

# Circular Microstrip Patch Antennas for 5.8 GHz Band Rectenna

**Tomoko NAGAE, Takashi HIKAGE and Toshio NOJIMA**

nagae@emwtinfo.ice.eng.hokudai.ac.jp

Graduate School of Information Science and Technology, Hokkaido University

Kita 14, Nishi 9, Kita-ku, Sapporo 060-0814, Japan

**Manabu OMIYA**

Information Initiative Center, Hokkaido University

Kita 11, Nishi 5, Kita-ku, Sapporo 060-0811, Japan

**Kiyohiko ITOH**

Tomakomai National College of Technology

Nishikioka 443, Tomakomai 059-1275, Japan

## Abstract

The Space Solar Power Satellite (SSPS) operating at the frequency of 5.8GHz was proposed as a study model to confirm the feasibility of microwave energy transmission from the outer atmosphere. SSPS is composed of the transmitting antenna in space and the reflector antenna (rectenna) on the earth. The issues of rectenna are level of suppression of higher harmonic wave and power efficiency. The re-radiation of higher harmonic wave has a bad influence on other wireless systems and radio astronomy. For 2.45GHz band rectenna of Solar Power Satellite (SPS), we proposed some types of microstrip patch antenna (CMSA) with slits. This antenna can suppress re-radiation at higher harmonic frequencies.

In this paper, we develop the CMSA with slits and a wire mesh reflector for rectenna of SSPS. Rectenna is composed of receiving antennas and reflectors.

We employ the finite-difference time-domain (FDTD) technique to design and analyze the antennas. We confirm experimentally the effectiveness of the numerical results. The slits located along surface current streams related to the dominant  $TM_{110}$  mode are able to suppress higher harmonics without disturbing a resonance of the dominant mode.

Furthermore, fundamental characteristics of wire mesh reflector antenna are estimated. This reflector can be employed in both 2.45GHz and 5.8GHz systems. The characteristics of the reflector are investigated as a function of wire spacing. Electric field intensity at the focal point becomes strong when a reflector with wires spaced at a distance of less than half-wave length is used.

## 5.8GHz レクテナ用円形マイクロストリップパッチアンテナ<sup>注1</sup>

長江 朋子, 日景 隆, 野島 俊雄 (北海道大学 大学院情報科学研究科)  
〒060-0814 札幌市北区北 14 条西 9 丁目  
nagae@emwinfo.ice.eng.hokudai.ac.jp

大宮 学 (北海道大学 情報基盤センター)  
〒060-0811 札幌市北区北 11 条西 5 丁目

伊藤 精彦 (苫小牧工業高等専門学校)  
〒059-1275 苫小牧市錦岡 443 番地

### 1. はじめに

現在, 送電周波数を 5.8GHz とした太陽発電衛星機能実証実験システム (SSPS) が検討されている[1]. SSPS は機能実証を目的としており, 主な検討課題は電力効率, 送電ビーム制御能力, 不要波の抑圧レベルおよびシステム運用性と電力コスト等の評価である. このようなことから, SSPS は電力システムとして評価可能な数 100 kW 程度の電力を扱う 出力電力の小さい SSPS では, 高い受電能力を有するレクテナ開発が重要である.

本報告では, SSPS のレクテナの諸特性について検討する. 筆者らはこれまでに周波数 2.45GHz に対応したレクテナ用円形マイクロストリップパッチアンテナ (以下, CMSA) の検討を行ってきた[2],[3]. さらに, 高調波の再放射を低減し, 高効率な RF-DC 変換を実現するスリット入 CMSA を提案している[4],[5]. 本報告では, はじめに 5.8GHz で動作するスリット入 CMSA について時間領域差分(FDTD)法を用いたアンテナパラメータの設計例を示す.

