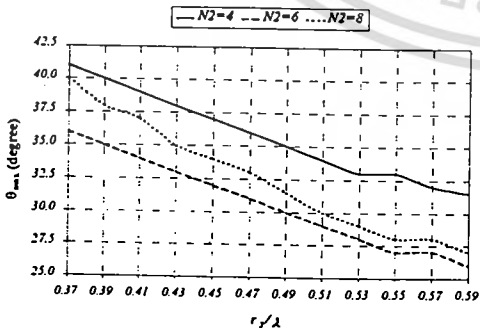
รูปที่ 2 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศใน เมื่อจำนวนองค์ประกอบของแถวลำดับที่สองเป็น 4 และ 8



รูปที่ 3 แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับวงกลม โมโนโพล เมื่อเปลี่ยนขนาดรัศมีของแผ่นระนาบตัวนำ

4.2 ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบมุมยก

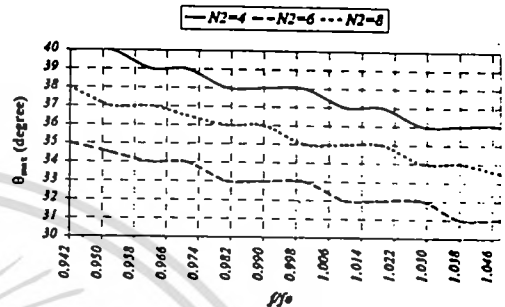
ในการวิเคราะห์สายอากาศที่มีแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นรูปกรวยนั้น พารามิเตอร์ที่สำคัญอย่างหนึ่งคือค่ามุมที่มีสนามสูงสุดในระนาบมุมยก ซึ่งในรูปที่ 4 ได้แสดงค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบมุมยก เมื่อขนาดรัศมีของแถวลำดับแรกเท่ากับ 0.35 λ และเปลี่ยนขนาดรัศมีของแถวลำดับที่สอง โดยลดค่านำในแถวลำดับแรกมีจำนวน 6 องค์ประกอบและในแถวที่สองมีจำนวนเป็น 4 6 และ 8 องค์ประกอบ



รูปที่ 4 ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบมุมยกที่เป็นฟังก์ชันของขนาดรัศมีแถวลำดับ เมื่อเปลี่ยนจำนวนองค์ประกอบของแถวลำดับวงที่สอง

สังเกตได้ว่าเมื่อขนาดรัศมีแถวลำดับใหญ่ขึ้นค่ามุมยกที่มีค่าสนามสูงสุดยิ่งลดลง และเมื่อจำนวนองค์ประกอบในแถวลำดับที่สองเป็น 6 ค่ามุมยกที่มีสนามสูงสุดจะมีค่าน้อยกว่าในกรณีอื่นๆ

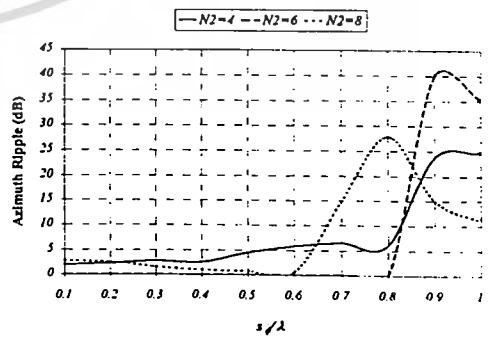
ส่วนค่ามุมยกที่สนามสูงสุดซึ่งพิจารณาในรูปฟังก์ชันของความถี่ได้นำมาแสดงด้วย ซึ่งแสดงในรูปที่ 5 จะสังเกตได้ว่าค่ามุมยกจะเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย และมีแนวโน้มที่จะมีค่ามุมค่าคงเมื่อความถี่สูงขึ้นในทุกกรณีของจำนวนองค์ประกอบ



รูปที่ 5 ค่ามุมที่สนามสูงสุดในระนาบมุมยกที่เป็นฟังก์ชันของความถี่ เมื่อจำนวนองค์ประกอบแถวลำดับวงแรกเท่ากับ 6

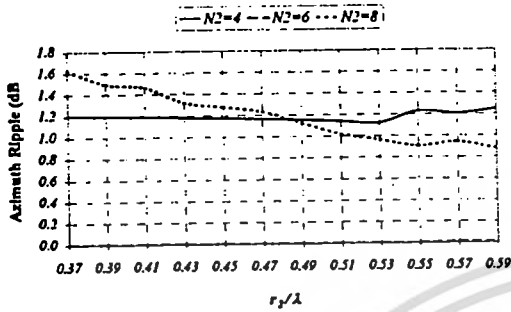
4.3 ค่าการกระเพื่อมในระนาบมุมกวาด

ค่าการกระเพื่อมในระนาบมุมกวาดเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญในการบ่งบอกถึงความสมบูรณ์ของการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัวในระนาบมุมกวาด ซึ่งถ้ามีการกระเพื่อมในระนาบมุมกวาดเกิดขึ้น การแพร่กระจายคลื่นจะไม่เป็นแบบรอบตัวโดยสมบูรณ์ในระนาบมุมกวาด นั่นคือมีการสูญเสียกำลังงานในขณะที่สายอากาศเปลี่ยนทิศทางในการรับส่งคลื่น ค่าการกระเพื่อมในระนาบมุมกวาดแสดงในรูปที่ 6 เมื่อจำนวนองค์ประกอบแถวลำดับแรกเท่ากับ 6 และแถวลำดับที่สองเป็น 4 6 และ 8 ขนาดรัศมีแถวลำดับแรกเท่ากับ 0.35 λ ระยะห่างระหว่างองค์ประกอบจะถูกนำมาใช้ในการวิเคราะห์คุณสมบัติการกระเพื่อมในระนาบมุมกวาดแทนการใช้ขนาดรัศมีของแถวลำดับ สังเกตได้ชัดเจนว่าเมื่อระยะห่างระหว่างองค์ประกอบมีค่าน้อยกว่า 0.6 λ การแพร่กระจายคลื่นจะเป็นรูปกรวยที่สมบูรณ์ เนื่องจากเกิดการกระเพื่อมในระนาบมุมกวาดน้อยมาก



รูปที่ 6 ค่าการกระเพื่อมในระนาบมุมกวาดที่เป็นฟังก์ชันของระยะห่างในระนาบมุมกวาดระหว่างองค์ประกอบของแถวลำดับ

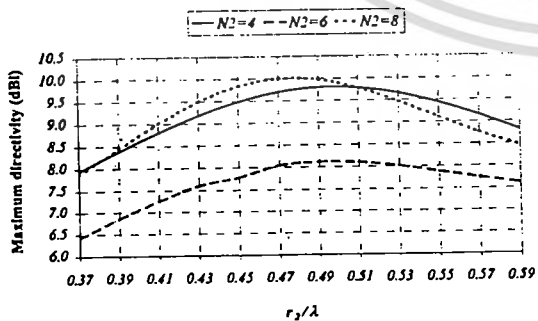
อีกกรณีที่พิจารณาถือเป็นฟังก์ชันของขนาดครีสมิของแถว ลำดับซึ่งพบว่า สายอากาศจะมีการแพร่กระจายคลื่นเป็นรูปกรวย เนื่อง มาจากระดับการกระเพื่อมมีค่าน้อยมาก (น้อยกว่า 1.7 dB) ตลอดช่วง ขนาดครีสมิของแถวลำดับที่สองระหว่าง 0.37λ ถึง 0.59λ ดังแสดง ในรูปที่ 7



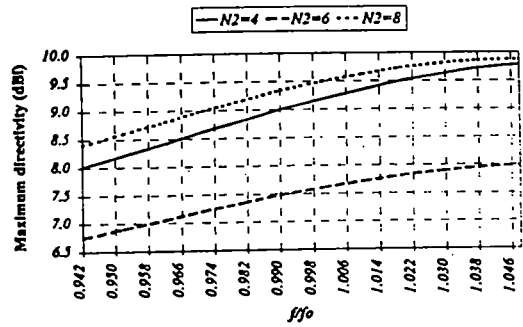
รูปที่ 7 ค่าการกระเพื่อมในระนาบมุมกวาดที่เป็นฟังก์ชันของขนาด ครีสมิของแถวลำดับ

4.4 ค่าสภาพเจาะจงทิศทาง

ค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศเป็นพารามิเตอร์หนึ่ง ของสายอากาศที่แสดงความสามารถของสายอากาศในการชี้ทิศทางไป ยังเป้าหมายที่ต้องการ รูปที่ 8 ได้แสดงค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดที่เป็น ฟังก์ชันของขนาดครีสมิของแถวลำดับ เมื่อจำนวนองค์ประกอบของ แถวลำดับแรกเท่ากับ 6 และแถวลำดับที่สองเป็น 4 6 และ 8 ขนาดครีสมิ แถวลำดับแรกเท่ากับ 0.35λ ปรากฏว่าค่าสภาพเจาะจงทิศทางมีค่า มากขึ้นจนมีค่าสูงสุดที่ครีสมิ r_2 มีค่าประมาณ 0.49λ แล้วจะมีค่าลดลง เมื่อขนาดของแถวลำดับใหญ่ขึ้น ข้อสังเกตอีกประการหนึ่ง คือเมื่อค่า สภาพเจาะจงทิศทางมีค่ามากขึ้นค่ามุมที่สนามสูงสุด ในระนาบมุมยก จะมีค่าลดลง ส่วนค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดที่เป็นฟังก์ชันของ ความถี่แสดงไว้ในรูปที่ 9 ซึ่งมีแนวโน้มค่าสภาพเจาะจงทิศทางเพิ่ม มากขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้นทั้งนี้เนื่องจากเสมือนว่าขนาดทางไฟฟ้าของ สายอากาศมีขนาดเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้นนั่นเอง

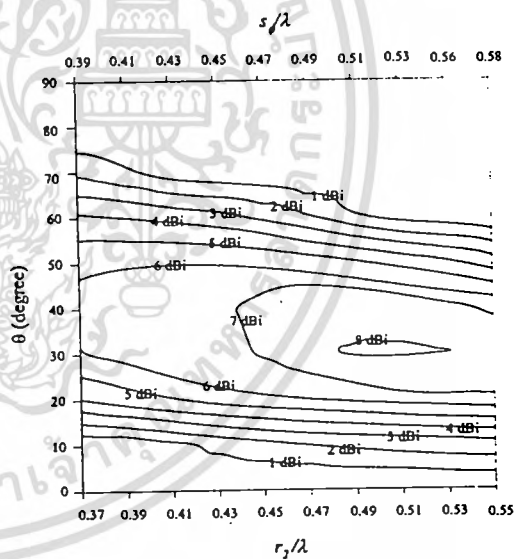


รูปที่ 8 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดที่เป็นฟังก์ชันของขนาดครีสมิของ แถวลำดับ เมื่อเปลี่ยนจำนวนองค์ประกอบของแถวลำดับที่สอง



รูปที่ 9 ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดที่เป็นฟังก์ชันของความถี่

ในรูปที่ 10 แสดงกราฟแผนภูมิโครงร่างของค่าสภาพเจาะจงทิศ ททางที่เป็นฟังก์ชันของค่ามุมยกและขนาดครีสมิของแถวลำดับ โดยกราฟนี้ สามารถใช้เป็นแนวทางในการออกแบบสายอากาศในทางปฏิบัติ ซึ่งจาก กราฟเมื่อกำหนดค่ามุมยกที่ต้องการ สามารถเลือกค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ของสายอากาศได้ และสามารถนำไปออกแบบหาขนาดครีสมิของแถวลำดับที่ เหมาะสมที่จะนำไปใช้สร้างสายอากาศจริงต่อไป เช่น ถ้าต้องการมุมยกเท่า กับ 30° และต้องการค่าสภาพเจาะจงทิศทางมากกว่า 7 dBi ต้องใช้ขนาดครีสมิ แถวลำดับแรกเท่ากับ 0.35λ และขนาดครีสมิแถวลำดับที่สองตั้งแต่ค่า ประมาณ 0.41λ ถึง 0.55λ เป็นต้น



รูปที่ 10 กราฟแผนภูมิ โครงร่างของค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชัน ของค่ามุมยกและขนาดครีสมิของแถวลำดับ

5. สรุปและวิจารณ์

ในบทความนี้ได้ทำการวิเคราะห์คุณลักษณะสายอากาศแถว ลำดับวงกลมของ โมโนโพลที่ถูกจัดวางบนแผ่นระนาบตัวนำ ที่มีแบบรูปการ แพร่กระจายคลื่นรูปกรวย ซึ่งโครงสร้างของสายอากาศไม่ซับซ้อนและ สามารถสร้างได้ง่าย ในกระบวนการวิเคราะห์ก็ได้วิเคราะห์แบบรูปการแพร่ กระจายคลื่นของสายอากาศทั้งในกรณีของขนาดครีสมิแผ่นระนาบตัวนำเป็น

อนันต์และขนาดจำกัด ทั้งนี้เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากทั้งสองกรณี ซึ่งสังเกตได้ว่าขนาดครีสมิของแผ่นระนาบตัวนำยิ่งมีขนาดใหญ่ขึ้นผลที่ได้จะยิ่งใกล้เคียงกับผลที่ได้ในกรณีที่มีขนาดครีสมิของแผ่นระนาบตัวนำเป็นอนันต์ และได้วิเคราะห์คุณสมบัติของสายอากาศ เช่น ค่ามุมขงที่มีสนามสูงสุด ค่าการกระเพื่อมในระนาบมุมกวาด และค่าสภาพเจาะจงทิศทาง ซึ่งแสดงเป็นฟังก์ชันของขนาดครีสมิของแฉกตัวนำและเป็นฟังก์ชันของความถี่ ซึ่งในกรณีเปลี่ยนขนาดครีสมิของแฉกตัวนำสังเกตได้ว่ายิ่งขนาดครีสมิของแฉกตัวนำยิ่งใหญ่ขึ้นค่ามุมขงที่มีสนามสูงสุดก็ยิ่งต่ำลง และเมื่อพิจารณาการกระเพื่อมในระนาบมุมกวาดที่เป็นฟังก์ชันของระยะห่างระหว่างองค์ประกอบพบว่าสายอากาศจะมีการแพร่กระจายคลื่นรูปกรวยเมื่อระยะห่างระหว่างองค์ประกอบมีค่าน้อยกว่า 0.6λ และเมื่อพิจารณาค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศที่เป็นฟังก์ชันของความถี่ สังเกตได้ว่าสายอากาศสามารถทำงานได้ดีตลอดช่วงกว้างของความถี่ 11% โดยพิจารณาจากค่าการลดลงของค่าสภาพเจาะจงทิศทางจากค่าสูงสุดที่ไม่เกิน 3 dB ซึ่งยืนยันได้ว่าทฤษฎีที่นำเสนอสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างจริงในทางปฏิบัติได้

เอกสารอ้างอิง

[1] H. Kawakami, G. Sato, and R. Wakabayashi, "Research on Circularly Polarized Conical-Beam Antennas," *IEEE Antenna and Propagation Magazine*, vol. 39, no. 3, pp. 27-39, 1997.

[2] Y. J. Guo, A. Paez, R. A. Sadeghzadeh, and S. K. Barton, "A Circular Patch Antenna for Radio LAN's," *IEEE Trans. Antenna and Propagat.*, vol. 45, no. 1, pp. 177-178, Jan. 1997.

[3] E. M. Ibrahim, N. J. McEwan, and R. A. Abd-Alhameed, "Conical Beam, Horizontally Polarised Antenna for Hiperlan," *IEEE High Frequency Postgraduate Student Colloquium*, University of Leeds, pp. 118-123, Sep. 1997.

[4] E. M. Ibrahim, N. J. McEwan, R. A. Abd-Alhameed, and P. S. Excell, "Dual-Polarised Uniplanar Conical-Beam Antennas for HIPERLAN," *Electronics Letters*, vol. 35, no. 1, pp. 2-4, Jan. 1999.

[5] H. Morishita, S. Takahashi, and T. Kamei, "Conical Beam Control of Quadrifilar Helical Antennas," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 25, pp. 1899-1901, Oct. 1998.

[6] A. Nestic, V. Brankovic, and I. Radnovic, "Circularly Polarised Printed Antenna with Conical Beam," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 12, pp. 1165-1167, Jun. 1998, .

[7] R.G. Kouyoumjian, and P.H. Pathak, "A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Edge in a Perfectly Conducting Surface," *Proc. IEEE*, vol.62, no.11, pp.1448-1461, 1974, .

[8] R.G. Kouyoumjian, "A Uniform Theory of Diffraction and Its Applications," in *Numerical and Asymptotic Techniques in Electromagnetics*, R. Mittra (Ed.), Springer, New York, pp. 165-215, 1975.

[9] C.E. Ryan, L. Peters, "Evaluation of Edge Diffracted Fields Including Equivalent Currents for the Caustic Region," *IEEE Trans. Antennas and Propagat.*, vol. 17, pp.292-299, (see also correction in vol.18, p.275, 1970), 1969.

ประวัติผู้เขียนบทความ



ศุภาสินี ละมุลศรี สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันเป็นนักศึกษาในระดับปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี ศึกษานิเทศศาสตร์ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมและนักวิจัยประจำห้องปฏิบัติการการสื่อสารไร้สาย สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



ภากร ชุมทอง สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี จากมหาวิทยาลัยเอเชียวอชิงตัน ปัจจุบันเป็นนักศึกษาในระดับปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



สมผล โกศลวิตร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี ศึกษานิเทศศาสตร์ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันเป็นผู้ช่วยศาสตราจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



โมนอย ไกรฤกษ์ สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี ศึกษานิเทศศาสตร์ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปัจจุบันเป็นรองศาสตราจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ และเป็นหัวหน้าห้องปฏิบัติการการสื่อสารไร้สาย สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารหมายเลข 31



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Radiation Characteristics of a Slot Antenna on the Cylindrical Surface

ผู้ร่วมงาน จำนวน 5 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายไพโรจน์ วุ่นชุม	56.00
2. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	11.00
3. นายรังสรรค์ วงศ์สรรคร์	11.00
4. นายสมผล โกศลวิตร	11.00
5. นายโมไนย ไกรฤกษ์	11.00

(.....)
นายไพโรจน์ วุ่นชุม

นายไพโรจน์ วุ่นชุม

(.....)
นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

(.....)
นายรังสรรค์ วงศ์สรรคร์

นายรังสรรค์ วงศ์สรรคร์

(.....)
นายสมผล โกศลวิตร

นายสมผล โกศลวิตร

(.....)
นายโมไนย ไกรฤกษ์

นายโมไนย ไกรฤกษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSTRACTS

SECOND NATIONAL SYMPOSIUM ON GRADUATE RESEARCH



FACULTY OF GRADUATE STUDIES MAHIDOL UNIVERSITY



GRS

26-27 APRIL 2001

At FACULTY OF SCIENCE MAHIDOL UNIVERSITY

หากมีข้อสงสัยใดๆ กรุณาติดต่อเจ้าหน้าที่ประชาสัมพันธ์
หรือติดต่ออาจารย์ที่ปรึกษาของท่าน

O-Eng-7	7
การเลือกอุปกรณ์ป้องกันสำหรับหม้อแปลงไฟฟ้า 3 เฟส โดยใช้คอมพิวเตอร์ในการออกแบบ	
O-Eng-8	8
การสำรวจฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นระหว่างหม้อแปลงไฟฟ้าขนาด 1600 กิโลวัตต์ กับเตาหลอมชนิดเหนียวนำในโรงงานอุตสาหกรรม”	
Session II กลุ่มวิศวกรรมศาสตร์ (O-Eng-9 - O-Eng-16)	
O-Eng-9	9
การวิเคราะห์สายอากาศชนิดเกลียวบนระนาบตัวนำที่แพร่กระจายคลื่นรอบตัว และมีการโพลาไรซ์แบบวงกลม	
O-Eng-10	10
คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องบนผิวทรงกระบอก	
O-Eng-11	11
อิทธิพลขององค์ประกอบปรสิตต่อคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ให้ลำคลื่นรูปกรวยสำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย	
O-Eng-12	12
การเปรียบเทียบการวัดค่าสูญเสียสัญญาณของเส้นใยแก้ว	
O-Eng-13	13
การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของการ Hand Off ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลล์ลู่ล่า	
O-Eng-14	14
การสื่อสารความเร็วสูงโดยใช้เทคโนโลยี ADSL บนคู่สายโทรศัพท์	
O-Eng-15	15
การบริหารโครงข่ายโทรศัพท์ขนาดใหญ่เพื่อรองรับทราฟฟิกจากการให้บริการอินเทอร์เน็ต	
O-Eng-16	16
Thai Handwritten Recognition Using Weight Stroke Cross Counting Feature and Fuzzy Multi-Neural Network	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Second National Symposium on Graduate Research
Mahidol University 26-27 April 2001**

ชื่อ-สกุล ผู้ธำบายงานวิจัย ไพโรจน์ วัณพุม

สาขาวิชา :