次に, フルサイズ・レクテナ用ワイヤリフレクタの基本特性について評価する. 発電衛星からの送電ビームは, EMC・EMI 等のため, 地上では十分に低いレベルとしなければならない. さらに, SSPS は出力が小さいため, 地上のレクテナには利得を上げ, 集電効率を高めるための反射器が必要となる. これまでに, 低コストなワイヤにより構成する, フルサイズ・レクテナ用ワイヤメッシュ反射器が提案されている[6]. 本報告では, 2 次元 FDTD 法を用いて, 高さ 6m, 幅 10m の 2.45GHz-5.8GHz 共用ワイヤリフレクタによる集光特性について基礎的な検討を行う

### 2. 5.8GHz 帯 CMSA の設計および高調波抑圧特性

#### 2.1 アンテナパラメータの設計

周波数 5.8GHz において十分な整合を実現する CPW 給電 CMSA を設計する. CPW 給電 CMSA の構造を図 1 に示す. パッチ半径  $a$ , 基板の比誘電率  $\epsilon_r$ , 誘電体の基板厚  $h$ , CPW の給電位置オフセット量  $d$  とする. なお, 今回用いた誘電体基板のパラメータは比誘電率  $\epsilon_r=2.6$ , 基板厚  $h=0.8\text{mm}$  である.

図 1 に示す CMSA において, 誘電体基板厚  $h$  が自由空間波長に比較して十分小さい場合, パッチの共振モードは  $\text{TM}_{110}$  モードとなり, 共振周波数は次式で与えられる[7].

$$f_{mn} = \frac{c\chi_{mn}}{2\pi a\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

ただし,  $\chi_{mn}$  はベッセル関数を  $J_m(x)$  とすると, その導関数  $J'_m(x)$  を 0 にする  $n$  番目の解である. CMSA のフリンジング効果を考慮した実効半径  $a_e$  は次式となる[8].

<sup>注1</sup> 第 7 回 SPS シンポジウム、九州工業大学にて 2004 年 9 月 16、17 日開催

$$a_c = a \left\{ 1 + \frac{2h}{\pi a \epsilon_r} \left[ \ln \left( \frac{\pi a}{2h} \right) + 1.7726 \right] \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (2)$$

式(1)および(2)から、共振周波数を 5.8GHz とするためにはパッチ半径  $a$  を 9.85mm とすればよいことがわかる。ただし、ここで得られる共振周波数は、給電線路などの影響を含んでいない。

そこで、パッチ半径  $a$  および CPW の給電位置オフセット量  $d$  を調整し、共振周波数を 5.8GHz に一致させる。パッチ半径を  $a=9.05\text{mm}$ 、CPW の給電オフセット量を  $d=5.9\text{mm}$  とすることで、周波数 5.8GHz における整合を実現した[9]。入力特性の解析結果を図 2 に示す。基本周波数(5.8GHz)におけるリターンロスは-28dB であり、十分な整合を実現している。また、2 倍高調波周波数である 11.6GHz では-3.59dB、3 倍の高調波周波数である 17.4GHz では-3.04dB、以下、23.2GHz では-1.44dB、29GHz では-2.66dB である。

## 2.2 高調波抑圧スリットの設計

次に、高調波抑圧スリットの設計法について説明する。パッチ内部の表面電流は CMSA の  $\text{TM}_{mn0}$  モードに対応する内部電磁界から、次式で与えられる。

$$J_\rho(\rho, \phi) = -\frac{jk_{mn}}{\omega\mu} E_0 J'_m(k_{mn}\rho) \cos(m\phi) \quad (3)$$

$$J_\phi(\rho, \phi) = \frac{jm}{\omega\mu\rho} E_0 J_m(k_{mn}\rho) \sin(m\phi) \quad (4)$$

ただし、 $E_0$  は任意の振幅、 $k_{mn}$  は  $\chi_{mnr}/a$  である。

基本周波数で発生する  $\text{TM}_{110}$  モードの電流分布を式(3)および(4)から理論的に求めることは困難である。そこで、数値解析により  $\text{TM}_{110}$  モードの電流の軌跡を求める。  $m=n=1$ 、 $y$  軸上の点  $(\rho, \phi) = (\rho_0, 90^\circ)$  を始点として、 $\phi$  が 0 になるまで  $-\Delta\phi$  おきに  $\rho$  を漸次更新する。更新式は次式で与えられる。

$$\phi_{i+1} = \phi_i - \Delta\phi \quad (5)$$

$$\rho_{i+1} = \rho_i \frac{J_\phi(\rho_i, \phi_i)}{\{J_\phi(\rho_i, \phi_i) \cos \Delta\phi + J_\rho(\rho_i, \phi_i) \sin \Delta\phi\}} \quad (6)$$