นาย น.ศ. นาง อื่น ๆ

สังคมศาสตร์ มนุษยศาสตร์และศึกษาศาสตร์

ที่ทำงาน ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์

วิทยาศาสตร์สุขภาพ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

วิทยาศาสตร์เทคโนโลยี และ สิ่งแวดล้อม

กทม. 10520 โทร.737-3000 ต่อ 3346 โทรสาร.739-2429

e-mail : kpchuwon@kmitl.ac.th

คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องผิวทรงกระบอก

ไพโรจน์ วัณพุม, วุรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์, วังสรรค์ วงสุวรรณ, สมพล โกศลวิจิตร, และ ไมโนะ ไกรฤกษ์
ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสำนักวิจัยคอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สายอากาศแถวลำดับบนผิวทรงกระบอกถือได้ว่ามีความนิยมใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เช่นใช้สายอากาศที่ปรับเฟสได้ สำหรับระบบเรดาร์หรือเป็นสายอากาศสำหรับสถานีฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ข้อดีของสายอากาศแบบนี้ก็คือโครงสร้างของมันสามารถที่จะสร้างให้เข้ากับส่วนใดส่วนหนึ่งของรูปทรงที่เป็นส่วนประกอบของยานพาหนะ อันได้แก่ เครื่องบิน ยานอวกาศ และจรวด ซึ่งโครงสร้างของมันมีความสามารถในแนวแกนของทรงกระบอกและทำให้การแพร่กระจายคลื่นของมันออกไปสมมาตรด้วย ซึ่งการพัฒนาและแถวลำดับบนผิวทรงกระบอกเพื่อให้ได้ราคาที่ถูกถือได้ว่าเป็นสิ่งสำคัญ สายอากาศแบบเดิมซึ่งเป็นองค์ประกอบของโคโพล โคโพล ไซวันหรือแผ่นไมโครสทริปตัวนำบนผิวทรงกระบอกนั้นถือได้ว่าโครงสร้างมีความซับซ้อน ผู้วิจัยจึงได้นำเสนอการเจาะร่องบนผิวทรงกระบอก ซึ่งในการวิเคราะห์สายอากาศแถวลำดับแบบร่องบนผิวทรงกระบอกนั้น จำเป็นจะต้องทราบคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นจากร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอกเสียก่อน แล้วจึงนำมารวมเป็นแถวลำดับอีกทีหนึ่ง

บทความนี้จึงได้นำเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นสายอากาศร่องเดี่ยวบนผิวทรงกระบอก ซึ่งรูปทรงของปัญหาจะประกอบด้วยร่องที่มีความยาว l วางในแนวแกน z ที่ผิวด้านนอกโครงสร้างรูปทรงกระบอกที่มีรัศมี a ความกว้างของร่อง w จะพิจารณาให้แคบมากเพื่อให้ทิศทางของสนามไฟฟ้ามีเพียงทิศทางเฉพาะในแนวกว้างของร่องเท่านั้น ในบทความนี้ได้แสดงคุณสมบัติการแพร่กระจายของคลื่นอันได้แก่ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ค่าความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่ง ค่าอัตราส่วนลำคลื่นด้านหน้าคือด้านหลัง และค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศแบบร่องบนผิวทรงกระบอก การพิสูจน์สมการแม่เหล็กไฟฟ้าที่ป้อนให้กับร่องจะพิจารณาบนพื้นฐานของโหมดรวม ซึ่งสนามภายในโครงสร้างทรงกระบอกรวมจะได้จากผลรวมของสนามในโหมดแม่เหล็กไฟฟ้าตามขวางและโหมดแม่เหล็กตามขวาง ค่าตัวสัมประสิทธิ์ไม่ทราบค่าของสนามจะสามารถหาได้โดยการประยุกต์ค่าเงื่อนไขขอบเขต ค่ากระจายแรงดันตลอดความยาวของร่องจะสมมติให้มีการเปลี่ยนแปลงเป็นสัญญาณรูปไซน์ ส่วนสนามที่แพร่กระจายภายนอกทรงกระบอกออกสู่ช่องว่างอิสระจะหาได้โดยการประยุกต์ใช้เงื่อนไขขอบเขตและความต่อเนื่องของสนามที่บริเวณร่อง นอกจากนี้ยังได้แสดงผลเฉลยเชิงเลขของคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นที่ค่ารัศมีต่างๆของทรงกระบอก ลักษณะรูปแบบการแพร่กระจายคลื่นและความกว้างของลำคลื่นที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งในระนาบ xy, xz และ yz ตามลำดับ ผลปรากฏว่าที่รัศมีของทรงกระบอกมีค่าน้อยๆ ค่าความกว้างของลำคลื่นจะกว้างและลำคลื่นจะแคบลงเมื่อรัศมีใหญ่ขึ้น และเมื่อรัศมีมีขนาดใหญ่กว่าค่าความกว้างของลำคลื่นมีแนวโน้มจะเข้าสู่ลักษณะของร่องบนแผ่นระนาบตัวนำ ค่าอัตราส่วนของลำคลื่นด้านหน้าต่อด้านหลังของสายอากาศจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อรัศมีใหญ่ขึ้นซึ่งหมายความว่าระดับลำคลื่นย่อยทางด้านหลังจะหดตัวเมื่อรัศมีทรงกระบอกใหญ่ขึ้น คุณลักษณะที่สำคัญที่สุดของสายอากาศที่จะต้องพิจารณาคือค่าสภาพเจาะจงทิศทางซึ่งได้แสดงไว้ที่รัศมีทรงกระบอกต่างๆกัน ซึ่งค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่มีค่ามากขึ้นเมื่อรัศมีทรงกระบอกใหญ่ขึ้นจนกระทั่งเข้าสู่ค่าที่ 6.07 dB เมื่อรัศมีใหญ่กว่า 0.95 เท่าของความยาวคลื่นที่ความถี่ปฏิบัติการ นอกจากนี้ได้ทำการทดสอบสายอากาศ ซึ่งผลจากการทดสอบมีความสอดคล้องกันระหว่างผลทางทฤษฎีและปฏิบัติ สายอากาศนี้สามารถที่จะพัฒนาไปเป็นองค์ประกอบของแถวลำดับแบบร่องบนผิวทรงกระบอกสำหรับประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศที่สถานีฐานสำหรับการกระจายเสียงโทรศัพท์ต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม ผู้อ่านหนังสือนี้ให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CODE : O-Eng-10

เอกสารหมายเลข 32




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

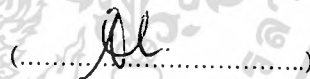
งานวิจัย เรื่อง Influence of the Parasitic Element to the Radiation Properties of the Conical Beam Antenna for
Wireless LAN System


ผู้ร่วมงาน จำนวน 4 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายสัญญา อานาจปลุก	55.00
2. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	15.00
3. นายสมผล โกศลวิตร	15.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	15.00


นายสัญญา อานาจปลุก


นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์


นายสมผล โกศลวิตร


นายโมไนย ไกรฤกษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSTRACTS

SECOND NATIONAL SYMPOSIUM ON GRADUATE RESEARCH



FACULTY OF GRADUATE STUDIES MAHIDOL UNIVERSITY



GRS

26-27 APRIL 2001

At FACULTY OF SCIENCE MAHIDOL UNIVERSITY

นักศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
หรือต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

O-Eng-7	7
การเลือกอุปกรณ์ป้องกันสำหรับหม้อแปลงไฟฟ้า 3 เฟส โดยใช้คอมพิวเตอร์ในการออกแบบ	
O-Eng-8	8
การสำรวจฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นระหว่างหม้อแปลงไฟฟ้าขนาด 1600 กิโลวัตต์ กับเตาหลอมชนิดเหนียวในโรงงานอุตสาหกรรม	
Session II กลุ่มวิศวกรรมศาสตร์ (O-Eng-9 - O-Eng-16)	
O-Eng-9	9
การวิเคราะห์สายอากาศชนิดเกลียวบนระนาบตัวนำที่แพร่กระจายคลื่นรอบตัว และมีการโพลาไรซ์แบบวงกลม	
O-Eng-10	10
คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องบนผิวทรงกระบอก	
O-Eng-11	11
อิทธิพลขององค์ประกอบปรสิตต่อคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ให้ลำคลื่นรูปกรวยสำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย	
O-Eng-12	12
การเปรียบเทียบการวัดค่าสูญเสียสัญญาณของเส้นใยแก้ว	
O-Eng-13	13
การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของการ Hand Off ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลล์คู่ต่ำ	
O-Eng-14	14
การสื่อสารความเร็วสูงโดยใช้เทคโนโลยี ADSL บนคู่สายโทรศัพท์	
O-Eng-15	15
การบริหารโครงข่ายโทรศัพท์ขนาดใหญ่เพื่อรองรับกราฟฟิคจากการให้บริการอินเทอร์เน็ต	
O-Eng-16	16
Thai Handwritten Recognition Using Weight Stroke Cross Counting Feature and Fuzzy Multi-Neural Network	

**Second National Symposium on Graduate Research
Mahidol University 26-27 April 2001**

ชื่อ-สกุล ผู้บรรยาย/นักวิจัย สัญญา อำนวยการปลูก

สาขาวิชา :

นาย น.ส. นาง อื่น ๆ

สังคมศาสตร์ มนุษย์ศาสตร์และศึกษาศาสตร์

ที่ทำงาน ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์

วิทยาศาสตร์สุขภาพ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

วิทยาศาสตร์เทคโนโลยี และ สิ่งแวดล้อม

กทม. 10520 โทร.737-3000 ต่อ 3346 โทรสาร.739-2429

e-mail : kpchuwon@kmitl.ac.th

**อิทธิพลขององค์ประกอบปรสิตต่อคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ให้ล้าคลื่นรูปกรวย
สำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย**

สัญญา อำนวยการปลูก, ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์, สมพล โกศลวิทย์, และ โมไนย ไกรฤกษ์
ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์และสำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

สืบเนื่องจากการพัฒนาอย่างรวดเร็วทางเทคโนโลยีด้านการสื่อสารไร้สายและการสื่อสารเคลื่อนที่ งานวิจัยเกี่ยวกับสายอากาศที่จะประยุกต์ใช้กับระบบเหล่านี้เป็นที่มาสนใจ สายอากาศที่ให้ล้าคลื่นรูปกรวยเป็นสายอากาศที่ได้รับความนิยมเพราะไม่จำเป็นต้องใช้ระบบติดตามเป้าหมาย ใ้มีงานวิจัยหลายกลุ่มศึกษาเกี่ยวกับสายอากาศชนิดนี้มาบ้างแล้ว คุณลักษณะในการแพร่กระจายคลื่นจากสายอากาศชนิดนี้ซึ่งถือว่ามี ความสำคัญในการประยุกต์ใช้งานก็คือ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจะมีค่าสนามบริเวณที่ตั้งฉากกับสายอากาศเป็นศูนย์ (วัดจากแนวเส้นศีรษะ) ค่าสูงสุดของล้าคลื่นในระนาบมุมยกจะต้องมีทิศทางชี้ไปยังตำแหน่งของลูกข่าย และแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุมกวาดต้องมีความ แรงเท่ากันหมด ค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่ต้องการสำหรับระบบการสื่อสารดาวเทียมเคลื่อนที่คือประมาณ 7 dBi และสำหรับโครงข่ายท้องถิ่น ไร้สายค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่ต้องการคือ 4 dBi ที่ค่ามุมได้มีการใช้สายอากาศที่มีโครงสร้างเป็นแผ่นไมโครสตริปรูปร่างกลมที่ทำงานที่โหมด อันติบสูงสำหรับแพร่กระจายคลื่นที่มีโพลาไรซ์แนวตั้ง และมีการใช้แนวลำตัวของแผ่นไมโครสตริปรูปสี่เหลี่ยมมุมฉากสำหรับโพลาไรซ์แนว นอน นอกจากนี้เพื่อให้มีการแพร่กระจายคลื่นทั้งโพลาไรซ์แนวตั้งและแนวนอน ได้มีการใช้แผ่นไมโครสตริปรูปร่างสี่เหลี่ยมมุมฉากปู อย่างไรก็ตามเป็นที่ทราบกันว่าสายอากาศแบบไมโครสตริปนั้นมีการสร้างซับซ้อนและมีค่าการสูญเสียในระบบการป้อนสัญญาณมาก ผู้วิจัย จึงได้นำเสนอ โครงสร้างของสายอากาศเป็นโพรมีธีป้อนสัญญาณให้กับบ่วงครึ่งทรงกลมบนแผ่นระนาบตัวนำสำหรับการแพร่กระจายคลื่นเป็น รูปกรวย รูปทรงของปัญหาประกอบด้วยวงกลมครึ่งวงกลมบนเรียบกันบนแนวแกนร่วมเพื่อประกอบเป็นรูปครึ่งทรงกลม โพรมีธีใช้จะมี โครงสร้างเป็นตัวแพร่กระจายคลื่นไมโครสตริปซึ่งถือว่าเป็นองค์ประกอบอีกที ในขณะที่ยังครึ่งทรงกลมจะแสดงตัวเป็นองค์ประกอบปรสิต ซึ่งโครงสร้างดังกล่าวถือว่าสร้างได้ง่ายและระบบการป้อนสัญญาณปราศจากการสูญเสียอันเนื่องมาจากความน่าและโคแอสติก สำหรับ การวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศชนิดนี้ได้ใช้วิธีโมเมนตัมร่วมกับทฤษฎีการเบี่ยงเบนเชิงเรขาคณิตสามมิติ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจะ คำนวณจากสนามรวมที่แพร่กระจายออกจากบ่วงครึ่งทรงกลมแต่ละอันบนระนาบตัวนำ และได้รวมผลกระทบของขนาดแผ่นระนาบตัวนำที่ จำกัดไว้ในการวิเคราะห์ด้วย จากการวิเคราะห์ปรากฏว่าคุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศขึ้นอยู่กับจำนวนขององค์ประกอบปรสิต และขนาดของแผ่นระนาบตัวนำ ซึ่งได้แสดงแบบรูปการแพร่กระจายของไมโครสตริปบนระนาบตัวนำซึ่งเป็นวิธีดั้งเดิมในการแพร่กระจาย คลื่นรูปกรวยก่อน จากนั้นได้เพิ่มบ่วงครึ่งทรงกลมขึ้นทีละวงเป็นสอง สามและสี่วงตามลำดับเพื่อดูการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะการแพร่กระจาย คลื่นเทียบกับไมโครสตริปเดี่ยว ขนาดของแผ่นระนาบตัวนำได้เปลี่ยนแปลงค่าตั้งแต่ 1 ถึง 10,000 เท่าของความยาวคลื่นที่ความถี่ปฏิบัติการ ผลปรากฏว่าค่าสูงสุดของล้าคลื่นในแนวมุมยกสำหรับทุกกรณีมีค่าเกือบเท่ากันหมดกล่าวคือมีประมาณ 40 องศาเมื่อขนาดของแผ่นระนาบตัวนำมีขนาดเล็ก และมีค่าสูง 90 องศาเมื่อขนาดของแผ่นระนาบตัวนำใหญ่มาก นอกจากนี้ยังได้คำนวณค่าระดับล้าคลื่นย่อยทางด้านหลังของกรณีไมโครสตริปเดี่ยวและกรณีที่เพิ่มบ่วงทรงกลมเป็น 1,2,3 และ 4 วงตามลำดับ ระดับของล้าคลื่นย่อยทางด้านหลังมีค่าใกล้เคียงกันแม้จะมีการเปลี่ยนแปลง ขนาดของแผ่นระนาบตัวนำ ซึ่งทำให้ทราบว่าองค์ประกอบปรสิตมีผลต่อค่าสูงสุดของล้าคลื่นในแนวตั้งและระดับล้าคลื่นย่อยทางด้านหลัง น้อย ทราบมีกรณีที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งสำหรับการวิเคราะห์สายอากาศที่ให้ล้าคลื่นรูปกรวยคือ การกระร่อนในระนาบมุมกวาด ซึ่งพบว่าใน กรณีของไมโครสตริปเดี่ยวการกระร่อนมีระดับต่ำและเมื่อเพิ่มบ่วงเข้าไป 2 วง การกระร่อนจะมีมากและลดลงเมื่อเพิ่มบ่วงเป็น 3 วงและมีค่าเพิ่ม ขึ้นอีกเมื่อเพิ่มเป็น 4 วง สำหรับค่าสภาพเจาะจงทิศทางนั้นพบว่ากรณีเพิ่มบ่วงวงกลมเข้าไป 2 วงจะให้ค่าสภาพเจาะจงทิศทางสูงสุดและตามมา ด้วย 4 วง ปราศจากวงและ 3 วงตามลำดับ จากการวิเคราะห์ดังกล่าวทำให้ทราบว่าเงื่อนไขที่ดีที่สุดในการเพิ่มบ่วงปรสิตคือเพิ่มบ่วงเข้า ไป 2 วง

เอกสารหมายเลข 33



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Analysis of a Helical Antenna on the Ground Plane Radiating Circularly Polarized Omni-directional Beam

ผู้ร่วมงาน จำนวน 5 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นางสาวสุชาตินี ละมุลตรี	56.00
2. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	11.00
3. นายฐิติพงษ์ เลิศวิริยะประภา	11.00
4. นายสมผล โกศลวิตร	11.00
5. นายโมไนย ไกรฤกษ์	11.00

(.....)
นางสาวสุชาตินี ละมุลตรี

(.....)
นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์

(.....)
นายฐิติพงษ์ เลิศวิริยะประภา

(.....)
นายสมผล โกศลวิตร

(.....)
นายโมไนย ไกรฤกษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSTRACTS

SECOND NATIONAL SYMPOSIUM ON GRADUATE RESEARCH



FACULTY OF GRADUATE STUDIES MAHIDOL UNIVERSITY



GRS

26-27 APRIL 2001

At FACULTY OF SCIENCE MAHIDOL UNIVERSITY

นักศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
และผู้ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

O-Eng-7	7
การเลือกอุปกรณ์ป้องกันสำหรับหม้อแปลงไฟฟ้า 3 เฟส โดยใช้คอมพิวเตอร์ในการออกแบบ	
O-Eng-8	8
การสำรวจฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นระหว่างหม้อแปลงไฟฟ้าขนาด 1600 กิโลวัตต์ กับเตาหลอมชนิดเหนียวในโรงงานอุตสาหกรรม	
Session II กลุ่มวิศวกรรมศาสตร์ (O-Eng-9 - O-Eng-16)	
O-Eng-9	9
การวิเคราะห์สายอากาศชนิดเกลียวบนระนาบตัวนำที่แพร่กระจายคลื่นรอบตัว และมีการโพลาไรซ์แบบวงกลม	
O-Eng-10	10
คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแบบร่องบนผิวทรงกระบอก	
O-Eng-11	11
อิทธิพลขององค์ประกอบประสติดต่อคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศที่ให้ค่าคลื่นรูปกรวยสำหรับโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย	
O-Eng-12	12
การเปรียบเทียบการวัดค่าสูญเสียสัญญาณของเส้นใยแก้ว	
O-Eng-13	13
การวิเคราะห์ประสิทธิภาพของการ Hand Off ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลล์ลู่ต่ำ	
O-Eng-14	14
การสื่อสารความเร็วสูงโดยใช้เทคโนโลยี ADSL บนคู่สายโทรศัพท์	
O-Eng-15	15
การบริหารโครงข่ายโทรศัพท์ขนาดใหญ่เพื่อรองรับกราฟฟิคจากการให้บริการอินเทอร์เน็ต	
O-Eng-16	16
Thai Handwritten Recognition Using Weight Stroke Cross Counting Feature and Fuzzy Multi-Neural Network	

**Second National Symposium on Graduate Research
Mahidol University 26-27 April 2001**

ชื่อ-สกุล ผู้ริบงานวิจัย ตูธาสิณี ละมุลตรี

สาขาวิชา :

ทย น.ส. นาง อื่น ๆ

สังคมศาสตร์ มนุษย์ศาสตร์และศึกษาศาสตร์

ที่ทำงาน ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์

วิทยาศาสตร์สุขภาพ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

วิทยาศาสตร์เทคโนโลยี และ สิ่งแวดล้อม

กทม.10520 โทร.737-3000 ต่อ 3346 โทรสาร.739-2429

e-mail : kpchuwon@kmitl.ac.th

**การวิเคราะห์สายอากาศชนิดเกลียวบนระนาบตัวนำที่แพร่กระจาย
คลื่นรอบตัวและมีการโพลาริซแบบวงกลม**

ณัฐมี ละมุลตรี¹, ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์¹, วิจิพงษ์ เลิศวิริยะประภา¹, สมพล โกศลวิศรี¹, และ ไมโนอ ไกรฤกษ์²
¹ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
²ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

ในปัจจุบันมีการสื่อสารแบบไร้สายได้มีการเจริญเติบโตและพัฒนาอย่างรวดเร็ว สายอากาศซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่รับส่งสัญญาณในระบบการสื่อสารไร้สายก็ได้มีการพัฒนาตามไปด้วย ในอดีตจนถึงปัจจุบันได้มีการคิดค้นสายอากาศมากมายหลายแบบ ซึ่งสายอากาศแต่ละชนิดก็จะมีข้อดีของตัวมันเองและถูกใช้งานในรูปแบบต่างๆกัน สายอากาศที่ไร้รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัวก็ได้รับความนิยมในการนำมาประยุกต์ใช้งานเป็นสายอากาศที่สถานีฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่โดยทั่วไปมักจะนิยมใช้สายอากาศโพลสำหรับ การแพร่กระจายแบบรอบตัวและมีการ โพลาริซแบบเชิงเส้น แต่ถ้าต้องการการแพร่กระจายคลื่นเป็นการโพลาริซแบบวงกลมจำเป็นต้องใช้สายอากาศแบบเกลียว อีกทั้งสำหรับการประยุกต์ใช้งานสำหรับระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สายนั้นสายอากาศที่ไร้ซึ่งต้องการการแพร่กระจาย คลื่นแบบรูปกรวยและโพลาริซแบบวงกลม ซึ่งสามารถออกแบบได้โดยสายอากาศแบบเกลียวมาจัดเรียงเป็นแถวลำดับรูปวงกลม ซึ่งคุณ ลักษณะของสายอากาศดังกล่าวสามารถปรับได้โดยการเปลี่ยนค่ารัศมีของแถวลำดับ อีกทั้งค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศสามารถ เพิ่มได้โดยการวางสายอากาศบนแผ่นระนาบตัวนำ ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานการแพร่กระจายคลื่นให้มีการแพร่กระจายเฉพาะครึ่งบนเท่านั้น ด้วยเหตุผลดังกล่าวทำให้เราจำเป็นต้องทำการวิเคราะห์คุณลักษณะของสายอากาศชนิดเกลียวบนแผ่นระนาบตัวนำก่อน

บทความนี้มาเสนอการวิเคราะห์คุณลักษณะการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศชนิดเกลียว ซึ่งสายอากาศชนิดนี้มีลักษณะแบบ รูปการแพร่กระจายคลื่นแบบรอบตัว และมีการ โพลาริซแบบ วงกลม โครงสร้างของสายอากาศจะประกอบด้วยสายอากาศชนิดเกลียวเล็ก วางอยู่บนระนาบตัวนำ โดยที่ความยาวของเส้นลวดทั้งหมดที่นำมาพันเป็นสายอากาศเกลียวมีค่าเท่ากับ l และความสูงตรง ของสายอากาศมี ค่าเท่ากับ h รัศมีของเกลียวแต่ละขมมีค่าเท่ากับ a สำหรับค่ามุมเอียงของเกลียวแต่ละขมมีค่าเท่ากับ α และ ξ ความลำดับ และสำหรับในบทความนี้จะพิจารณาเฉพาะในกรณีที่มีแผ่นระนาบตัวนำมีขนาดเป็นอนันต์เท่านั้น สำหรับวิธีการวิเคราะห์ที่ได้เลือกใช้วิธีของศักย์เวกเตอร์เข้ามา ช่วยในการหาสนามแม่เหล็กไฟฟ้า สำหรับนิพจน์ของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าได้แสดงไว้ทั้งองค์ประกอบในแนวตั้งและแนวนอน สายอากาศ ชนิดนี้ถูกออกแบบให้มีการแพร่กระจายคลื่นแบบโพลาริซชนิดหมุนขวา จึงได้มีการหาค่าแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นทั้งในองค์ประกอบ ที่มีการ โพลาริซร่วมและที่มีการ โพลาริซไขว้ รวมทั้งได้มีการวิเคราะห์ค่าอัตราส่วนแกนของสายอากาศเมื่อมีการเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น ตัวประกอบของขดเกลียวและค่ามุมเอียงของเกลียว อีกทั้งได้แสดงรูปกราฟของค่าอัตราส่วนแกนที่เป็นฟังก์ชันของพารามิเตอร์ตัว ประกอบของขดเกลียวและค่ามุมเอียงของเกลียวที่ให้การ โพลาริซแบบวงกลม โดยสมบูรณ์เพื่อเป็นแนวทางสำหรับการออกแบบ นอกจากนี้ ยังได้คำนวณค่าสภาพเจาะจงทิศทางที่เป็นฟังก์ชันของตัวประกอบของขดเกลียวและค่ามุมเอียงของเกลียวด้วย ผลปรากฏว่าค่าพารามิเตอร์ที่ดี ที่สุดที่ให้ค่าสภาพเจาะจงสูงที่สุดและมีการ โพลาริซวงกลมหมุนขวาที่สมบูรณ์คือค่าตัวประกอบของขดเกลียวที่ 0.5 และค่ามุมเอียงของ เกลียวที่ 14 องศา ซึ่งที่พารามิเตอร์ดังกล่าว ลักษณะแบบรูปการแพร่กระจายคลื่นจะเป็นแบบรอบตัวที่สมบูรณ์กล่าวคือ ค่าสนามจะเป็นศูนย์ ในแนวแกนของสายอากาศและค่าสูงสุดของสนามจะชี้ในทิศทางตั้งฉากกับแกนของสายอากาศ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นในระนาบมุม กวาคจะเป็นแบบไม่มีทิศทาง คุณลักษณะเชิงความถี่ของสายอากาศที่เป็นฟังก์ชันของค่าสภาพเจาะจงทิศทางและอัตราส่วนแกนได้แสดงไว้ เช่นกัน ผลปรากฏว่าสายอากาศทำงานได้ดีตลอดช่วงกว้างของแถบความถี่ 20 % การทดสอบสายอากาศให้ผลสอดคล้องกับค่าทางทฤษฎีที่ ได้คำนวณไว้ซึ่งสายอากาศนี้จะนำไปประยุกต์เป็นองค์ประกอบของแถวลำดับวงกลมสำหรับการสื่อสาร โครงข่ายท้องถิ่น ไร้สายต่อไป

เอกสารหมายเลข 34



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Directivity Enhancement of a Conical Beam Antenna for Wireless LAN Applications

ผู้ร่วมงาน จำนวน 4 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	15.00
2. นายสัญญา อำนาจปลุก	55.00
3. นายสมผล โกศลวิตร	15.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	15.00



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การประชุมทางวิชาการของมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์
ครั้งที่ 39

The 39th Kasetsart University Annual Conference

สาขาวิศวกรรมศาสตร์
(Subject : Engineering)

5-7 กุมภาพันธ์ 2544

5-7 February 2001

จัดโดย

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ร่วมกับ

กระทรวงศึกษาธิการ

กระทรวงเกษตรและสหกรณ์

กระทรวงวิทยาศาสตร์เทคโนโลยีและสิ่งแวดล้อม

ทบวงมหาวิทยาลัย



3. การติดตั้งวงจรถลอกกิ่งรีแอกเตอร์เพื่อประยุกต์ใช้ในโรงงานอุตสาหกรรม..... 397
Blocking reactor filter installation in industrial application
โดย สมชาย ภิญโญ ธัชพล จันทารังวัฒน์ วีระเทพ พงษ์ศรีเพียร
วรวิทย์ แสงเพชร และจรงค์ บัญเส็ง
4. การตรวจจับสัญญาณรบกวนสำหรับการปรับปรุงสัญญาณเสียงพูด..... 405
Noise detection for speech enhancement
โดย สุเมธี นากาศ และยุทธพงษ์ รังสรรค์เสรี
5. การประมาณระยะทางตำแหน่งกระแสลัดวงจรแบบฟัซซี่ด้วยเครื่องควบคุมแบบตรรกที่โปรแกรมได้..... 412
Fuzzy logic estimation for fault location using programmable logic controller
โดย ทวีพล ชือสัตย์ สมพล รัตนไพบูลย์ สุธี รุขพันธ์
วิทยา ทิพย์สุวรรณพร และยุทธพงศ์ ทัพมดุง
6. การหาสภาวะที่เหมาะสมสำหรับชุบเคลือบผิวโลหะผสมนิกเกิล-ทังสเตน-ฟอสฟอรัสแบบไม่ใช้ไฟฟ้า
เพื่อสมบัติความต้านทานการสึกหรอ 420
Determination of optimum condition of nickel-tungsten-phosphorus alloys electroless
Plating for wear resistance
โดย สุเมธา สุวรรณบุรณ์ นกฉัตร ชารีลาภ ชูชาติ นิตินัญญาวงศ์
และนันท์ ทาวรังกูร
7. การปรับปรุงสมบัติรับแรงกระแทกของพอลิไวนิลคลอไรด์โดยการผสมกับยางธรรมชาติ 427
Impact properties improvement of poly (vinyl chloride) by blending with natural rubber
โดย วันทนา สุขแก้ว จตุพร วุฒิกนกกาญจน์ และนันท์ ทาวรังกูร
8. หลักการควบคุมการเข้าถึงอย่างมีเงื่อนไขสำหรับระบบโทรทัศน์แบบจ่ายเงินเพื่อเข้าชม..... 435
A conditional access control scheme for pay-TV systems
โดย วชิวาร กาญจนรินทร์ และธำรงรัตน์ อมรรักษา
9. การประยุกต์ใช้งานแฮชฟังก์ชันในระบบป้องกันการโจรกรรมรถยนต์ชนิดไร้สาย 443
Applying hash functions for wireless vehicle security systems
โดย ศิริวรรณ อัมพรदनัย วนิตา ตั้งจิตเมธี และธำรงรัตน์ อมรรักษา
10. การประยุกต์ใช้เทคนิค ZVT ในวงจรแปลงผันไฟสลับชนิดเฟสเดียวเป็นไฟตรง 451
An Implementation of ZVT-technique in a single-phase AC-DC converter
โดย ดำรง อมรเดชาพล อุดมศักดิ์ ยั่งยืน ยุทธศักดิ์ รุ่งเรืองพลางกูร
และวิบูลย์ ชื่นแขก
11. การสร้างสมการทางทฤษฎีอย่างละเอียดของการสังเคราะห์แบบรูปการแพร่กระจายคลื่นของ
สายอากาศ แถวลำดับขนาดเล็กโดยใช้พหุนามชนิดเชบิเชฟชนิดที่สอง..... 459
Rigorously theoretical formulations of a small second kind Tschebyscheff array
โดย ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ ไพโรจน์ วุ่นชม
จิตพงษ์ เลิศวิริยะประภา และโมไนย ไกรฤกษ์
12. การเพิ่มค่าสภาพเจาะจงทิศทางของสายอากาศที่ให้ลำคลื่นรูปกรวยสำหรับการประยุกต์ใช้งาน
โครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย 470
Directivity enhancement of a conical beam antenna for wireless LAN application
โดย ชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์ สัญญา อำนาจปลุก สมผล โกศลวิตรี
และโมไนย ไกรฤกษ์

การเพิ่มค่าสภาพเจาะงทิศทางของสายอากาศที่ให้ลำคลื่นรูปกรวย สำหรับการประยุกต์ใช้งานโครงข่ายท้องถิ่นไร้สาย

Directivity Enhancement of a Conical Beam Antenna for Wireless LAN Applications

ชวรงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์¹ สัญญา อำนาจปลุก¹ สมพล โกศลวิตร และ โมไนย ไกรฤกษ์¹

Chuwong Phongcharoenpanich¹, Sanya Amnartpluk¹,

Sompol Kosulvit¹, and Monai Krairiksh¹

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการเพิ่มค่าสภาพเจาะงทิศทางของสายอากาศชนิดที่ให้ลำคลื่นรูปกรวย สำหรับการประยุกต์ใช้งานในระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย ซึ่งการเพิ่มค่าสภาพเจาะงทิศทางของสายอากาศที่ให้ลำคลื่นรูปกรวยดั้งเดิมที่ใช้ตัวแพร่กระจายคลื่นโมโนโพลบนระนาบตัวนำสามารถทำได้โดยการเพิ่มวงตัวนำครึ่งวงกลมไขว้กันล้อมรอบให้กับตัวแพร่กระจายคลื่นโมโนโพลนั้น โดยโมโนโพลจะทำหน้าที่เป็นตัวป้อนคลื่น ในขณะที่วงตัวนำครึ่งวงกลมไขว้กันจะเป็นองค์ประกอบปรสิติก ในบทความนี้จะได้แสดงคุณลักษณะของสายอากาศชนิดที่นำเสนอ อันได้แก่ แบบรูปการแพร่กระจายคลื่น ค่าสภาพเจาะงทิศทาง ค่าสูงสุดของมุมยก อัตราส่วนลำคลื่นด้านหลังและ ระดับการกระเพื่อมของลำคลื่นในระนาบมุมกวาด และได้ทำการทดสอบคุณสมบัติการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศเพื่อยืนยันหลักการที่นำเสนอและสายอากาศชนิดนี้มีประโยชน์ในการประยุกต์ใช้เป็นสายอากาศที่สถานีฐานสำหรับระบบเครือข่ายท้องถิ่นไร้สาย

ABSTRACT

This paper presents the directivity enhancement of the conical beam antenna for the application of the wireless Local Area Network system. The directivity enhancement of the conical beam antenna using the conventional monopole on the ground plane can be accomplished by adding the crossed semi circular loop surrounding the monopole. The monopole acts as the active element whereas the crossed semi circular loops exhibit as the parasitic element. The characteristic of the proposed antenna such as the radiation pattern, directivity, elevational beam peak, back lobe ratio and azimuthal ripple are illustrated. The experimental results of the radiation pattern is verified the proposed principle and confirmed that this antenna is useful as the base station antenna for wireless LAN application.

INTRODUCTION

According to the rapid development of the wireless communication technology, the research on the antenna that can accomplish these applications are of interest. The conical beam antenna is the suitable candidate because the tracking system is not necessary as shown in Fig.1. There are

Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

many research work about the investigations of this antenna in literature. The radiation characteristics of this antenna, which can meet the specified applications, is that the radiation patterns possess the null in boresight axis (zenith), the elevational beam peak directs toward the subscriber and the azimuthal pattern is nondirectional. The maximum directivity about 4 dBi for the wireless LAN is required (Morishita). Historically, the circular patch operating in the higher mode is investigated to radiate the vertical polarization. Alternatively, the array of rectangular patch is designed to achieve the horizontal polarization (Ibrahim). Consequently, the dual polarized antenna (Ibrahim) using diamond patch is proposed to produce both vertical and horizontal polarizations. However, it is evident that these antennas are suffered from complicated structure and the feeder loss. The authors propose the simple structure antenna using a monopole excited crossed semicircular loop on the ground plane to radiate conical beam pattern. The geometry of the antenna is made up from two of the half loop arranging with the co-axis to form the crossed semicircular loop configuration.

The structure of the antenna is easy to fabricate and the feeding structure is free from dielectric loss. The characteristics of this antenna are examined by using Method of Moments together with the Uniform Geometrical Theory of Diffraction via SUPERNEC code (Fourie). By this method, the effect of the finite size ground plane is also taken into account.

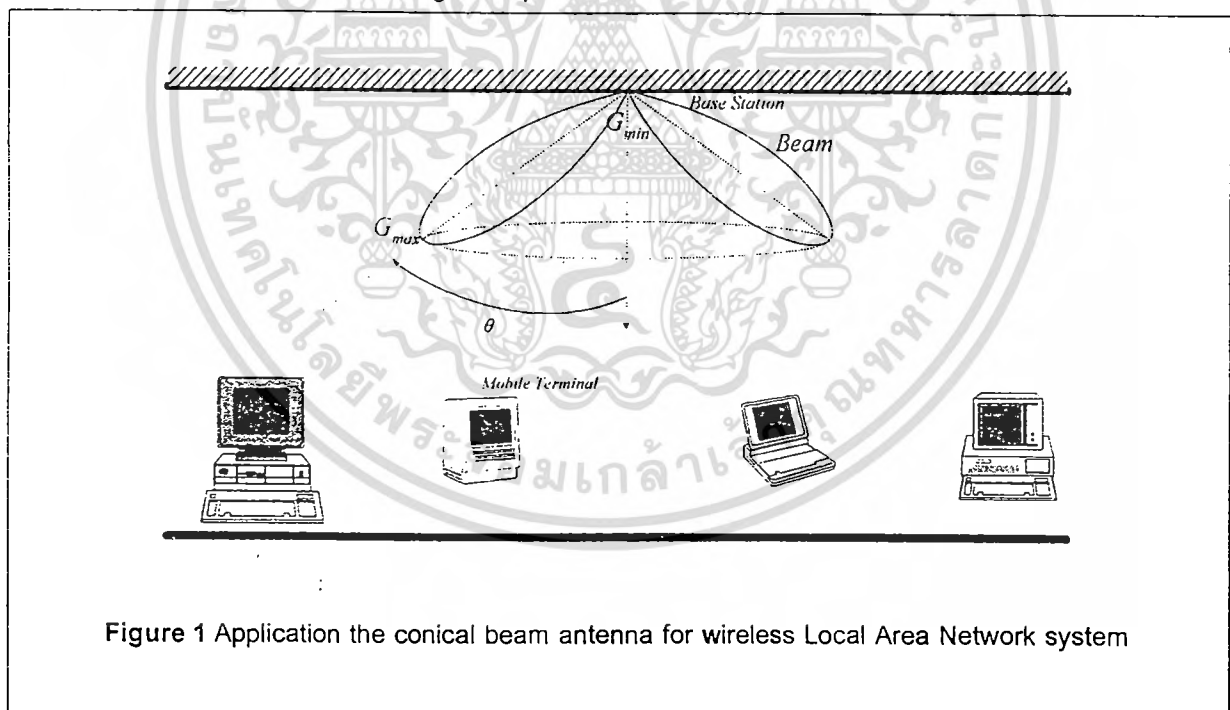


Figure 1 Application the conical beam antenna for wireless Local Area Network system

Conventional Conical Beam Antenna using a Monopole on the Ground Plane

The conventional conical beam antenna is utilized the monopole on the ground plane. The ground plane should be either circular or rectangular configurations. In order to accomplish non-directional in azimuthal pattern, the circular one is more suitable candidate since symmetrical structure in radial direction is obtained. The rectangular ground plane suffers from the diffraction at the vertex at which causes the ripple in azimuth plane. Therefore, the monopole on the circular

ground plane is more popular. The structure of the monopole on the circular ground plane is made up from the monopole of the length l located on the circular ground plane of the radius r_g as illustrated in Fig.2. This structure is excited by the coaxial transmission line at the bottom of the monopole at which is very simple and easy to fabricate. The radiation characteristics of the monopole on the ground plane will be shown in the subsequent section.

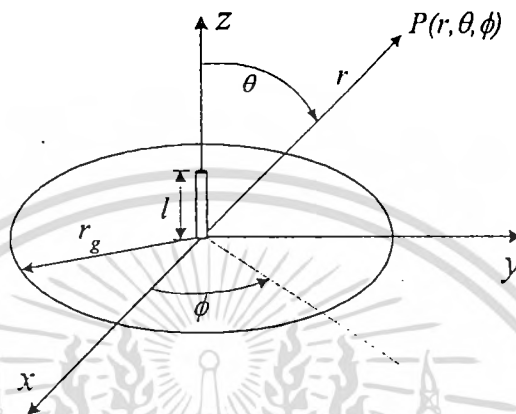


Figure 2 Geometry of a conical beam antenna using a monopole on the ground plane

Directivity Enhancement of a Conical Beam Antenna using a Monopole Excited Crossed Semicircular Loop on The Ground Plane

However, it is obvious that the directivity of the monopole of the ground plane is limited to 5.16 dBi. To increase the directivity of the monopole, one possibility way is by arranging this antenna to form the array. it is apparent that it was done at the expense of the sophisticated feeding structure. Since all the elements are active, the power divider must be used to distribute the power from one port coaxial to those all-active elements. To solve this problem, this paper proposes to use the parasitic element at which these elements do not need the feeder. To obtain the conical beam pattern, the parasitic elements should be two of the half loop arranging with the co-axis to form the crossed semicircular loop configuration as shown in Fig.3. The geometry is made up from the monopole on the ground plane as depicted in Fig.2 by adding the half loop of the radius r_g surround the monopole on the ground plane.

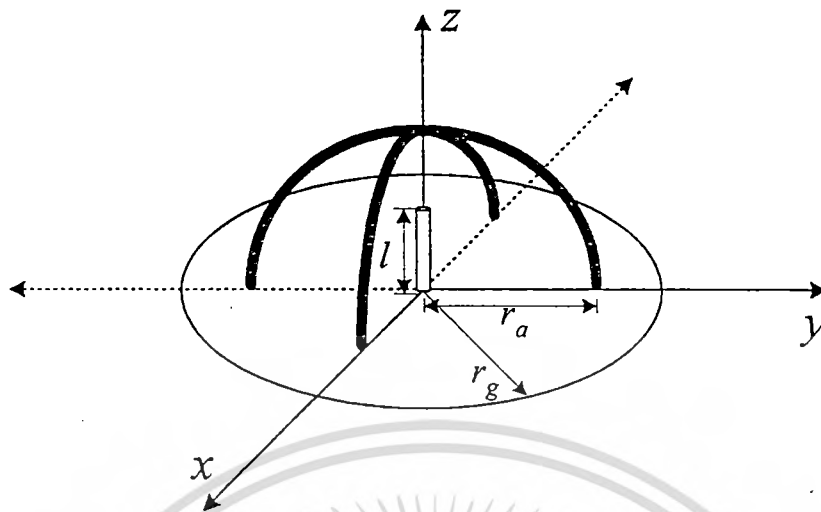


Figure 3 Geometry of a conical beam antenna using a monopole excited crossed semicircular loop on the ground plane

Characteristics of the Conical Beam Antenna for Wireless LAN Application

The characteristics of the conical beam antenna both using the monopole on the circular ground plane and the monopole excited crossed semicircular loop on the ground plane will be revealed in this section. To obtain the numerical results of the characteristics, the operating frequency of 5.2 GHz (center of the operating frequency of the standard pan-European wireless Local Area Network), the radiation pattern of the monopole of the length 1.44 cm (quarterwave monopole) located on the circular ground plane of the radius 11.53 cm (2λ) is simulated by using Method of Moments together with the Uniform Theory of Diffraction in SUPERNEC code.