ただし、 $\phi_0=90^\circ$ 、 $0 \leq \rho_0 \leq a$ 、 $0 \leq \phi_1 \leq 90^\circ$ 、 $\Delta\phi > 0$  である。また、 $\text{TM}_{110}$  モードの電流分布は  $x$  軸および  $y$  軸に対して対象であるので、式(5)および(6)から第 1 象限の電流線についてのみ求めればよい。  $\Delta\phi=1^\circ$ 、 $\rho_0/a=0.1, 0.3, 0.7$  の場合について、式(5)および(6)を用いて計算した  $\text{TM}_{110}$  モードの電流線および上式により求めた電流線に沿ったスリット構造を図 3(a)および(b)にそれぞれ示す。

パッチ中心から  $y$  軸上のスリット中心までの距離を  $\rho_0$ 、スリット幅を  $w_s$ 、さらにスリット角を  $\phi_s$  で定義する。スリットの幅は細い方が望ましい。スリットの幅方向を電流線に直交させることにより、スリットエッジ上の点は次式で得られる[8]。

$$x = x_i \pm \frac{w_s}{2\sqrt{1 + (\Delta x_i / \Delta y_i)^2}} \quad (7)$$

$$y = y_i \pm \frac{w_s}{2\sqrt{1 + (\Delta y_i / \Delta x_i)^2}} \quad (8)$$

ただし、複号同順。式(7)および(8)において、

$$x_i = \rho_i \cos \phi_i, \quad y_i = \rho_i \sin \phi_i \quad (9)$$

$$\Delta x_i = J_\rho(\rho_i, \phi_i) \cos \phi_i - J_\phi(\rho_i, \phi_i) \sin \phi_i \quad (10)$$

$$\Delta y_i = J_\rho(\rho_i, \phi_i) \sin \phi_i + J_\phi(\rho_i, \phi_i) \cos \phi_i \quad (11)$$

である。式(7)から(12)を用いて、パッチ半径  $a$ 、パッチ中心からスリットまでの距離  $\rho_0$ 、スリット幅  $w_s$ 、スリット角  $\phi_s$ 、角度ステップ  $\Delta\phi$  を与えることによりスリット形状は一意に決定される。

前述のように、共振周波数において発生する高次モードが異なることから、これらすべての高次モードの発生を同時に抑制するスリットは存在しない。また、TM<sub>120</sub> および TM<sub>130</sub> モードは基本モードである TM<sub>110</sub> と電流方向が一致している部分が多いことから完全に抑制することは困難である。そこで、スリットパラメータ  $\rho_0$ ,  $\phi_s$  および  $w_s$  を変化させ、高調波抑圧に優れたスリットを設計する。スリットで高次モードの電流線、特に電流強度が大きい部分を遮断可能ならば、高次モードの発生を抑制あるいは高次モードの共振周波数を低い周波数に移動させることができる。

表 1. 入力特性[dB] 解析結果

type	5.8GHz	11.6GHz	17.4GHz	23.2GHz	29GHz
CMSA0	28.00	3.59	6.04	1.44	2.66
CMSA1	19.16	0.39	4.08	1.12	2.33
CMSA2	19.92	0.38	1.97	1.20	2.42
CMSA3	12.91	0.41	1.06	1.11	3.00
CMSA4	24.13	0.80	0.88	1.38	2.78
CMSA5	22.45	0.53	0.82	1.39	2.48
CMSA6	19.65	0.47	0.68	1.25	4.18
CMSA7	16.75	0.44	0.67	1.62	3.11
CMSA8	17.36	0.41	0.71	2.80	2.24

5.8GHz 用 CMSA において、高調波抑圧特性を最適とするスリット位置について検討する。パッチの寸法は、2.1 において設計した値を適用し、パッチ半径を  $a=9.05\text{mm}$ 、CPW の給電オフセット位置を  $d=5.9\text{mm}$  とする。スリットを入れないモデルを CMSA0 とする。図 3(b)に示すように、パッチ中心からスリット中心までの距離  $\rho_0$  を  $0.2a$ ,  $0.25a$ ,  $0.3a$ ,  $0.35a$ ,  $0.4a$ ,  $0.5a$ ,  $0.6a$  および  $0.65a$ (以下、それぞれ CMSA1, CMSA2, CMSA3, CMSA4, CMSA5, CMSA6, CMSA7 および CMSA8 と呼ぶ)と変化させた場合の高調波周波数における入力特性を表 1 にまとめて示す。ただし、スリット幅  $w_s$  およびスリット角  $\phi_s$  は、それぞれ  $0.2\text{mm}$ ,  $150^\circ$  に固定している。表 1 から、3 倍高調波周波数  $17.4\text{GHz}$  における入力特性に注目すると、CMSA2 のスリット位置、すなわち  $\rho_0=0.25a$  より内側にスリットを入れた場合、3 倍高調波が十分抑圧されないことが分かる。これは、スリット角が一定の場合、パッチ中心からの距離が大きい程スリットが長くなり、3 倍高調波モードの電流線を多く遮断できるためである。図 4 に設計を行った CMSA5 の入力特性について、実験結果と解析結果を比較して示す。実線は実験結果を、破線は解析結果を示している。同図から、実験結果と解析結果は一致しており、設計結果の有効性と解析結果の妥当性が明らかである。

### 3. フルサイズ・レクテナ用ワイヤメッシュ反射鏡に関する検討

フルサイズ・レクテナ用ワイヤメッシュ反射鏡の基本特性について評価する。地上の受信用レクテナとして、ワイヤメッシュ反射式レクテナが提案されている。低コストなワイヤにより構成した反射鏡によってレクテナ素子位置における電界強度を増加させ、高効率な RF-DC 変換を実現する。本報告では、周波数  $2.45\text{GHz}$  と  $5.8\text{GHz}$  で共用可能なワイヤリフレクタについて検討する。図 5 に 2 次元平面におけるアンテナ構造を示す。ワイヤメッシュ反射式フルサイズ・レクテナの反射鏡面は放物面を有し、その形状は次式によって与えられる。

$$y(x) = f - \frac{x^2}{4f} \quad (12)$$

ただし、 $f$  は焦点距離である。ここでは、リフレクタ開口寸法を  $10\text{m}$ 、焦点距離  $f$  を  $2.5\text{m}$  とする。アンテナ開口部分は地上から高さ  $6\text{m}$  にある。入射平面波はこの放物面に対して、垂直に入射してくるものとする。

レクテナ反射鏡の焦点における電界強度分布を 2 次元 FDTD 解析により評価する。図 6 に、焦点位置における電界強度を入射波の電界強度で規格化したときの周波数特性を示す。反射鏡を完全導体とし場合、その表面を寸法  $5\text{mm}$  で階段近似している。さらに、反射鏡をワイヤで構成した場合、ワイヤは 1 辺  $5\text{mm}$  の完全導体の角柱とし、その隣り合うワイヤの間隔を示している。縦軸は Gain とし、焦点位置における電界の時間応答波形から計算した周波数特性である。すなわち、入射波の焦点位置における時間変化を  $E_z(n\Delta t)$ 、反射鏡が存在する場合に焦点位置における電界の時間変化を  $M_z(n\Delta t)$  とするならば、Gain は次式で求められる。

$$\text{Gain} = \frac{F[M_z(n\Delta t)] - E_z(n\Delta t)}{F[E_z(n\Delta t)]} \quad (13)$$

ここで、 $F[\cdot]$  はフーリエ変換を示している。

ワイヤの間隔を25mm(0.48λ)とした場合、利得は2.45GHzで24dB、5.8GHzで21.2dBとなっている。その周波数特性は、反射鏡を完全導体で階段近似した場合とほぼ同様である。ただし、高周波数帯でゲインが低下しているのは、階段近似の影響であると考えられる。一方、ワイヤ間隔が40mm(0.77λ)とした場合、ワイヤ間隔が半波長以上になることからGainが急激に低下することが分かる。この原因は、ワイヤ間隔が大きい場合にワイヤ間を透過する電界成分が増加すること、および電界強度最大点と焦点位置にずれが生じるためである。

図7に、周波数5.8GHzにおけるワイヤ反射鏡背面への透過電界成分の空間分布を示す。ワイヤ間隔が25mmの場合に比較してワイヤ間隔が40mmになると、透過電界強度が中心付近で0dB程度になり、透過電界成分が大きくなることが確認できる。図8はワイヤ間隔と焦点位置における電界強度の関係を示している。ただし、同図においてワイヤ間隔0は反射鏡を階段近似の完全導体とした場合である。同図から、ワイヤ間隔が半波長以下ならば焦点位置におけるゲインが21dB程度と一定である。しかしながら、ワイヤ間隔が半波長以上になると急激にゲインが低下する。以上のことから、反射鏡をワイヤで構成する場合、ワイヤ間隔を半波長以下にすべきであることが明らかになった。