Radiation pattern

The radiation pattern in elevation and azimuth plane of a monopole on the circular ground plane are illustrated in Figs. 4(a) and 4(b). It is obvious that the null occurs in boresight axis and the elevational beam peak directs at an angle of 53° measured with respect to the zenith. The maximum directivity of 4.6 dBi is obtained. The azimuth ripple of 1.8 dB and the back lobe level of -6.7 dB are observed. Additionally, when adding the parasitic elements to perform the crossed semicircular loop configurations. The elevational and azimuthal radiation patterns are shown in Fig. 5(a) and 5(b), respectively. It is evident that the elevation beam peak points at the same direction as the monopole on the ground plane. The maximum directivity is increased to be 5.3 dBi. The azimuth ripple and the back lobe level are 3.3 dB and -6.0 dB, respectively.

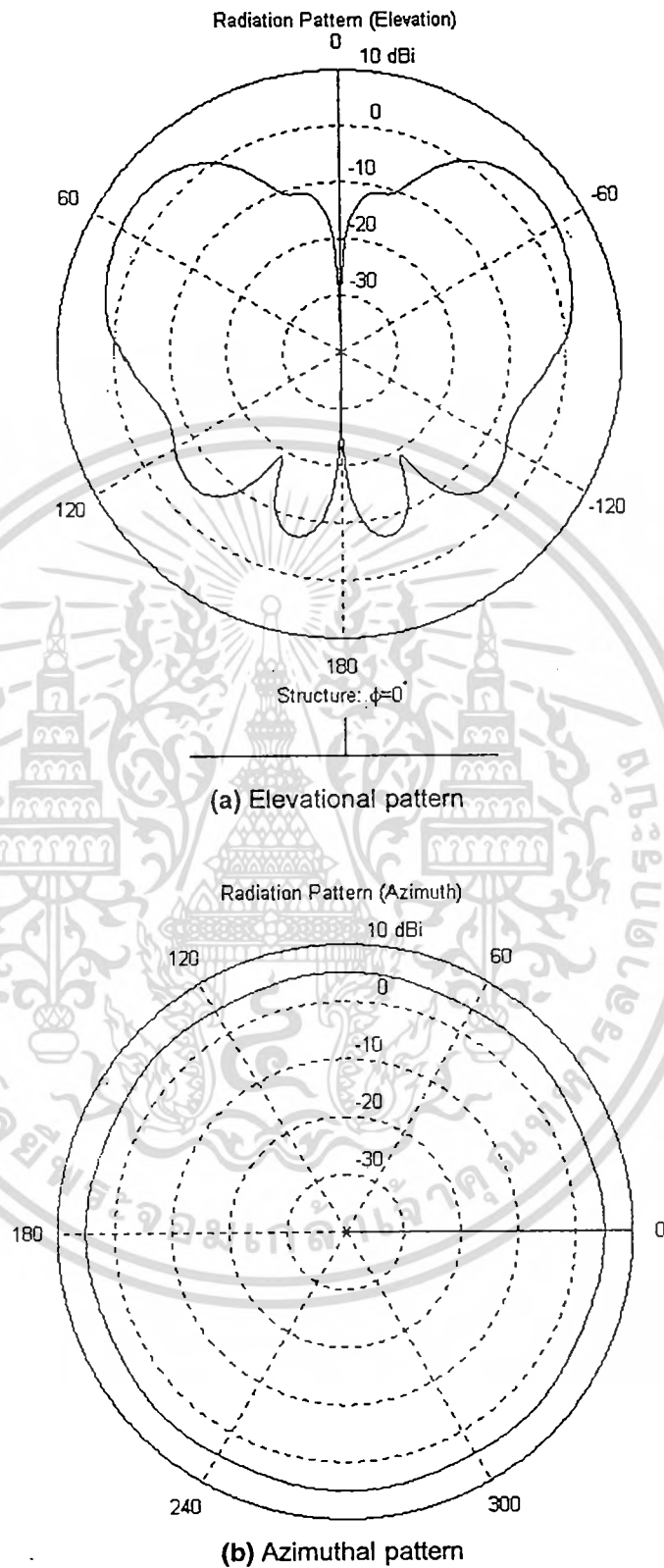
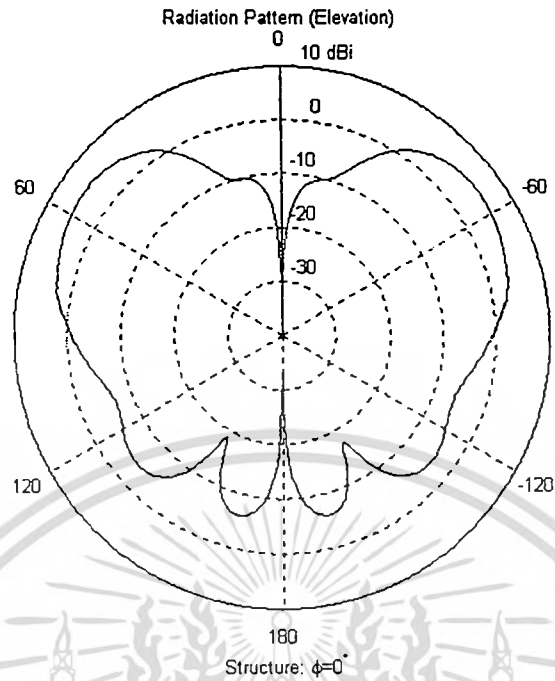


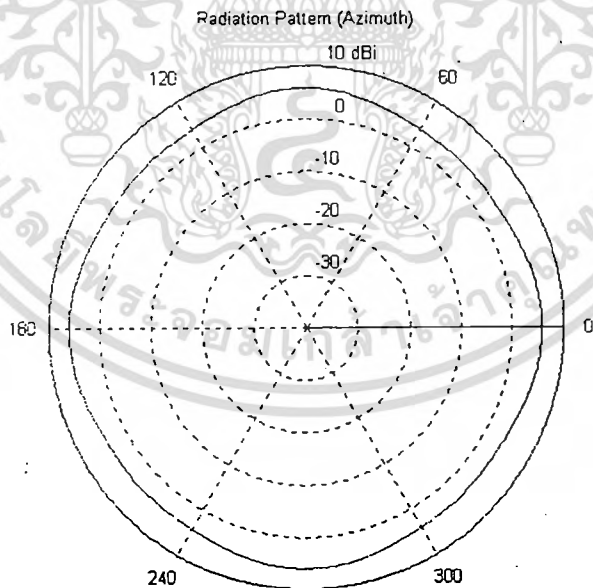
Figure 4 Radiation pattern of a monopole on a circular ground plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สาขาวิศวกรรมศาสตร์



(a) Elevational pattern



(b) Azimuthal pattern

Figure 5 Radiation pattern of a monopole excited crossed semicircular loop on the ground plane

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Elevational Beam Peak

The elevational beam peak is significant parameters in the design of the conical beam antenna. In general, the conical beam antenna is designed to provide the elevational beam peak between 0° and 90° . In some specific applications such as wireless LAN system, the more the elevational beam peak, the wider the coverage area. Fig.6 shows the elevational beam peak of the monopole on the circular ground plane (without ring) and the monopole excited crossed semicircular loop on the ground plane (with 2 rings) as a function of the radius of the ground plane. It can be seen that both the radiators have very similar value of the elevational beam peak. In addition, the elevation angle will be approached broadside direction as the size of the ground plane is increased.

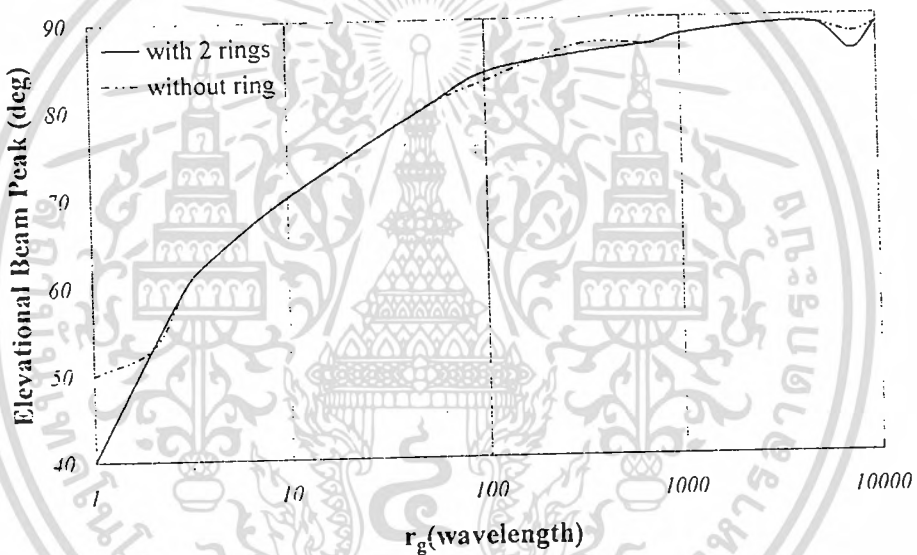


Figure 6 Elevational beam peak as a function of the radius of the ground plane

Directivity

Directivity is one of the most important characteristics to evaluate the merit of the antenna. The directivity of the monopole on the ground plane can be enhanced by adding the crossed semi circular loop surrounds it. The comparison of directivity of these two antenna types is shown in Fig.7. It is found that the directivity of the monopole excited the crossed semi circular loop is higher than the directivity of the single monopole around 1.4 dB for any sizes the ground plane. Furthermore, when ground plane becomes larger, the directivity will be higher until the radius of the ground plane is 100λ . When the radius of the ground plane is larger than 100λ , the trend of the directivity is not certain. However, it tends to 5.3 and 6.7 dBi for the single monopole and monopole excited the crossed semi circular loop on infinite ground plane, respectively.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

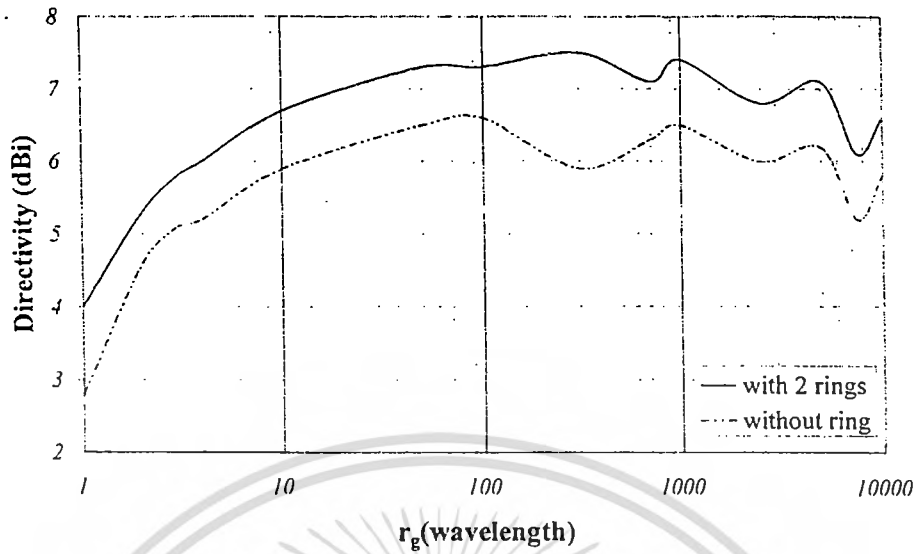


Figure 7 Directivity as a function of the radius of the ground plane

Back Lobe Level

Back lobe level is the characteristic that can be used to evaluate the antenna with non-real infinite ground plane. Fig.8 shows the back lobe level of single monopole and monopole excited the crossed semi circular loop. As expected, the back lobe levels of them are almost identical. Moreover, the level of back lobe becomes lower as the size of the ground plane is increased.

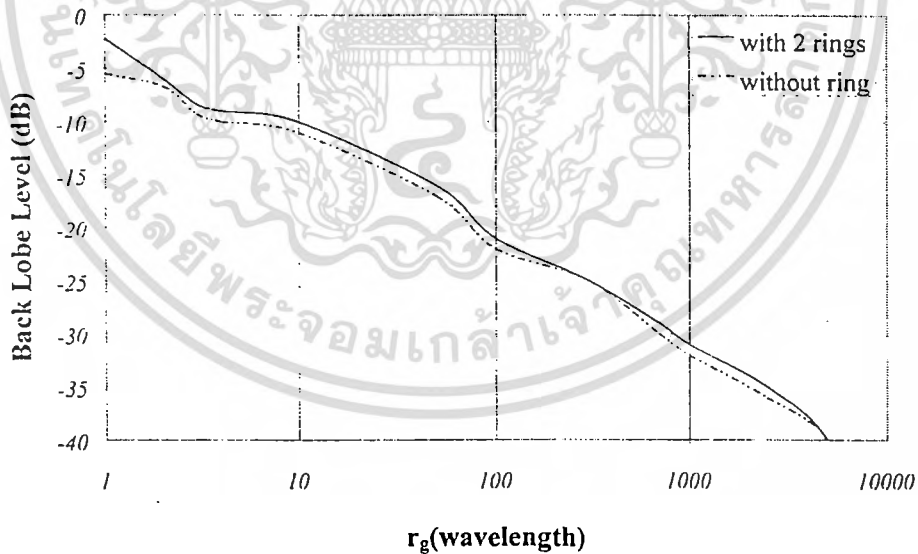


Figure 8 Back lobe level as a function of the radius of the ground plane

Azimuthal Ripple

Azimuthal ripple is a vital characteristic to realize the conical beam pattern. If the level of the azimuthal ripple is high, the conical beam cannot be completely obtained. The point that the ripple occurred will suffer from transmitting and receiving the signal. Fig.9 illustrates comparison of the azimuth ripple of the monopole and monopole excited the crossed semi circular loop. It is obvious that the level ripple is pronounced in the case of the monopole excited the crossed semicircular loop since

the parasitic elements are affected to the azimuthal pattern. This can be improved by increasing the number of the semicircular loop at which is left for further study.

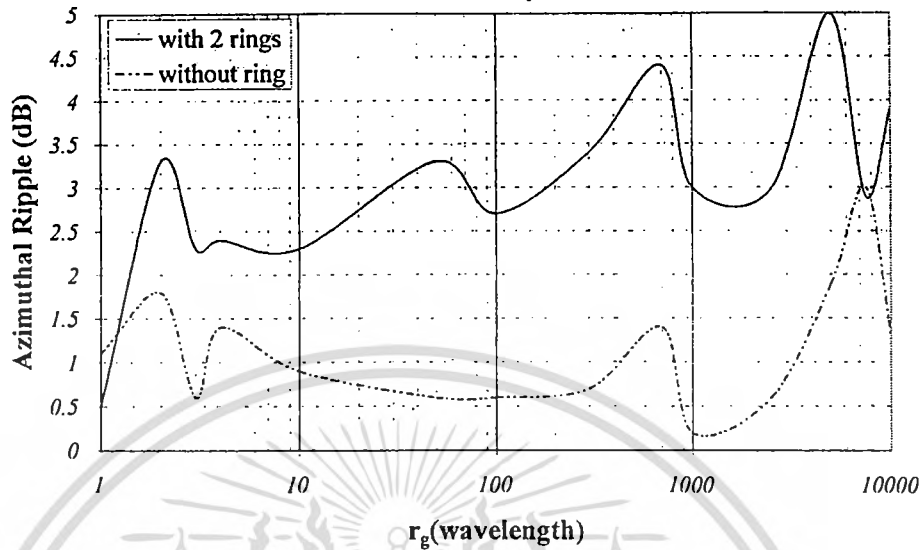


Figure 9 Azimuthal ripple as a function of the radius of the ground plane

Experiment

The experiments were set up to measure the radiation pattern of the antenna. The operating frequency is 5.2 GHz. The monopole of the length 1.44 cm is located on the ground plane of the size 11.53 cm. The radius of the crossed semi circular loop surrounded the monopole is 2.23 cm. The experimental result of the elevational and azimuthal pattern are plotted in Fig. 10(a) and 10(b), respectively. When compared with Figs. 5(a) and 5(b), it can be seen that the numerical results and experimental results are agreed very well.

CONCLUSIONS

This paper presents the directivity enhancement of the conical beam antenna for the application of the wireless Local Area Network system by using a monopole excited crossed semicircular loop on the ground plane. The directivity can be increased around 1.4 dB. The results appear to be the conical beam pattern and it is very useful in wireless LAN system.

เอกสารหมายเลข 35



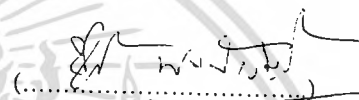
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

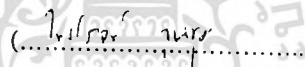
การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

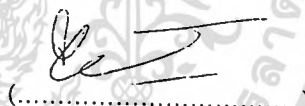
งานวิจัย เรื่อง Radiation Properties of the Array Pattern Synthesis using Hermite Polynomial


ผู้ร่วมงาน จำนวน 5 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

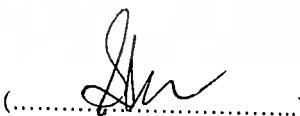
ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	11.00
2. นายไพโรจน์ วุ่นซุม	56.00
3. นายฐิติพงษ์ เลิศวิริยะประภา	11.00
4. นายสมผล โกศลวิตร	11.00
5. นายโมไนย ไกรฤกษ์	11.00


.....
นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์


.....
นายไพโรจน์ วุ่นซุม


.....
นายฐิติพงษ์ เลิศวิริยะประภา


.....
นายสมผล โกศลวิตร


.....
นายโมไนย ไกรฤกษ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การประชุมวิชาการ
ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23



23rd Electrical Engineering Conference
(EECON-23)



Jan - Dec 2000
30th Anniversary
Faculty of Engineering, Chiang Mai University

วันที่ 23-24 พฤศจิกายน 2543 โรงแรมดิเอ็มเพรส เชียงใหม่

ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาหรือข้อมูลใดๆของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มหาวิทยาลัยเชียงใหม่

- B06 : Conductor-Backed Coplanar Waveguide Directional Coupler for a Varactor-Tuned Phase Shifter 297
 C. Sawangnate P. Akkaraekthalin and V. Vivek
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok
- B07 : สายนำสัญญาณรวมสำหรับประวิงคลื่น และแบบจำลอง พงษ์นที เจริญเพชรกุล ประยุทธ์ อัครเอกผาลิน และ เวช วิวก สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ 301
- B08 : Optimizing Cross Slot Parameters for Circuit Polarization of Rectangular Waveguide Antenna 305
 Preecha Thongdit Prayoot Akkaraekthalin and Vech Vivek
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok
- B09 : Investigations of a Rectangular Cavity-Backed Slot Antenna Excited by a Probe 309
 Titipong Lertwiriaprapa Chuwong Phongcharoenpanich Rangsarn Wongsan and Monai Krairiksh
*King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok
 King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang and
 Suranaree University of Technology*
- ✓ B10 : Radiation Properties of the Array Pattern Synthesis using Hermite Polynomial 313
 Chuwong Phongcharoenpanich Phairote Wouchoum Titipong Lertwiriaprapa Sompol Kosulvit and Monai Krairiksh
*King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang and
 King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok*
- B11 : อิมพีแดนซ์ของสายอากาศที่นำคลื่นที่กระตุ้นด้วยข้อต่อ วัลย์ธิดา บัวสมบุญ ไพศาล งามจรชกรวัฒน์ และ โมไนย ไกรฤกษ์ 317
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- B12 : สายอากาศสองทิศทางที่ใช้โพรบคั้งจากกระตุ้นวงแหวนวงกลม สำหรับไดเวอร์ซิตีเชิงการโปลาไรซ์ 321
 ปณัฒดา แก้วสวัสดิ์ คมศักดิ์ เมฆสมุทร สมผล โกศลวิตร และ โมไนย ไกรฤกษ์
 สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

Radiation Properties of the Array Pattern Synthesis using the Hermite Polynomial

Chuwong Phongcharoenpanich[†], Phairote Wouchoum[†], Titipong Lertwiriyaprapa[‡]
Sompol Kosulvit[†], and Monai Krairiksh[†]

[†]Faculty of Engineering and Research Center for Communications and Information Technology,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, THAILAND, E-mail: kpchuwon@kmitl.ac.th

[‡]Department of Teacher Training in Electrical Engineering, Faculty of Technical Education,
King Mongkut's Institute of Technology North Bangkok, Bangkok 10800 THAILAND, E-mail: ttp@kmitnb.ac.th

Abstract

This paper presents the radiation properties of the array antenna pattern synthesis using the Hermite polynomial. This array type can accomplish the most tapered minor lobes at which is suitable for the applications of radar and low noise systems. The radiation properties of the Hermite array, as a function of the number of elements for various side lobe ratios, such as radiation pattern, half-power beamwidth, first-null beamwidth, directivity, the nearest to the furthest minor lobe ratio and beam efficiency are illustrated. The results of these properties are compared with the previous works of the array pattern synthesis viz., Legendre, two kinds of Tschebyscheff polynomials, discretized Taylor one-parameter and Taylor \bar{n} methods. The advantages and disadvantages of each method are summarized.

Keywords : array synthesis, radiation pattern, Hermite polynomial

1. Introduction

Currently, development of the wireless applications such as radar and communication with low noise progresses rapidly. The antenna plays an important role as the key device in transmitting and receiving the signal. Generally, it is desirable for the antenna to provide the maximum directivity, narrow beamwidth and low side lobe level, especially far-out minor lobes, in order to reduce the noise entering through those minor lobes. The antenna array is one of the most suitable candidates that can fulfill these requirements. Antenna array pattern synthesis has been widely investigated to realize the current distribution weighted to the array element from which the radiation pattern is specified. The uniform array is the simplest way to determine the current distribution because each element is excited identically. The directivity is very high at the expense of the very high side lobe level. Binomial array, for which the current is determined from the coefficient of the Binomial expansion or Pascal's triangle, is the candidate to solve the drawback of the uniform array. It is apparent that the side lobe level of the Binomial is extremely low while degradation of the directivity occurs [1]. Dolph [2] proposed using the first-kind Tschebyscheff polynomial to synthesize the array antenna pattern to compromise between the uniform and the Binomial arrays. The side lobe level of the first-kind Tschebyscheff array is lower than that of the uniform array, and the directivity is

higher than that of the Binomial one. However, it was found that the Dolph-Tschebyscheff array has a uniform minor lobe distribution which leads to loss of the beam efficiency. The authors presented alternative discrete array antenna pattern synthesis using Legendre [3] and the second kind Tschebyscheff [4] polynomials. These two array types yield a tapered minor lobe distribution, and a high beam efficiency is accomplished. For the radar system, it is desirable for the array antenna to provide a tapered minor lobe because interfering or spurious signals will be decreased further when they enter through those tapered minor lobes. Therefore, the significant contributions from interfering signals will be through the pattern in vicinity of the main lobe. In addition, in low noise system, the tapered minor lobe pattern plays a vital role in diminishing the radiation accepted through them from the relatively hot ground [5].

Previously, Taylor introduced another method to produce tapered minor lobes, referred to as the Taylor (one parameter) method [5]. Subsequently, he also presented another array pattern synthesis which is so-called Taylor \bar{n} method [6]. These methods provide a tapered minor lobe. This paper presents the radiation properties of the discrete array antenna pattern synthesis using the Hermite polynomials for which the minor lobe is the most tapered. The radiation properties as a function of the elements for various side lobe ratios are illustrated. These results are also compared with the conventional methods of the discrete array pattern synthesis viz., Legendre, Tschebyscheff arrays, discretized Taylor one-parameter and Taylor \bar{n} methods. The radiation characteristics to be shown is composed of radiation pattern, half-power beamwidth, first-null beamwidth, directivity, the nearest to the furthest minor lobe ratio, and beam efficiency. The merits and demerits of each method of array synthesis are included.

2. Array Pattern Synthesis using the Hermite Polynomial

In this section, the design procedures of the array pattern synthesis using the Hermite polynomial will be summarized. Assume that the number of elements, spacing between the elements in term of wavelength and the ratio of major to the first minor lobe intensity ratio are known. To obtain the array factors the following steps can be applied.

From the known number of elements, we can select the array factor which subjects to the even or odd number of elements.

1. Select an appropriate cosine term function and substitute it in the expanded array factor.
2. Find the order of the Hermite polynomial by subtracting the total number of elements by one. Equate this orthogonal polynomial with the major to the first minor lobe intensity ratio (R_n) and then solve for the root of this polynomial $x = x_m$ (the point that maximum main lobe occurs). The side lobe of the array pattern can be established from -1 to the null point nearest to $+1$ ($x = x_n$) and the main lobe from x_n to x_m region.
3. Normalize x , to ensure that the magnitude of the cosine term is not greater than unity, by dividing by x_m .
4. Equate the expanded array factor to the orthogonal polynomial; the amplitude current excitation coefficient I_n will be obtained.

After the current excitation coefficients are known, by substituting them in the array expression, we can write the complete expression of the array factor.

3. Results

3.1 Radiation pattern

To gain more insight about the synthesis of the discrete array yielding tapered minor lobes, the radiation patterns are demonstrated as shown in Fig. 1, for the case of 10 elements with half wavelength spacing between elements and a 20 dB side lobe ratio of Hermite, Legendre, two kinds of Tschebyscheff, discretized Taylor one-parameter and Taylor \bar{n} methods. It is evident that the beamwidths of these six arrays are similar. However, the first null beamwidths of discretized Taylor one parameter and Hermite arrays are slightly wider than those of the other four arrays. The first kind Tschebyscheff array keeps the uniform minor lobe distribution as previously known. The other array types possess a tapered minor lobe but the Hermite array yields the most tapered minor lobes.

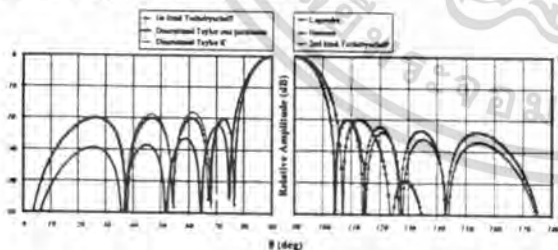
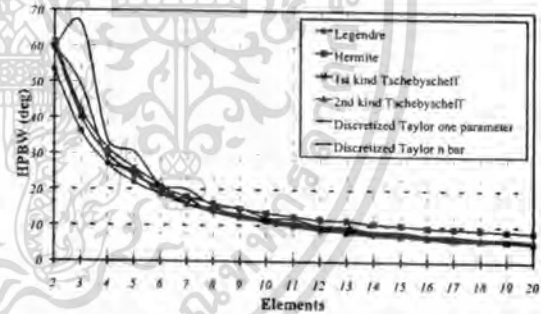


Fig. 1 Radiation pattern

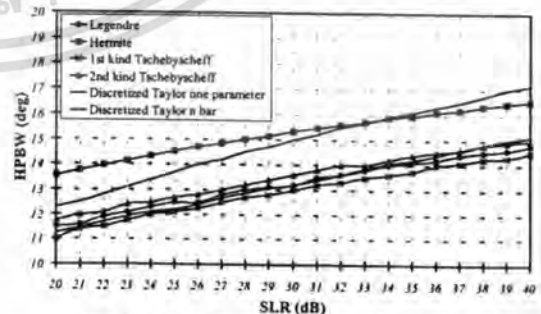
3.2 Beamwidth

The beamwidth, both half power beamwidth and first null of the six arrays are illustrated in Fig. 2 and Fig. 3, respectively. Figs. 2(a) and 3(a) illustrate the half-power beamwidth and the first null beamwidth as a function of the number of elements. These beamwidths have the same trends, i.e., the discretized Taylor one parameter

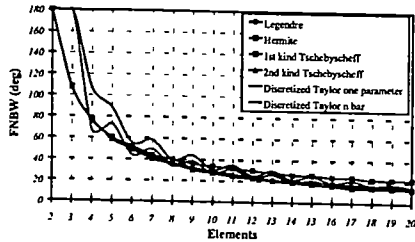
and discretized Taylor \bar{n} arrays give a wider beamwidth than the other ones. It is noted that the beamwidth of these two arrays with odd elements is wider than the same arrays with even elements because the aperture sampling techniques cause the error for the small number of elements. This difference becomes less pronounced when the number of the elements is higher. The first-kind Tschebyscheff array gives the narrowest beamwidth as expected. The Legendre and the second-kind Tschebyscheff arrays have very similar beamwidths. However, the beamwidth of the Hermite array is largest for the number of the elements exceeding 10. For various side lobe ratios, the half-power beamwidth and the first-null beamwidth are depicted as shown in Figs. 2(b) and 3(b), respectively. These results are similar to each other. For small side lobe ratio, the Hermite array has the widest beamwidth. On the contrary, the discretized Taylor one parameter array provides the widest beamwidth for a large side lobe ratio. The beamwidths are descending as follows: the second-kind Tschebyscheff array, the Legendre array, the discretized Taylor \bar{n} array and the first-kind Tschebyscheff array. The first null beamwidth of the discretized Taylor \bar{n} array for a side lobe ratio exceeding 37 dB is rapidly increased due to the first null becoming very shallow until its level is equal to the level of the side lobe. Hence, the first null point is shifted to be the second one. This situation always takes place for the extreme side lobe of the discretized Taylor \bar{n} array.



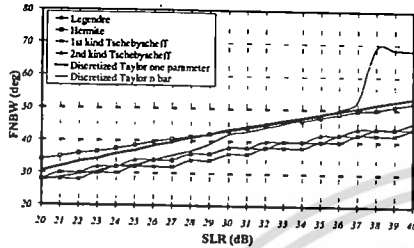
(a) HPBW as a function of the array elements



(b) HPBW for various side lobe ratios
Fig. 2 Half-power beamwidth



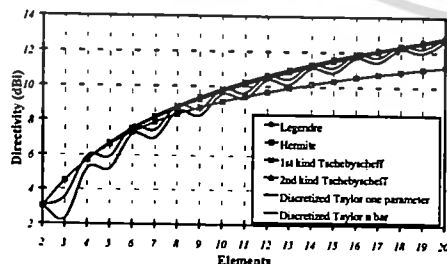
(a) FNBW as a function of the array elements



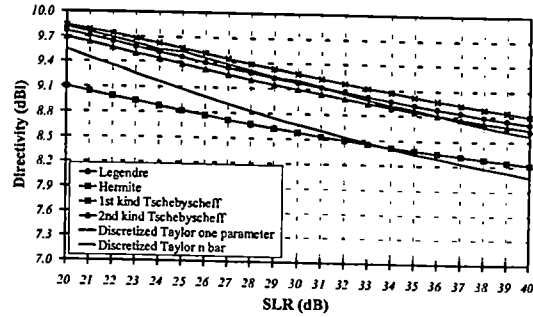
(b) FNBW for various side lobe ratios
Fig. 3 First null beamwidth

3.3 Directivity

Directivity of all arrays for various numbers of elements and side lobe ratios are plotted as shown in Figs. 4(a) and 4(b), respectively. The directivity corresponds with the beamwidth, i.e., a narrow beamwidth leads to a high directivity and vice versa. It is evident that the directivity of the second-kind Tschebyscheff, the Legendre and the first-kind Tschebyscheff arrays are almost identical. The discretized Taylor \bar{n} and discretized Taylor one parameter arrays possess a directivity slightly lower than those of the three arrays. Furthermore, the directivity of these discretized Taylor arrays of even elements is higher than the same array with odd elements. The reason is that the current distribution at the end of the array of odd elements is not the same as that of even elements, which affects to the directivity. The directivity of the Hermite array is the lowest as expected due to the beamwidth being very wide. When the side lobe is varied at fixed number of elements as illustrated in Fig. 4(b), the directivities of all arrays are similar. They decrease as follows: the first-kind Tschebyscheff, the Legendre, the discretized Taylor \bar{n} , the second-kind Tschebyscheff, the discretized Taylor one parameter and Hermite arrays, respectively.



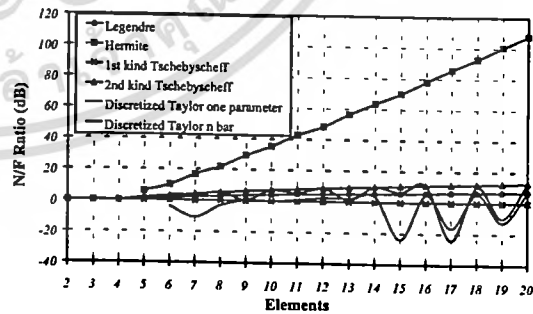
(a) Directivity as a function of the array elements



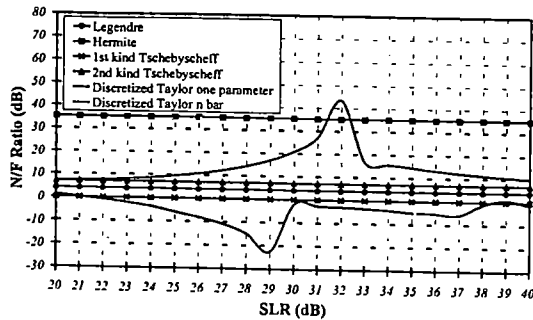
(b) Directivity for various side lobe ratios
Fig. 4 Directivity

3.4 The nearest to the furthest minor lobes (N/F) ratio

The nearest to the furthest (measured with respect to the main beam) minor lobes ratio is defined to compare the tapered minor lobe characteristics. N/F ratio versus the number of elements and side lobe ratios are plotted in Figs. 5(a) and 5(b), respectively. As expected, the Hermite array provides the highest N/F ratio followed, in order, by the second-kind Tschebyscheff array, the Legendre array and the first-kind Tschebyscheff array, respectively. The N/F ratio of the discretized Taylor one parameter and discretized Taylor \bar{n} arrays are non-uniform because there is degradation of the side lobe from the sampling. It is mentioned that for the number of elements less than 6, some array antenna patterns exhibit no side lobe. Therefore, the N/F ratio does not appear in Fig. 5(a). From Fig. 5(b), it is apparent that, although the side lobe ratio is varied, the Hermite, the second-kind Tschebyscheff, the Legendre, the first-kind Tschebyscheff arrays have constant N/F ratios of 35, 7, 5 and 0 dB, respectively. The discretized Taylor one parameter and discretized Taylor \bar{n} arrays possess a non-uniform N/F ratio. The N/F ratio is changed as the side lobe ratio is varied. Their N/F ratios do not converge to any certain value according to the deterioration of the side lobe from the sampling process.



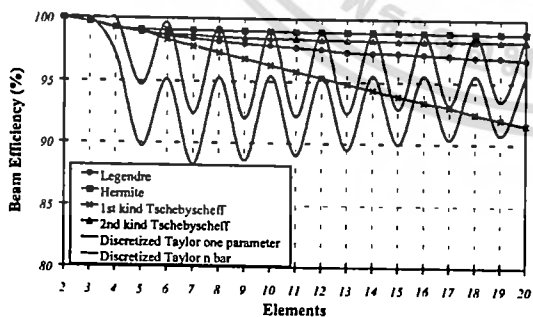
(a) N/F ratio as a function of the array elements



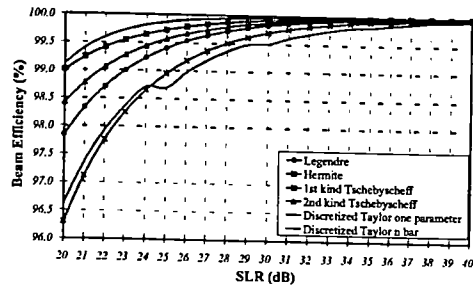
(b) N/F ratio for various side lobe ratios
Fig. 5 The nearest to the furthest minor lobes ratio

3.5 Beam efficiency

Beam efficiency is defined as the ratio of the power, distributed in the main lobe, to the total radiated power. For some applications, it is desirable to yield tapered minor lobes as well as high beam efficiency. Fig. 6(a) illustrates the beam efficiency for various numbers of elements. It is evident that beam efficiency of the Hermite array is the highest followed by the discretized Taylor one parameter array of even elements, the second-kind Tschebyscheff array, the Legendre array, the discretized Taylor \bar{n} array of even elements, the first-kind Tschebyscheff array, the discretized Taylor one parameter array of odd elements and the discretized Taylor \bar{n} array of odd elements, respectively. Alternatively, when the side lobe ratio is varied at constant number of elements as shown in Fig. 6(b), it is seen that the beam efficiency of all the arrays is greater than 96%. The beam efficiency tends to 100% for the side lobe ratio approaching 40 dB. The discretized Taylor one parameter array achieves the highest beam efficiency followed, in order, by the Hermite, the second-kind Tschebyscheff, the Legendre, the first-kind Tschebyscheff and the discretized Taylor \bar{n} arrays. The beam efficiency of the discretized Taylor \bar{n} does not decrease in the same fashion as the other arrays due to change of the null angle as described in the previous section.



(a) Beam efficiency as a function of the array elements



(b) Beam efficiency for various side lobe ratios
Fig. 6 Beam efficiency

4. Conclusions

Radiation properties of the array pattern synthesis using the Hermite polynomial are presented in this paper and these characteristics are comparatively studied with the conventional methods. The radiation pattern, beamwidth, directivity, the nearest to the furthest minor lobe ratio and beam efficiency of each array for various side lobe levels are compared. It is found that the first-kind Tschebyscheff array has a uniform minor lobe distribution, noise or spurious signals can enter through those tapered minor lobes. The Taylor one parameter and the Taylor \bar{n} methods possess tapered minor lobes, but these methods are more applicable to large arrays. The Hermite, the Legendre and the second-kind Tschebyscheff arrays yield tapered minor lobes with narrow beamwidth, high directivity, high N/F ratio and high beam efficiency. However, if the most tapered minor lobes are necessary while directivity is sacrificed, the Hermite array is the most suitable candidate.

Acknowledgements

The authors would like to acknowledge all the anonymous reviewers for their valuable comments.

References

- [1] L. J. Ricardi, "Radiation properties of the Binomial array," *Microwave J.*, vol.15, no.12, pp.20-21, Dec. 1972.
- [2] C.L Dolph, "A current distribution for broadside arrays which optimized the relationship between beamwidth and side-lobe level," *Proc. IRE*, vol.34, pp.335-348, June 1948.
- [3] C. Phongcharoenpanich, M. Krairiksh, K. Meksamoot, and T. Wakabayashi, "Legendre array," *Proc. TJSAP '97*, pp.197-201, May 1997.
- [4] C. Phongcharoenpanich and M. Krairiksh, "Second kind Tschebyscheff array," *Proc. PIERS '99*, p.107, Mar.1999.
- [5] C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, 2nd Ed., New York, John Wiley and Sons, 1997.
- [6] R. C. Hansen, "Aperture theory," in *Microwave Scanning Antenna*, vol.1, R. C. Hansen (ed.), New York, Academic Press, 1964, pp.58-60.

เอกสารหมายเลข 36



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง A Planar Slot Array Antenna for Thaicom Satellite Broadcasting Reception

ผู้ร่วมงาน จำนวน 4 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายคมศักดิ์ เมฆสมุทร	40.00
2. นายโมไนย ไกรฤกษ์	20.00
3. นายชวงค์ พงศ์เจริญพาณิชย์	20.00
4. นายสมผล โกศลวิตร	20.00



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Proceedings of
the 1997
Thailand-Japan
Joint Symposium
on Antennas
and Propagation
(TJSAP'97)**

**May 21-22, 1997
KMITL, Bangkok, Thailand**

Cosponsored by

**IEICE Technical Group of Antennas and Propagation
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Chulalongkorn University
IEEE AP-S Tokyo Chapter
IEEE MTT/AP/ED Thailand Chapter**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TJSAP'97 Technical Program Contents

Morning, May 21

1. Opening Address

2. Invited Talk (1)

Chairperson: Kanok Jainjirapongvej (KMITL)

Status of Information Technology and Telecommunication Research and Development in Thailand

Pairash Thajchayapong (KMITL)1

3. SESSION (1) : Propagation/EMC

Chairperson: Monai Krairiksh (KMITL)

- (1) The Characteristics of C-Band Satellite Signal at Low Elevation Propagation
Narong Hemmakorn, Nipha Leelarui, Surasak Kitsadawanich (KMITL), Hiroto Kawaguchi
(Tokyo Broadcasting System Inc.), Yoshiaki Moriya (Tokai Univ.)3
- (2) The Characteristics of Satellite Signal in Ku-band Measured from Thaicom
Surasak Kitsadawanich, Narong Hemmakorn (KMITL), Yoshiaki Moriya (Tokai Univ.)11
- (3) Characteristics of Bit-Error Rate in Digital Broadcasting
Mingtsai Tsai, Yoshiaki Moriya (Tokai Univ.), Eiji Shibuya (DX Antenna Co.)21
- (4) APD Measurement of Automotive Noise at 1.8 GHz to Estimate Interference in Digital
Communication Systems
Somboon Suwan (KMITL), Yukio Yamanaka (CRL)27
- (5) Aspects of Electromagnetic Compatibility (EMC) : Integral Equation Modeling of Wire
Antennas and Multilayered Doubly Periodic Lossy Structures, Modeling and Characterization
of the Electromagnetic Emission of PCB's and Coaxial Shieldings
Nick Marly (Assumption Univ.), Steven Criel (Univ. of Gent), Bert Cuypers (Assumption Univ.)
.....35

Afternoon, May 21

4. SESSION (2) : Slot Antennas

Chairperson: Koichi Tsunekawa (NTT DoCoMo)

- (1) Phase Center of H-plane Sectoral Horn between Parallel Conductor Plates
Hiroshi Ujii, Kenichi Sato (Tohoku Institute of Tech.)43
- (2) A Practical Study of Coaxial-Slot Antenna for Interstitial Microwave Hyperthermia
Kazuyuki Saito, Lira Hamada, Koichi Ito (Chiba Univ.)49
- (3) A Planar Slot Array Antenna for Thaicom Satellite Broadcasting Reception
Komsak Meksamoot, Monai Krairiksh, Chuwong Phongcharoenpanich, Sompol Kosulvit (KMITL)
.....55
- (4) Single-Layer Feed Waveguide to Excite Plane TEM Wave for Parallel Plate Slot Arrays
Jiro Hirokawa, Makoto Ando (Tokyo Institute of Tech.)61

5. Invited Talk (2)

Chairperson: Kanok Jainjirapongvej (KMITL)

Research on Wireless Communications and Radio Applications in Japan

Yoji Furuhashi (CRL)69

A PLANAR SLOT ARRAY ANTENNA FOR THAICOM SATELLITE BROADCASTING RECEPTION

Komsak Meksamoot, Monai Krairiksh, Chuwong Phongcharoenpanich and Sompol Kosulvit
Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang,
Bangkok 10520, Thailand
Phone : (662) 3269967 Fax : (662) 3269086 E-mail : kkmonai@kmitLac.th

Abstract

A planar slot array antenna is designed for receiving the Ku-Band Thaicom satellite broadcasting signal. The antenna is desired to provide linearly polarization with the gain more than 30 dB_i at the frequency of 12.66 GHz. Each of the sixteen inclined slots on the broadwall of the main waveguide are employed to excite sixteen longitudinal slots on the broadwall of the branch waveguide uniformly. This paper describes the design of this antenna and shows some measured characteristics, i.e., radiation pattern, gain and impedance. Discussions on the results are addressed.

Key words Planar slot array antenna, waveguide slot antenna, slot antenna, array antenna, antenna for DBS, antenna design

1. Introduction

The Thaicom satellite (domestic satellite of Thailand) had been launched since late 1993. Therefore, the demand of mobile antenna for receiving the direct broadcast from satellite (DBS) signal, in addition to the fixed station antenna, is increasing. The goal of the authors is to develop a mobile antenna which is suitable for installing on the vehicles such as train, bus, and small coach. This antenna must meet the requirement that it must be low-profile and has gain higher than 30 dB_i with horizontal linear polarization at the operating frequency of 12.66 GHz. The monopulse tracking system is developing in parallel with the low profile antenna. The conventional DBS antenna is the parabolic reflector[1]. It is the most widely used due to the lowest manufacturing cost. However, it is not suitable for the mobile station according to its high profile structure. There are many low profile antennas which are widely used as a fixed and a mobile antenna such as printed antenna[2], helical array antenna[3] and radial slot array antenna[4]. These antennas possess their own advantages and disadvantages as cited in the open literatures. The constrain of the design of our mobile antenna is to choose the antenna type that can be designed and manufactured by using the raw material that is available in Thailand. Furthermore, the structure must support the monopulse tracking operation. Consequently, the waveguide slot array antenna was chosen even though it was found later that the monopulse tracking can be applied to the radial line slot antenna[5].

This paper describes the design of the resonant waveguide slot array antenna. The broadside planar array antenna was designed and fabricated to provide a fix beam antenna. Some characteristics, i.e., radiation pattern, gain and impedance are illustrated.

2. A planar slot array antenna

As the reason described in the previous section, a planar array of slotted waveguides was designed to provide uniform amplitude distribution. Each of the sixteen slotted waveguide consisted of sixteen longitudinal slots. The resonant slot array was designed by using Elliott's procedure[6] it employed the concept of the active admittance that included mutual coupling from every slot surrounding the slot of interest in the array with the self admittance while ignoring higher-order mode coupling. The relation between slot resonant length, offset, conductance and susceptance were found from Oliner[7]. The computer program was edited to calculate the offset and the length of each slot in the array. Since the computer-numerically controlled milling machine was used to fabricate the planar slot array antenna, the fabricated slot had to be rounded-end. Therefore, the length of every slot with

rectangular-end was converted to rounded-end[8]. Fig.1 shows the fabricated 16*16 planar slot array antenna using available brass waveguide.

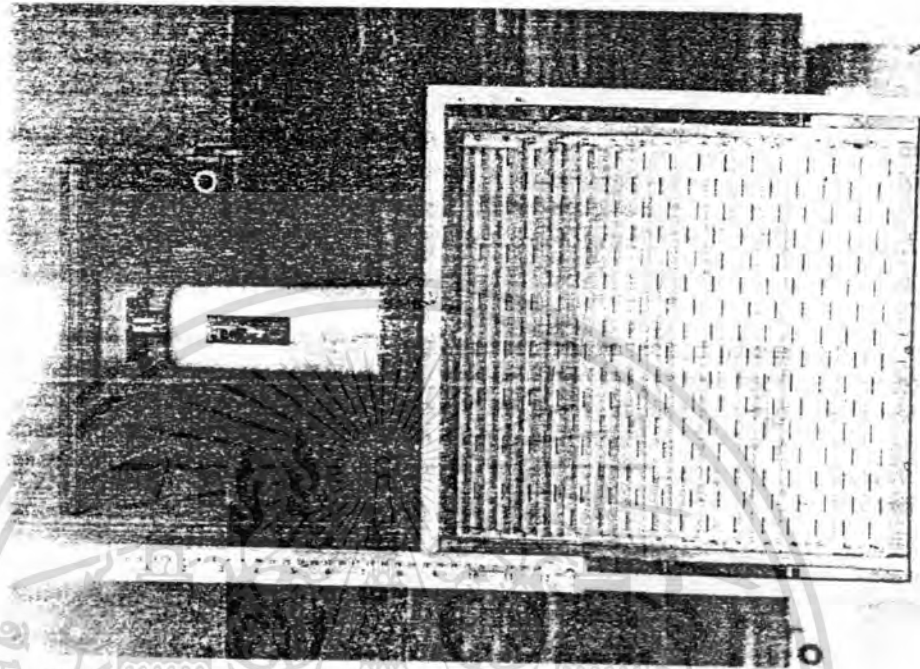


Fig.1 Fabricated 16*16 planar slot array antenna

In order to feed this planar slot array, the main waveguide was designed. It is a linear array of sixteen centered-inclined slots on the broadwall of the waveguide. The tilt angle and the length of each slot are calculated by using the method described by Rengarajan[9] and Elliott[10], respectively. The sixteen centered-inclined slots on the main waveguide is shown in fig.2.

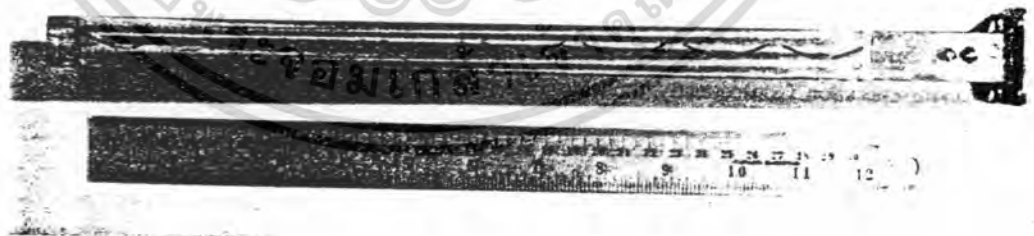


Fig.2 16 centered -inclined slots on the main waveguide

3. Characteristics of the planar slot array antenna

3.1 Impedance

8720C

Input impedance of the planar slot array antenna was measured by using an HP8270C network analyzer. The frequency was swept between 12.5 GHz and 13.0 GHz and the impedance characteristic was displayed in term of S_{11} vs frequency. Fig.3a shows the S_{11} of the antenna without any matching. The high S_{11} equals -3.77 dB was observed at the design frequency (12.66 GHz). Eventhough the antenna matches with the source at the frequency at 12.92 GHz with S_{11} equals -16.98 dB, the frequency error is only 2.05 %. We can be confident that the accurate design is achieved. To match the antenna at the design frequency, a double-stub tuner is the employed and the S_{11} is decreased to -29.43 dB as illustrated in fig.3b. It is realized that the impedance bandwidth is limited to 20 MHz (when $SWR \leq 2:1$), which is quite narrow.

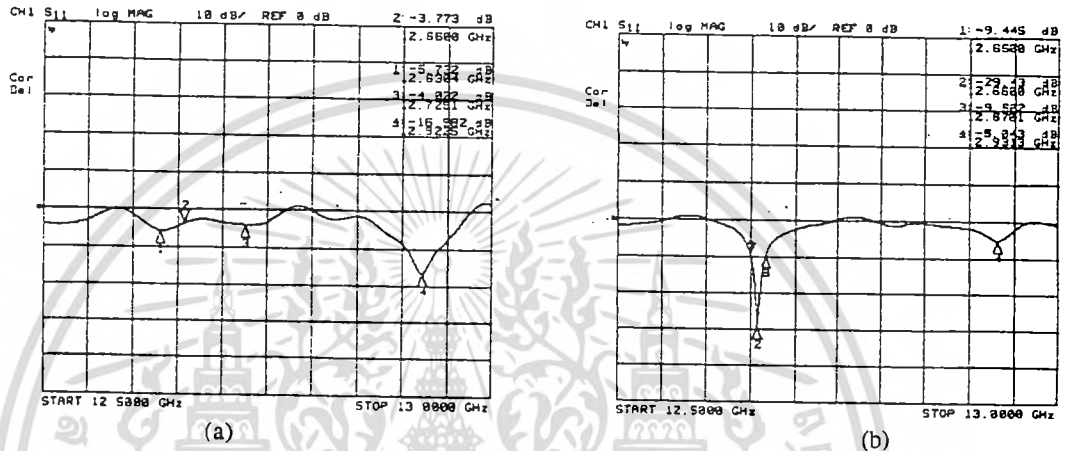


Fig. 3 S_{11} of the planar slot array antenna

a) Before matching

b) After matching

3.2 Radiation Pattern

An antenna far-field test site was set up with the distance of 38 m (twice of far field range). A signal generator transmitted a microwave signal via a corrugated horn at the transmitting side and the antenna under test (the planar slot array antenna) was rotated 1 degree per step to receive the plane wave from the transmitting antenna. An output of antenna was connected to an HP8566B spectrum analyzer via a low noise block down converter. The measured field strength from the spectrum analyzer was interfaced to the personal computer, via an HP-IB interface, to plot the radiation pattern. The measurements were carried out both in the E-plane and H-plane at the frequency 12.56 GHz, 12.61 GHz, 12.66 GHz, 12.71 GHz, 12.76 GHz, 12.86 GHz, 12.96 GHz and 13.01 GHz, respectively. It is found that, in the frequency band between 12.61 GHz to 12.96 GHz, the antenna can provide a single pencil beam where as a split beam is obtained outside this frequency band. However, the measured patterns at the frequency of 12.61 GHz show that the beamwidth in the E-plane pattern is wider than that of the H-plane one. In addition, the side lobes in H-plane pattern are very high. The patterns at the frequency of 12.96 GHz are observed to possess wide beamwidth in both planes. The antenna can provide the desired characteristics, that has narrow beamwidth and low side lobes in both planes, in the frequency range between 12.66 GHz and 12.86 GHz. The radiation patterns at different frequencies are in the same fashion.

To compare the measurement results with the theoretical counterpart, the calculation was carried out from [11] as follow

$$E_s(\theta, \phi) = \frac{1}{256} \frac{\cos(\frac{\pi}{2} \cos \theta)}{\sin \theta} \frac{\sin(11.456\pi \cos \theta)}{\sin(0.716\pi \cos \theta)} \frac{\sin(12.864\pi \sin \theta \cos \phi)}{\sin(0.804\pi \sin \theta \cos \phi)} \quad (1)$$

In the above equation, an infinite ground plane is assumed.

Fig.4a shows the comparison between the calculation with the measured patterns, at the frequency of 12.66 GHz, in the E-plane where the H-plane patterns are shown in fig.4b. It is realized that the measured patterns are in good agreement with the predictions in both planes, especially in the main lobe. The half power beamwidth in the E-plane and H-plane are 2.7° and 3.0° , respectively. There are some errors in the minor lobe region which is expected to result from the finite ground plane of the antenna and some imperfection in the fabrication.

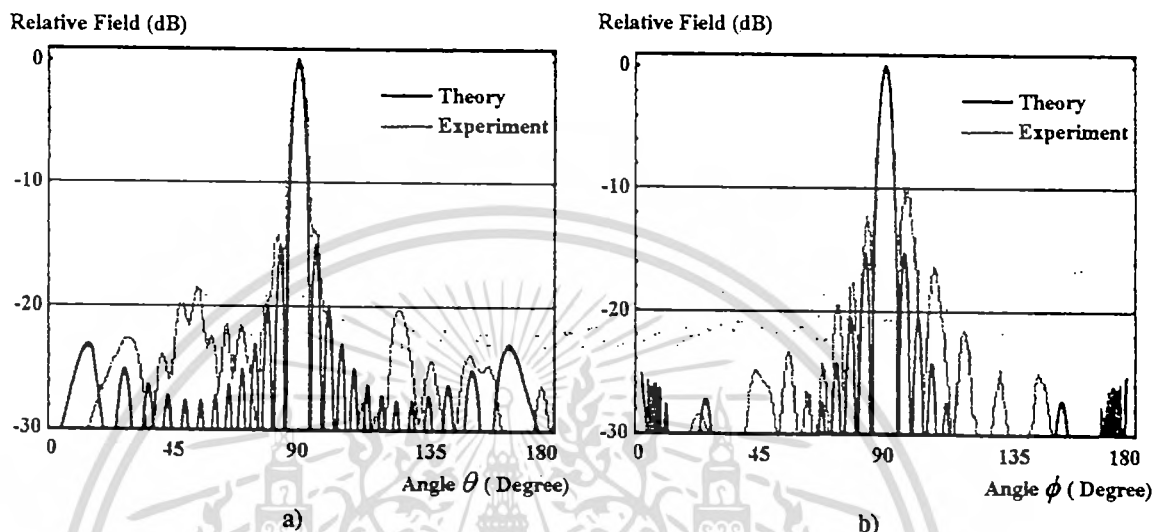


Fig. 4 Radiation pattern of the planar slot array antenna at 12.66 GHz
a) E-plane pattern
b) H-plane pattern

3.3 Gain

Two identical corrugated horn antennas were fabricated and tested using Friis transmission equation as referenced in chapter 15 of [11]. The obtained gain of these antennas are 18 dB, and was used as the known gain antenna. Gain measurement of the planar slot array antenna was performed by comparison of the field strength of the antenna under test with that of the known gain antenna. From the experiments, it is found that the planar slot array antenna has the gain of 28 dB. By calculating the gain of the antenna using the field pattern shown in (1) under the assumption that the conduction and dielectric efficiency is unity, we found that the gain should be 31.2 dB. The difference between the calculation and experiment are quite high according to the pattern degradation of the fabricated antenna and conduction loss in the antenna.

4. Conclusion

A planar slot waveguide array antenna was chosen to be a mobile antenna for receiving a DBS signal from the Thaicom satellite. A 16×16 resonant planar slot array antenna was designed and fabricated. It is found from experiments that the accurate design could be achieved. The measured patterns are in good agreement with the theoretical counterparts. However, the gain is quite low according to the imperfect in fabrication and conduction loss in addition to narrow impedance bandwidth. A nonresonant slot array antenna will be designed to tilt the main beam to the desired direction when the antenna is laid parallel to the roof of the vehicle.

Acknowledgement

The authors would like to thank the staffs of EMC Research and Services Laboratory, National Electronics and Computer Technology Center (NECTEC) for convenience in using the instruments for the experiments of radiation pattern and gain.

We also appreciate Mr. Montha Tiammueng of Mechanical Eng. Dept., KMITL for his helpful discussion on antenna fabrication.

This work was supported by the National Science and Technology Development Agency (NSTDA) under the career development award and local graduate scholarship program.

Reference

1. P.J.Wood, *Reflector Antenna Analysis and Design*, London: Peter Peregrinus Ltd., 1987.
2. J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas*, vol.1, London:Peter Peregrinus Ltd., 1986.
3. H. Nakano, H. Takeda, Y. Kitamura,H. Mimaki and J.Yamauji, "Low-profile helical array antenna fed from a radial waveguide," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 40, pp. 279-284, Mar. 1992.
4. J. Takada. "A study of a slot design for radial line slot antenna," *Doctoral Dissertation*, Tokyo Institute of Technology, Dec. 1991.
5. H.Miyashita and T.Katagi. "Radial line planar monopulse antenna," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-44, pp. 1158-1165, August 1996.
6. R. S. Elliott, *Antenna Theory and Design*, India: Prentice-Hall. 1985.
7. A. A. Oliner, "The impedance properties of narrow radiating slots in the broad face of the rectangular waveguide, Part I and II," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-5, pp. 4-20,Jan. 1957.
8. H. Y. Yee,"Impedance of a narrow longitudinal shunt slot in a slotted waveguide array," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. AP-22, pp. 589-592, July 1974.
9. S. R. Rengarajan, "Analysis of a Centered-Inclined Waveguide Slot Coupler," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. MTT-37, pp. 884-889, May 1989.
- 10.R. S. Elliott, *An Introduction to Guided Waves and Microwave Circuits*, New Jersey: Prentice-Hall, 1993, ch. 10;
- 11.C. A. Balanis, *Antenna Theory Analysis and Design*, New York:Harper & Row, 1982, ch. 6.



เอกสารหมายเลข 37



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Analysis of Electric Field in dielectric Sheet between Parallel Infinite Conducting Planes

ผู้ร่วมงาน จำนวน 3 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายวงศกร วัชรนันท์	60.00
2. นายโมไนย ไกรฤกษ์	20.00
3. นายสมผล โกศลวิตร	20.00



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 19

The 9th Conference of Electrical Engineering



ดำเนินการจัดการประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยขอนแก่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กลุ่มที่ 2 ประธานกลุ่ม ผศ.ดร.สุเจตน์ จันทรัมย์

วันที่ 7 พฤศจิกายน 2539 เวลา 15.20-17.20 น

ห้อง บรรยาย B

1. วิธีการแสดงปรากฏการณ์การเปลี่ยนแปลงอย่างกระทันหันของสัญญาณดาวเทียม เนื่องจาก
ชั้นบรรยากาศ โทรโพสเฟียร์ **CM-33**
Expression Methods of Satellite Signals of Troposphere Scintillation Phenomena
อรลภา แสงอรุณ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ Mana Piamkulvanich Yoshiali Moriya
2. การสังเคราะห์รูปแบบการแพร่กระจายคลื่นของสายอากาศแถวลำดับเชิงเส้นแบบร่องบน
ผนังท่อนำคลื่น **CM-38**
Radiation Pattern Synthesis of Linear Slotted-Waveguide Array Antenna
คมศักดิ์ เมฆสมุทร ไมโนะ ไกรฤกษ์
3. การวิเคราะห์สนามไฟฟ้าในบริเวณแผ่นไดอิเล็กตริกที่อยู่ระหว่างแผ่นตัวนำขนาดอนันต์ที่
วางขนานกัน **CM-43**
Analysis of Electric Field in Dielectric Sheet Between Paralleled Infinite
Conducting Planes
วงศกร วัชรานานนท์ ไมโนะ ไกรฤกษ์ สมผล โกศลวิตร
4. อะแดปทีฟอัลกอริธึมสำหรับการดีเทคสัญญาณไซน์คลื่นเดียว โดยใช้ฟิลเตอร์แบบปรับค่า
คิวแฟคเตอร์ **CM-49**
Adaptive Algorithm for a Single Sinusoid Detection Using a Variable Q-Factor Filter
ชวลิต เบญจางคประเสริฐ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ กนก เจนจิระพงศ์เวช
5. การวิเคราะห์ระบบดาวเทียมเพื่อการออกแบบโครงข่ายวีแซท **CM-56**
Design of VSAT Network by Satellite System Analysis
เสรี อัครวรักษ์ สุวิพล สิริชีวมภาค
6. การแบ่งตำแหน่งจากดาวเทียม GPS โดยวิธีเนกาทีฟ เกรเดียนต์ **CM-62**
Positioning from GPS Satellite by Using Negative Gradient
กัลปรัฐ คล้ายดวง กนก เจนจิระพงศ์เวช

การวิเคราะห์สนามไฟฟ้าในบริเวณแผ่นไดอิเล็กตริกที่อยู่ระหว่าง
แผ่นตัวนำขนาดอนันต์ที่วางขนานกัน

Analysis of Electric Field in Dielectric Sheet Between
Paralleled Infinite Conducting Planes

วงศกร วัชรานันท์ โมไนย ไกรฤกษ์ สมผล โกศลวิตร์

* นักศึกษาปริญญาโท บัณฑิตวิทยาลัย

** อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

บทความนี้แสดงการวิเคราะห์สนามไฟฟ้าภายในแผ่นไดอิเล็กตริกที่มีแผ่นตัวนำขนาดอนันต์สองแผ่นวางขนานอยู่ด้านบนและด้านล่าง โดยคิดการสะท้อนหลายครั้งเมื่อมีคลื่นระนาบที่มีการตกกระทบตั้งฉาก ได้แสดงผลการคำนวณสนามไฟฟ้าภายในเนื้อไดอิเล็กตริก และชี้ให้เห็นผลกระทบเนื่องมาจากระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำกับไดอิเล็กตริก ความหนาของไดอิเล็กตริก ความเปลี่ยนแปลงของความถี่ ตลอดจนชนิดของสารไดอิเล็กตริก ผลจากการวิเคราะห์ จะนำไปใช้ในการออกแบบระบบลดความชื้นวัสดุโดยใช้คลื่นไมโครเวฟ

Abstract

This paper describes an analysis of electric field in dielectric sheet between paralleled infinite conducting planes. Multiple reflections, due to normal incident plane wave, are taken into account. Electric field calculations inside the dielectric were carried out. The effects of spacing between dielectric and conducting plane, thickness of dielectric, frequency deviation in addition to the kind of dielectric were pointed out. These results can be applied in the design of a microwave drying system.

1. บทนำ

การใช้คลื่นไมโครเวฟในการอบวัสดุมีการใช้อย่างแพร่หลายและได้รับความสนใจในหมู่นักวิจัยและนักประดิษฐ์เป็นเวลานานแล้ว เอกสารที่รวบรวมผลการวิจัยได้อย่างครบถ้วนที่สุดได้แก่หนังสือของ Metaxas[1]

คณะผู้วิจัยได้เริ่มพัฒนาและวิเคราะห์ระบบให้ความร้อนอย่างต่อเนื่องโดยใช้คลื่นไมโครเวฟตั้งแต่ปี พ.ศ. 2534 และได้รายงานผลการศึกษาอย่างเป็นลำดับ[2-9] ระบบนี้มีหลักการทำงานคือ วัสดุที่ต้องการให้ความร้อนจะถูกวางบนสายพานลำเลียงที่เคลื่อนที่ผ่านท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกที่ใช้ป้องกันคลื่นรั่วเข้าไปภายในระบบที่เป็นตู้ปิดโดยใช้สล็อตเวฟไกด์เป็นสายอากาศปล่อยคลื่นไมโครเวฟ และใช้หลอดแมกนีตรอนเป็นแหล่งกำเนิดคลื่นที่มีความถี่ 2,450 MHz เมื่อคลื่นไมโครเวฟจากสายอากาศที่อยู่ชั้นด้านบนของตู้ตกกระทบวัสดุที่ต้องการให้ความร้อน คลื่นส่วนหนึ่งจะสะท้อนกลับ และอีกส่วนหนึ่งจะทะลุผ่านวัสดุออกไปยังผนังด้านล่างที่ขนานกับระนาบของวัสดุที่ต้องการให้ความร้อนและผนังด้านบนจะมีคลื่นสะท้อนกลับมายังไดอิเล็กตริก

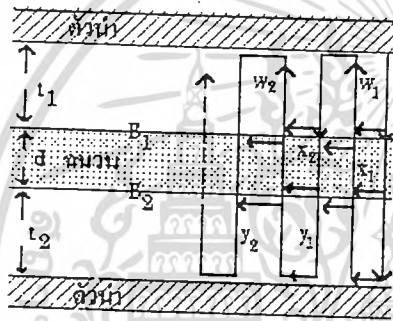
บทความนี้นำเสนอวิธีและผลการวิเคราะห์ การหาค่าสนามไฟฟ้าภายในไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียภายใต้ระบบที่มีแผ่นตัวนำสองแผ่นขนาดอนันต์วางขนานกันโดยมีแผ่นไดอิเล็กตริกวางแทรกอยู่ระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง โดยมี การสะท้อนของคลื่นหลายครั้ง (Multiple Reflections)

ซึ่งรวมทั้งการสะท้อนกลับไปมาภายใน ไดอิเล็กทริกและการสะท้อนของคลื่นกลับไปที่แผ่นตัวนำทั้งสอง

2. ทฤษฎี

การหาสนามไฟฟ้าภายในสารไดอิเล็กทริกที่เกิดจากการสะท้อนหลายครั้ง มีรูปแบบดังแสดงในรูปที่ 1 โดยสมมุติให้

- 2.1 มีคลื่นที่ออกจากแผ่นตัวนำด้านบนเป็นคลื่นระนาบโดยสมมุติให้มีค่าสนามไฟฟ้า 100 V/m
- 2.2 พิจารณาเฉพาะคลื่นที่ตกกระทบแบบตั้งฉาก (Normal Incident)



รูปที่ 1 รูปแบบในการวิเคราะห์การสะท้อนหลายครั้ง

เมื่อคลื่นเดินทางจากแผ่นตัวนำด้านบนผ่านอากาศตกกระทบที่ไดอิเล็กทริกที่ B₁ คลื่นส่วนหนึ่งจะสะท้อนกลับไปที่แผ่นตัวนำด้านบน อีกส่วนหนึ่งจะส่งผ่านไดอิเล็กทริกไปที่ B₂ ที่จุดนี้คลื่นก็ถูกแบ่งออกเป็นสองส่วนโดยส่วนแรกสะท้อนกลับไปที่ B₁ ส่วนที่เหลือก็ผ่านอากาศไปสะท้อนที่แผ่นตัวนำด้านล่าง ซึ่งก็จะสะท้อนกลับปกลับมาวิธีการหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อน และการส่งผ่านสามารถหาได้โดยวิธี Ray-Tracing [10] โดยให้

$$\theta_d = (\alpha + j\beta_2) d \quad (1)$$

$$\theta_1 = (j\beta_1 l_1) \quad (2)$$

$$\theta_2 = (j\beta_1 l_2) \quad (3)$$

โดยที่

α คือ ค่าคงที่การลดทอน (Np/m)

β คือ ค่าคงที่เฟส (rad/m)

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 1 จะได้ว่า

$$w_1 = \Gamma_{12} e^{-\theta_1} + x_1 T_{12} e^{-\theta_d} \quad (4)$$

$$x_1 = [\Gamma_{21} T_{21} e^{-(\theta_d + \theta_1)}] + [\Gamma_p T_{21}^2 T_{12} e^{(\theta_1 + \theta_d + 2\theta_2)}] \quad (5)$$

$$y_1 = [\Gamma_p T_{21} T_{12} \Gamma_{21} e^{-(\theta_1 + \theta_d + 2\theta_2)}] + [T_{12} x_2 e^{-\theta_d}] \quad (6)$$

ดังนั้นค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านเนื่องจากการสะท้อนหลายครั้ง จาก B₁ ไปยัง B₂ คือ

$$T_{B_1 B_2} = T_{21} e^{-\theta_1} + \sum_{i=1}^{\infty} x_{2i} \quad (7)$$

โดยที่

$$x_{2i} = [x_{2i-1} \Gamma_{21} e^{-\theta_d}] + [w_i \Gamma_s T_{21} e^{-2\theta_1}]$$

$$w_i = [w_{i-1} \Gamma_s \Gamma_{12} e^{-2\theta_1}] + [x_{2i-1} T_{12} e^{-\theta_d}]$$

ค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนเนื่องจากการสะท้อนหลายครั้งจาก B₂ ไปยัง B₁ คือ

$$\Gamma_{B_2 B_1} = x_1 + \sum_{j=1}^{\infty} x_{2j+1} \quad (8)$$

โดยที่

$$x_{2j+1} = [x_{2j} \Gamma_{21} e^{-\theta_d}] + [y_j \Gamma_p T_{21} e^{-2\theta_2}]$$

$$y_j = [y_{j-1} \Gamma_p \Gamma_{12} e^{-2\theta_2}] + [x_{2j} T_{12} e^{-\theta_d}]$$

Γ_{21}, Γ_{12} คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนกลับไปยังตัวกลางที่ 2 และ 1 ตามลำดับ

T_{12}, T_{21} คือค่าสัมประสิทธิ์การส่งผ่านไปยังตัวกลางที่ 1 และ 2 ตามลำดับ

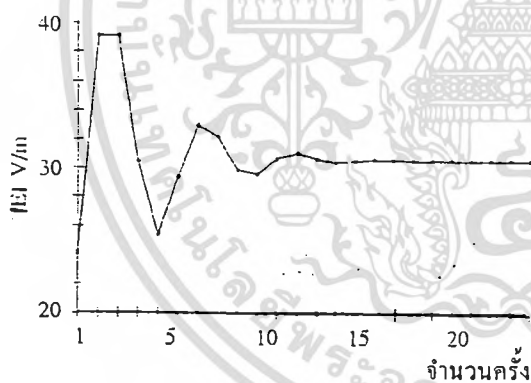
Γ_s, Γ_p คือค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนที่ผิวตัวนำ มีค่า -1

จากสมการที่ (7) และ (8) เห็นว่าค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและส่งผ่านถูกเขียนในรูปอนุกรม ดังนั้นถ้าไม่พิจารณาการสะท้อนหลายครั้ง หรือ พิจารณาการสะท้อนเพียงครั้งแรกๆของการตกกระทบจะทำให้ค่าสนามไฟฟ้าที่ต้องการมีค่าผิดพลาด

3. ผลการคำนวณ

จากการวิเคราะห์สนามไฟฟ้าบริเวณใกล้สายอากาศสล็อตอาร์เรย์แบบระนาบ[2]พบว่าค่าสนามไฟฟ้าบริเวณที่ใกล้ปากสล็อตจะมีความมากกว่าบริเวณอื่น ดังนั้นการวางวัสดุหรือไดอิเล็กตริกให้อยู่ใกล้สล็อตมากขึ้นก็สามารถให้ความร้อนกับวัสดุได้ดีขึ้น ดังนั้นในการวิเคราะห์สนามไฟฟ้าตามรูปที่ 1 นั้นเราจะกำหนดระยะ z_1 ให้คงที่อยู่ที่ 1 เซนติเมตรและได้มีการวิเคราะห์โดยพิจารณาค่าสนามไฟฟ้าที่อยู่ภายในสารไดอิเล็กตริกเมื่อมีการเปลี่ยนระยะ z_2 การเปลี่ยนระยะความหนาของน้ำ(d)ซึ่งใช้เป็นสารไดอิเล็กตริกในการวิเคราะห์ นอกจากนี้ยังคำนึงถึงผลที่เกิดขึ้นเนื่องจากความไม่คงที่ในการให้ความถี่ของหลอดแมกนีตรอน และผลการคำนวณเมื่อมีการเปลี่ยนสารไดอิเล็กตริกจากน้ำไปเป็น เนื้อวัว และ ข้าว

3.1 ผลของการคำนวณการสะท้อนหลายครั้ง



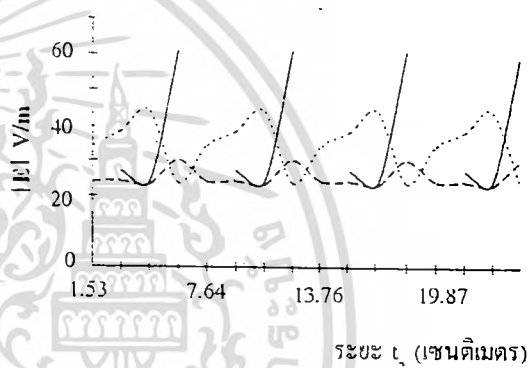
รูปที่ 2 ผลการคำนวณการสะท้อนหลายครั้ง

รูปที่ 2 แสดงผลการคำนวณสนามไฟฟ้าภายในน้ำที่ตำแหน่งห่างจาก B_1 เท่ากับ 0.5 เซนติเมตร ซึ่งน้ำมีความหนา (d) 2 เซนติเมตร ระยะ z_1 เท่ากับ 1 เซนติเมตร ระยะ z_2 เท่ากับ 6.12 เซนติเมตร ที่จำนวนครั้งของการสะท้อนต่างๆ จากรูปจะพบว่าเมื่อมีการคิดการสะท้อนเพียงแค่นิ่งครั้ง ค่าสนามไฟฟ้าที่ได้จะผิดพลาดจากค่าที่ได้คำนวณไป

23 ครั้งจนค่าตอบลู่เข้าอยู่ 20% ดังนั้นจึงต้องมีการพิจารณาสารสะท้อนอย่างละเอียด

3.2 ผลการคำนวณค่าสนามไฟฟ้าที่มีค่ามากที่สุดภายในน้ำ

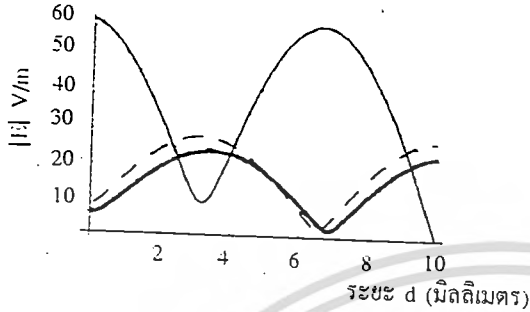
โดยการเปลี่ยนระยะ z_2 ที่ความหนาของน้ำ 1, 2 และ 3 เซนติเมตร น้ำที่ใช้ในการคำนวณมีค่า $\epsilon = 80 + j8$ คิดที่ความถี่ 2,450 MHz ผลการคำนวณแสดงดังรูปที่ 3



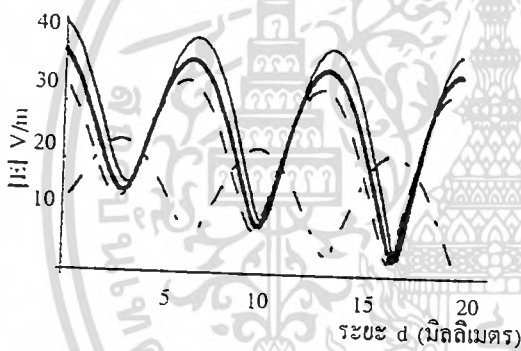
รูปที่ 3 ค่าสนามไฟฟ้าเมื่อมีการเปลี่ยนระยะ z_2 ที่ความหนาของน้ำ 1, 2 และ 3 เซนติเมตร

จากรูปที่ 3 ค่าสนามไฟฟ้าที่แสดงในรูปเป็นสนามไฟฟ้าที่มีค่ามากที่สุดภายในความหนาของน้ำหนึ่งๆ ที่ระยะ z_2 หนึ่งๆ จะเห็นว่าที่ความหนา (d) มีค่า 1 เซนติเมตรสนามไฟฟ้าจะมีค่ามากที่สุดเมื่อ z_2 มีระยะประมาณ $(n\lambda/2)$ ในทำนองเดียวกัน ที่ระยะ d เท่ากับ 2 และ 3 เซนติเมตรค่าสนามไฟฟ้าจะมีค่ามากที่สุดเมื่อ z_2 มีค่าเท่ากับ $(2n+1)\lambda/8$ และ $(n\lambda)/2$ ตามลำดับ เมื่อ n เป็นเลขจำนวนเต็มบวก และ λ เป็นความยาวคลื่นในอากาศ การเลือกค่า n ขึ้นอยู่กับการออกแบบว่าค่าไหนให้ความสะดวกในการออกแบบและสร้าง

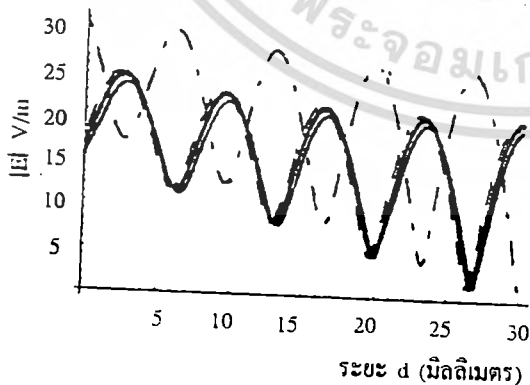
3.3 ผลการคำนวณค่าสนามไฟฟ้าที่ตำแหน่งต่างๆภายในน้ำ
ในหัวข้อนี้จะแสดงการคำนวณสนามไฟฟ้าที่
ระยะ d หนา 1, 2 และ 3 เซนติเมตร โดยมีการเปลี่ยนระยะ ϵ_2



-- $\epsilon_2 = 3.06$ ซม. — $\epsilon_2 = 4.58$ ซม. — $\epsilon_2 = 6.11$ ซม.
รูปที่ 4 ค่าสนามไฟฟ้าภายในน้ำที่ความหนา 1 เซนติเมตร



-- $\epsilon_2 = 1.53$ ซม. — $\epsilon_2 = 3.05$ ซม.
 — $\epsilon_2 = 4.58$ ซม. --- $\epsilon_2 = 6.11$ ซม.
รูปที่ 5 ค่าสนามไฟฟ้าภายในน้ำที่ความหนา 2 เซนติเมตร

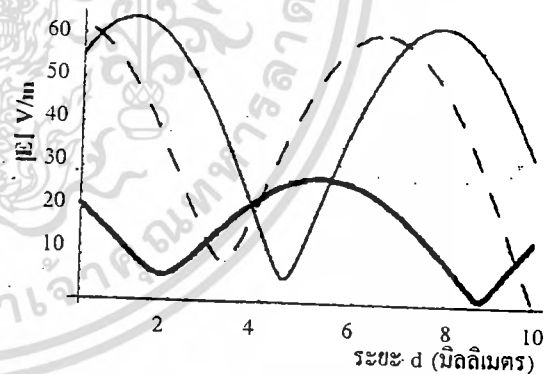


-- $\epsilon_2 = 1.53$ ซม. — $\epsilon_2 = 3.05$ ซม.
 — $\epsilon_2 = 4.58$ ซม. --- $\epsilon_2 = 6.11$ ซม.
รูปที่ 6 ค่าสนามไฟฟ้าภายในน้ำหนา 3 เซนติเมตร

จากรูปที่ 4, 5 และ 6 พบว่ามีคลื่นนิ่งเกิดขึ้นภายในน้ำ ลักษณะเช่นนี้ถ้าใช้คลื่นไมโครเวฟในการให้ความร้อนแก่วัตถุที่ไม่มีการเคลื่อนที่ของโมเลกุล เช่น ไม้ หรือยางจะทำให้ความร้อนมีการกระจายอย่างไม่สม่ำเสมอ บริเวณหนึ่งจะร้อนมาก แต่อีกบริเวณหนึ่งจะร้อนน้อยกว่า และ จากผลอันนี้พบว่าถ้าสารไดอิเล็กทริกมีค่าความหนา d มากขึ้น ก็จะทำให้เกิดจำนวนของคลื่นนิ่งมากขึ้น

3.4 ผลการคำนวณค่าสนามไฟฟ้าภายในน้ำเมื่อความถี่เปลี่ยนไป

เนื่องจากหลอดแมกนีตรอนที่ใช้เป็นแหล่งกำเนิดคลื่นไมโครเวฟจะให้ความถี่ที่ 2,450 MHz อย่างไรก็ตาม อาจยังคงมีการเปลี่ยนแปลงของความถี่โดยจะอยู่ระหว่าง 2,400 MHz และ 2,500 MHz ดังนั้นจึงต้องมีการคำนวณค่าสนามไฟฟ้าที่เกิดขึ้นที่ความถี่ทั้งสองด้วย เพื่อทราบลักษณะการกระจายสนามไฟฟ้าภายในสารไดอิเล็กทริกซึ่งคำนวณโดยใช้น้ำที่ระยะ d เท่ากับ 1 เซนติเมตร ระยะ ϵ_2 เท่ากับ 6.11 เซนติเมตร



— 2,400 MHz --- 2,450 MHz — 2,500 MHz
รูปที่ 7 ค่าสนามไฟฟ้าภายในน้ำเมื่อเปรียบเทียบกับค่าความถี่ต่างๆ

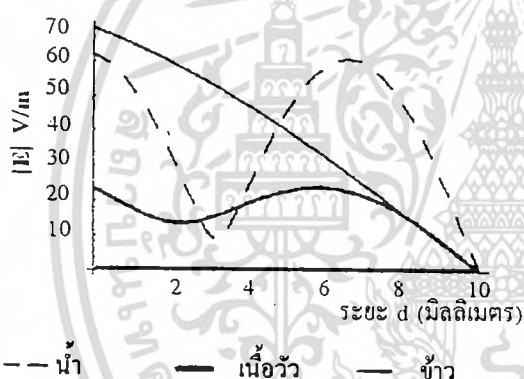
จากรูปที่ 7 พบว่าค่าสนามไฟฟ้าภายในน้ำมีค่าเปลี่ยนไปเมื่อความถี่เปลี่ยนไป สำหรับความถี่ 2,500 MHz มีขนาดสนามไฟฟ้าใกล้เคียงกับความถี่ที่ใช้งานคือ 2,450 MHz แต่สำหรับความถี่ 2,400 MHz จะมีขนาดค่าเหลือเพียงประมาณ 58% ของค่าความถี่ทั้งสองข้างต้น

3.5 ผลการคำนวณหาค่าสนามไฟฟ้าภายใน น้ำ เนื้อวัว และ ข้าว

ในการใช้งานให้ความร้อนแก่วัสดุโดยใช้คลื่นไมโครเวฟ สามารถใช้งานได้อย่างกว้างขวาง แต่การออกแบบระบบที่ใช้กับงานเฉพาะอย่างจะสามารถทำให้ระบบทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ ดังนั้นจึงคำนวณหาค่าสนามไฟฟ้าในสารไดอิเล็กตริกที่ใช้งาน ในหัวข้อนี้แสดงตัวอย่างการคำนวณสนามไฟฟ้าในวัสดุต่างๆ ได้แก่ น้ำ เนื้อวัว และ ข้าว โดยคำนวณที่ระยะ d เท่ากับ 1 เซนติเมตร ϵ_r เท่ากับ 6.115 เซนติเมตร

โดย

$E_{เนื้อวัว} = 53 + j20$ และ $E_{ข้าว} = 4 + j0.4$ [11] ดังแสดงในรูปที่ 8



รูปที่ 8 ค่าสนามไฟฟ้าภายในน้ำ,เนื้อวัว,ข้าว

จากรูปที่ 8 พบว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสารไดอิเล็กตริกทำให้ค่าสนามไฟฟ้าภายในมีค่าเปลี่ยนแปลงทั้งขนาดและตำแหน่งของคลื่นนิ่ง ในการออกแบบระบบที่ใช้กับวัสดุแต่ละชนิด จะต้องคำนวณเป็นกรณีไป

4. สรุปและวิจารณ์

ในการวิเคราะห์สนามไฟฟ้าภายในไดอิเล็กตริกที่อยู่ระหว่างแผ่นตัวนำขนาดอนันต์ที่วางขนานกันของคลื่นระนาบ ที่มีการตกกระทบแบบปกติ โดยหาค่าสัมประสิทธิ์การสะท้อนและส่งผ่านรวมที่เกิดจากการสะท้อนหลายครั้งด้วยวิธี Ray-Tracing ซึ่งจะได้คำตอบอยู่ในรูปอนุกรม และจากผลการคำนวณพบว่า สามารถเลือกระยะ ϵ_r เพื่อให้ได้ค่า

สนามไฟฟ้าภายในไดอิเล็กตริกที่มีค่ามากที่สุด และจะเกิดคลื่นนิ่งภายในไดอิเล็กตริกซึ่งในระบบให้ความร้อนอาจต้องมีการ เคลือบ หรือ พลิก วัสดุที่ต้องการให้ความร้อนเพื่อให้มีการกระจายความร้อนอย่างทั่วถึง อีกทั้งการออกแบบยังต้องคำนึงถึงไดอิเล็กตริกที่ต้องการให้ความร้อน และระบบหนึ่งๆควรออกแบบให้ใช้งานกับวัสดุเพียงอย่างเดียว อีกทั้งยังต้องคำนึงถึง ค่าความถี่ที่ออกจากแหล่งกำเนิด

5.เอกสารอ้างอิง

- [1] A.C. Metaxas , Foundation of Electroheat , John Wiley and Sons Inc.,1996.
- [2] กิตติศักดิ์ วายุกัตร์ และคณะ, “การวิเคราะห์สนามไฟฟ้าในบริเวณใกล้สายอากาศสล็อตอาร์เรย์แบบระนาบ.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 14, หน้า 4-46 ถึง 4-50,พ.ศ. 2534.
- [3] กิตติศักดิ์ วายุกัตร์ และคณะ, “การกระจายอุณหภูมิในสาร ไดอิเล็กตริกที่มีการสูญเสียเมื่อเคลื่อนที่ผ่านสายอากาศสล็อตอาร์เรย์ที่วางเอียงกัน.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 15 ,หน้า 2-35 ถึง 2-38 , พ.ศ. 2535.
- [4] กิตติศักดิ์ วายุกัตร์ และคณะ, “การวิเคราะห์การกระจายอุณหภูมิในไดอิเล็กตริกที่เกิดจากสายอากาศแพร่กระจายคลื่นแบบสล็อตอาร์เรย์,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 16 ,หน้า 131 ถึง133 ,พ.ศ. 2536.
- [5] Krairiksh M., Wayupak K., Kosalvit S., Panichpathompong K., Noiram P., “Overlapped Slot-Waveguide Applicator for a Continuous Microwave Heating System,” Proceeding of The 5th Asia-Pacific Microwave Conference, vol.2, pp 17-1 - 17-4 , 1993.
- [6] วงศกร วัชรานานันท์ และคณะ, “ท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก สำหรับป้องกันคลื่นรั่ว,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 17 ,หน้า 159 - 163, พ.ศ. 2537.

- [7] Krairiksh M., Wayupak K., "Analysis of Temperature Distribution on a Moving Dielectric Slab Across Overlapped Slot-Waveguide Applicators," *Proceeding of The 7th Asia-Pacific Microwave Conference*, Vol.2, pp 710-713, 1995.
- [8] วงศกร วัชรานานันท์, โมไนย ไกรฤกษ์, "เครื่องต้นแบบเครื่องอบแห้งไมโครเวฟ," *วารสารพระจอมเกล้าลาดกระบัง*, ปีที่ 4 , ฉบับที่ 2, หน้า 15-21, พ.ศ.2539.
- [9] Krairiksh M., Watcharananunt W., "Development of a Microwave Heating System Using Overlapped Slot-Waveguide Applicator," presented in *International Scientific and Industrial RF & Microwave Applicators*, Melbourne, 1996.
- [10] C.A.Balanis , *Advanced Engineering Electromagnetics*, John Wiley and Sons Inc., 1989, ch.5.
- [11] Stuart O. Nelson, "Dielectric Properties of Agricultural Products," *IEEE Trans. Electrical Insulation*, vol.26, pp845-869, October, 1991.

8. กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยนี้ได้รับทุนอุดหนุน โครงการทุนส่งเสริม
วิชาชีพนักวิจัย จากสำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และ
เทคโนโลยีแห่งชาติ
ขอขอบคุณ คุณสมอาจ อภิวันทนกุล และ คุณชู
วงศ์ พงเจริญพาณิชย์ ที่ช่วยในงานเอกสาร

เอกสารหมายเลข 38



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การมีส่วนร่วมในผลงานวิชาการ

งานวิจัย เรื่อง Analysis of Electric Field in dielectric Sheet between Parallel Infinite Conducting Planes

ผู้ร่วมงาน จำนวน 4 คน แต่ละคนมีส่วนร่วมดังนี้ :

ชื่อผู้ร่วมงาน	ปริมาณงานคิดเป็นร้อยละ
1. นายวงศกร วัชรานันท์	55.00
2. นายกิตติศักดิ์ วายุภักตร์	15.00
3. นายสมพล โกศลวิตร	15.00
4. นายโมไนย ไกรฤกษ์	15.00



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การประชุมวิชาการเทคโนโลยีการทอกรรมไฟฟ้า

ครั้งที่ ๑๓๖ ๑-๒ ธันวาคม ๒๕๓๗

ณ คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ

ไม่วารณิใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลังและอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (ต่อ)		หน้า
15.	การวิเคราะห์การกระจายของสนามไฟฟ้าที่มีความไม่สม่ำเสมอสูงโดยวิธี CSM บนเครื่องคอมพิวเตอร์ส่วนบุคคล คงคา กุณพันธ์, ศิริวัฒน์ โพธิเวชกุล	84
16.	การวิเคราะห์ความสามารถในการรับกระแสไฟฟ้าในสายเคเบิล นพพร สปิรชานนท์, ศิริวัฒน์ โพธิเวชกุล	89
17.	ผลของสารเคลือบกึ่งตัวนำต่อลักษณะสมบัติทางไฟฟ้าของลูกถ้วยฉนวนพอร์ซเลน นายบุญชัย เศรษฐอำนาจ, รศ.ดร.สำรวย สังข์สะอาด	95
18.	เครื่องผลิตโอโซนโดยใช้ไฟฟ้าแรงสูงเพื่อการบำบัดน้ำเสีย วัชร เวชมงคล, ศิริวัฒน์ โพธิเวชกุล	100
19.	อุปกรณ์ประหยัดพลังงานและแก๊สเพาเวอร์แฟคเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ นพปฎล ชนะ, ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ	106
20.	การพัฒนา ระบบความปลอดภัยในลิฟท์ ชนิด เซฟตี้เบรค ศิเรก เอกจิตต์, ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ	112
21.	การออกแบบหม้อแปลงจำหน่ายให้มีต้นทุนวัสดุต่ำ เรืออากาศตรีโตศักดิ์ ทศนานุศิริยะ, เล็ก หล่อสมฤดี, สมชาย ฉัตรวัฒนา	119
22.	การคำนวณหาขนาดขดลวดในเครื่องสร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้าสำหรับเพาะเลี้ยงเนื้อเยื่อ ผศ.ดร.กิตติพัฒน์ ต้นตระกูลรุ่งโรจน์, นายผดุง บุญสิน	125
23.	การแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส เป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้หม้อแปลงไฟฟ้า 3/12 เฟส คุปต์ โพธิ์แก้ว, ศิริวัฒน์ โพธิเวชกุล	129

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร

1.	ระบบให้ความร้อนโดยใช้คลื่นไมโครเวฟสำหรับงานทางด้านกายภาพ มนตรี ชนภักดิ์, ไมโนย ไกรฤกษ์, วิวัฒน์ กิรานนท์, สมผล โกศลวิตร	135
2.	Fast, Accurate, and Simple Approximate Formula for Computing the Input Impedance of a Coax-Fed Rectangular Microstrip Patch Antenna Asst.Prof.Nirun Kumprasert, Assoc.Prof.Dr.Wiwat Kiranon	140
3.	การคำนวณหาความถี่เรโซแนนซ์ของสายอากาศแผ่นไมโครสตริปรูปร่างรี นิรันดร์ คำประเสริฐ, ดร.วิวัฒน์ กิรานนท์	146
4.	การจำลองและการวิเคราะห์สายอากาศจานสะท้อนแบบส่วนของทรงกลม สุวนันท์ น้อยมณี, ขจรศักดิ์ คันทพนิต	150
5.	ท่อนำคลื่นผนังลูกตุ้มสำหรับป้องกันคลื่นรบกวน วงศกร วัชรานานนท์, กิตติศักดิ์ วายุกักตร์, สมผล โกศลวิตร, ไมโนย ไกรฤกษ์	159
6.	สายอากาศคอลลิเนียร์แอว์ โคโวล $\lambda/2$ ความถี่ 864-868 MHz สำหรับเบสเสตชันของ โทรศัพท์ไร้สายระบบโฟนพอยท์ สมผล โกศลวิตร, ไมโนย ไกรฤกษ์, ชาญชัย เลาะห์เพ็ญแสง	164

ท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกสำหรับป้องกันคลื่นรบกวน

Corrugated Waveguide for Radiation Leakage Protection

วงศกร วัชรานานันท์ กิตติศักดิ์ วาญักตร์ สมผล โกศลวิศิษฐ์ โมไนย ไกรฤกษ์

* นักศึกษาทดลองวิจัย บัณฑิตวิทยาลัย

** นักศึกษาปริญญาโท บัณฑิตวิทยาลัย

*** อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ บทความนี้แสดงวิธีการออกแบบ ท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกเพื่อทำหน้าที่ป้องกันคลื่นรบกวนได้ทำการออกแบบสร้างท่อนำคลื่นดังกล่าวเพื่อทดสอบที่ ความถี่ 2450 MHz ผลจากการทดสอบพบว่ามีความสูญเสียอินเซอร์ชันลดลงประมาณ -7 dB/ลูกฟูกในแนวยาว ข้อมูลนี้มีประโยชน์ในการเลือกจำนวนลูกฟูกเพื่อให้ได้ค่าอินเซอร์ชันลดลงเพียงพอตามต้องการ

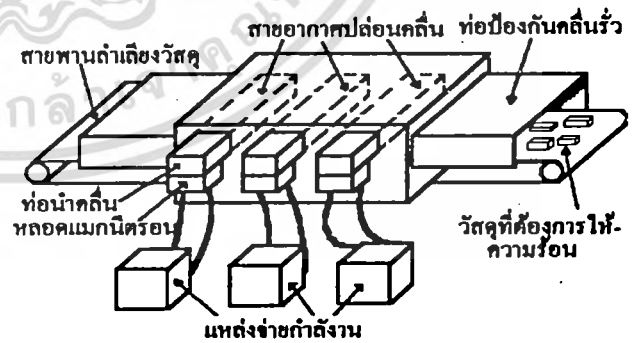
Abstract This article describes the design of a corrugated waveguide for radiation leakage protection. Experimental result of the constructed corrugated waveguide, designed at 2450 MHz, show that an insertion loss of -7 dB/corrugation could be achieved. This figure is significant for choosing an appropriate number of corrugation that fulfill the required insertion loss.

1. บทนำ

การใช้คลื่นไมโครเวฟในการให้ความร้อนแก่วัตถุในงานอุตสาหกรรมมีมาตั้งแต่ หลังสงครามโลกครั้งที่ 2 [1] สำหรับกลุ่มผู้วิจัยได้เริ่มศึกษาและพัฒนาาระบบให้ความร้อนอย่างต่อเนื่องแก่วัตถุโดยใช้คลื่นไมโครเวฟ (Continuous Microwave Heating System) มาตั้งแต่ปี 2533 และได้นำเสนอการจัดเรียงสายอากาศปล่องคลื่นแบบท่อนำคลื่นที่เหลี่ยมเจาะรูเป็นสล็อตอาร์เรย์ โดยนำสายอากาศเหล่านี้มาวางเรียงกัน การศึกษาพบว่าสายอากาศนี้สามารถทำให้มีการกระจายอุณหภูมิตลอดหน้าตัดของสายพานที่ลำเลียงวัสดุ มีค่าค่อนข้างคงที่ได้ซึ่งทำให้วัสดุได้รับความร้อนเท่ากัน [2-5] การใช้งานที่เหมาะสมกับระบบที่ศึกษานี้ได้แก่ การอบผ้าเปียกให้แห้ง หรือวัสดุอื่นๆที่มีขนาดบางวางบนสายพาน แล้วทำให้เคลื่อนที่เข้าสู่ส่วนของระบบสายอากาศ จากนั้นจะเคลื่อนที่ออกจากระบบ โดยไม่ต้องมีการเปิดปิดประตูให้เสียเวลา การกระทำเช่นนี้มีข้อดีในแง่ที่สามารถทำเป็นกระบวนการต่อเนื่องได้ แต่สิ่งที่จะต้องคำนึงถึงเป็นสิ่งสำคัญคือ การป้องกันคลื่นที่รั่วออกจากระบบซึ่งจะเป็นอันตรายต่อคนที่อยู่ใกล้ระบบนี้ ในบทความนี้จะ

แสดงการออกแบบท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก (Corrugated Waveguide) เพื่อใช้ป้องกันคลื่นรบกวนตลอดผลการทดสอบที่พบว่าสามารถใช้งานได้เป็นอย่างดี

2. ระบบให้ความร้อนอย่างต่อเนื่องโดยใช้คลื่นไมโครเวฟ

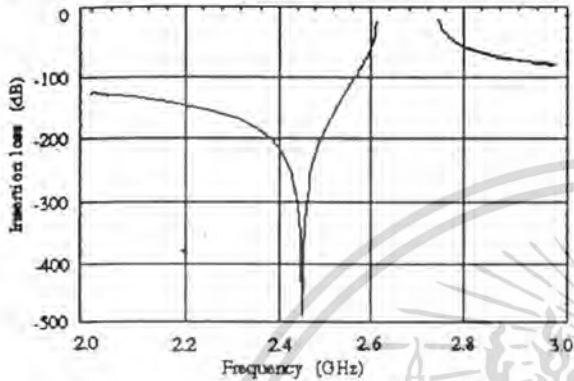


รูปที่ 1 แสดงระบบให้ความร้อนอย่างต่อเนื่องโดยใช้คลื่นไมโครเวฟ

จำนวนลูกฟูกในแนวยาว(ml) 7 ลูกฟูก จำนวนลูกฟูกในแนวกว้าง(nw) 5 ลูกฟูก เมื่อนำมาคำนวณและแทนค่าในสมการ (3) แล้วจะได้ว่า

$$\text{Cos}(a') = \left| \text{Cos}\left(\frac{160.645f}{f_0}\right) - 0.68 \text{Tan}\left(\frac{90f}{f_0}\right) \text{Sin}\left(\frac{160.645f}{f_0}\right) \right| \quad (4)$$

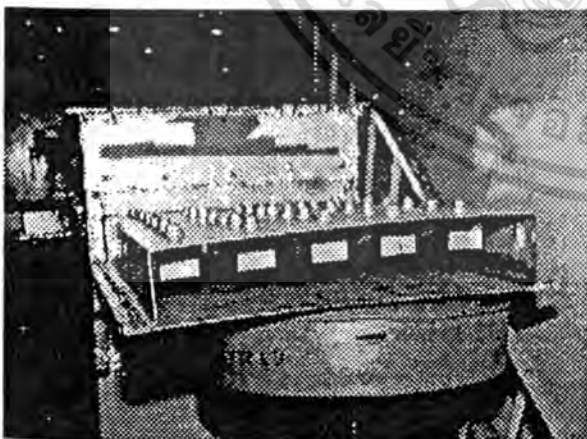
เมื่อ $f_0 = 2450$ MHz จากสมการ (4) เมื่อนำมาเขียนกราฟโดยให้ค่า f ตั้งแต่ 2000 MHz ถึง 3000 MHz จะได้ดังแสดงในผลการตอบสนองความถี่ รูปที่ 3



รูปที่ 3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าอินเซอร์ชันลอสกับความถี่ที่ได้จากการออกแบบโดยการคำนวณ

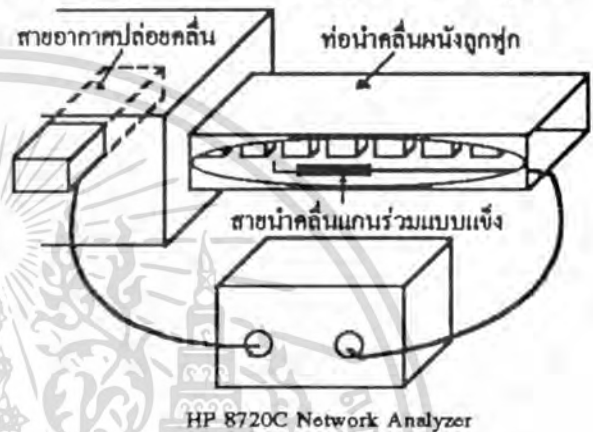
รูปที่ 3 แสดงให้เห็นว่าที่ความถี่ 2450 MHz ค่าอินเซอร์ชันลอสมีค่าเข้าสู่ลบอนันต์เพราะ จากสมการที่ (4) จะได้ว่าเมื่อ f มีค่าเท่ากับ f_0 จะทำให้ได้ค่า $\text{Tan}(90)$ มีค่าเป็นอนันต์

4.การทดสอบคุณสมบัติของท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก สำหรับป้องกันคลื่นรบกวน

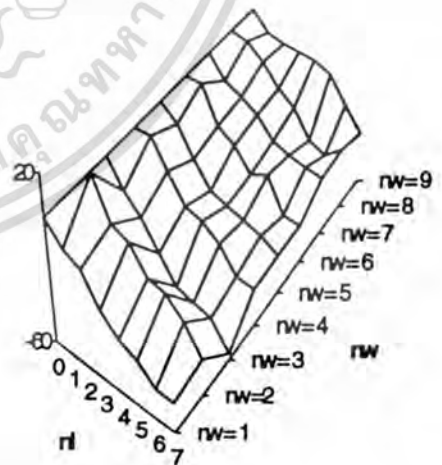


รูปที่ 4 แสดงภาพถ่ายท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกสำหรับป้องกันคลื่นรบกวนที่ได้ออกแบบขึ้น

ท่อนำคลื่นผนังลูกฟูกสำหรับป้องกันคลื่นรบกวนที่ได้ออกแบบมีขนาดดังนี้คือ $W = 33.02$ ซม $l-b = 3.175$ ซม $d = 3.00$ ซม $b = 3.429$ ซม $g = 2.032$ ซม เราได้ทำการจัดระบบการทดลองโดยใช้โพรบที่ใช้วัดทำจาก สายนำคลื่นแกนร่วมแบบแข็งขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 3.5 มม โพรบยาว 6 มม แล้วต่อโพรบนี้กับ HP 8720c Network Analyzer เพื่อทำการวัด S_{12} โดยต่อโพรบอีกตัวหนึ่งเข้ากับสายอากาศสล็อตอาร์เรย์เพื่อใช้เป็นแหล่งกำเนิดคลื่น โดยมีกรรเทียบ อ้างอิงที่ตำแหน่ง หน้าลูกฟูกลูกแรกเป็น 0 dB แล้วเลื่อนโพรบที่ใช้วัดไปยังตำแหน่งต่างๆ ซึ่งแสดงดังรูปที่ 5



รูปที่ 5 แสดงการติดตั้งระบบการทดสอบคุณสมบัติของท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก



รูปที่ 6 แสดงผลการวัด S_{12} ตามตำแหน่งต่างๆในท่อนำคลื่นผนังลูกฟูก

[2] กิตติศักดิ์ วายุภักตร์ และคณะ ,“การวิเคราะห์สนามไฟฟ้า
ในบริเวณใกล้สายอากาศสล็อตอาร์เรย์แบบระนาบ,” การ
ประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 14 ,หน้า 4-46 ถึง 4-
50 , พ.ศ. 2534

[3] กิตติศักดิ์ วายุภักตร์ และคณะ ,“การกระจายอุณหภูมิใน
สายอากาศโคอีเลคตริกที่มีการสูญเสีย เมื่อเคลื่อนที่ผ่านสายอา
กาศสล็อตอาร์เรย์ที่วางเอียงกัน,” การประชุมวิชาการวิศวกรรม
ไฟฟ้าครั้งที่ 15 ,หน้า 2-35 ถึง 2-38 ,พ.ศ. 2535

[4] กิตติศักดิ์ วายุภักตร์ และคณะ ,“การวิเคราะห์การกระจาย
อุณหภูมิในโคอีเลคตริกที่เกิดจากสายอากาศแพร่กระจายคลื่น
แบบสล็อตอาร์เรย์,” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่
16 ,หน้า 131 ถึง 133 ,พ.ศ. 2536

[5] M.Krairiksh et.al.,“Overlapped Slot-Waveguide
Applicator for a Continuous Microwave Heating System,”
Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings, vol 2 ,
pp. 17-1 - 17-4, Oct 1993.

[6] A.L.Vankonghnett and J.G.Dunn ,“ Doubly Corrugated
Chokes For Microwave Heating Systems,” Journal of
Microwave Power , 8(1) , pp. 101-110, 1973

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้