#### 4. むすび

本報告においては、送電周波数を5.8GHzとした太陽発電衛星機能実証モデル(SSPS)の受電アンテナ素子として使用するスリット入CMSAについて検討した。不要高調波の再放射抑圧を目的としたスリットの設計法について明らかにした。一定のスリット角およびスリット幅の条件で、パッチ中心からスリットまでの距離 $\rho_0$ を0.2aから0.65aまで変化させ、入力特性の解析を行った。基本共振周波数における整合の取り易さおよび高調波周波数におけるリターンロス特性から、スリット位置は0.4a程度とすることが良いことを示した。さらに、実験結果と解析結果を比較することにより、設計したアンテナパラメータの有効性を示した。

さらに、2.45GHzと5.8GHz共用フルサイズ・レクテナ用ワイヤメッシュ反射鏡について基礎的な検討を行った。ワイヤ間隔を半波長以下にすることで、周波数2.45GHzおよび5.8GHzのいずれにおいても焦点位置で充分大きな電界強度を実現できることを明らかにした。今後、最適なレクテナ素子配置およびワイヤ間隔との関係について検討を行う予定である。

#### 謝 辞

本研究ではFDTD法に基づく解析を実行するため、北海道大学情報基盤センター大型計算機システムのスーパーコンピュータHITACHI SR8000およびソフトウェアを使用した。

#### 文 献

- [1] 宇宙科学研究所 編, SSPS 実証実験システム概念計画書(暫定版), 2001.
- [2] 伊藤精彦, 後藤尚久, 電力無線送電用空中線, 日本国特許 1533411, 昭和 57 年 4 月 30 日.
- [3] 伊藤精彦, 太陽発電衛星用受電用地球局端末素子「レクテナ」に関する基礎的研究, 昭和 58 年度科学研究費補助金(一般研究(B))研究成果報告書 (1983-03).
- [4] 伊藤精彦, マイクロ波電力伝送システムにおける送受電能動アンテナの試験研究, 平成 6 年度~平成 8 年度科学研究費補助金(基板研究(A)(2))研究成果報告書 (1997-03).
- [5] シャリアル, 田村尚之, 山田裕輔, 大宮 学, 伊藤精彦, “レクテナ素子として使用するスリット入り円形マイクロストリップアンテナに関する考察”, 信学論 B, Vol. J84-B, No. 2, pp. 244-253 (2001-02).
- [6] 宇宙科学研究所太陽発電衛星ワーキンググループ SPS2000 タスクチーム, SPS2000 概念計画書(暫定版), 宇宙科学研究所, 相模原市, 1993.
- [7] 羽石 操, 平澤一紘, 鈴木康夫, 小型・平面アンテナ, 4 章: 平面アンテナの解析とその素子特性, コロナ社, 東京, 1996.
- [8] T. Itoh and R. Mittra “A New Method for Calculating the Capacitance of a Circular Disk for Microwave Integrated Circuits”, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, Vol. 21, pp. 431-432 (1973).
- [9] 長江朋子, 日景 隆, 野島俊雄, 大宮 学, 伊藤精彦, “高調波抑圧スリットを有する円形マイクロストリップアンテナ”, 信学技報, EMCJ2003-53, pp. 89-94 (2003-07).

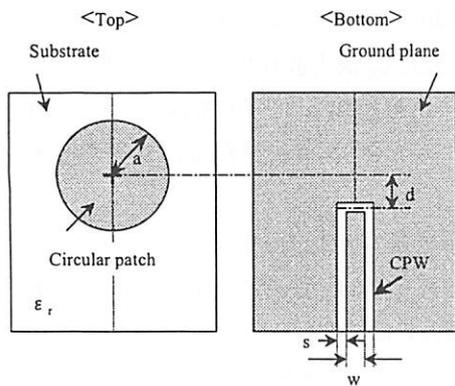


図 1. CPW 給電 CMSA

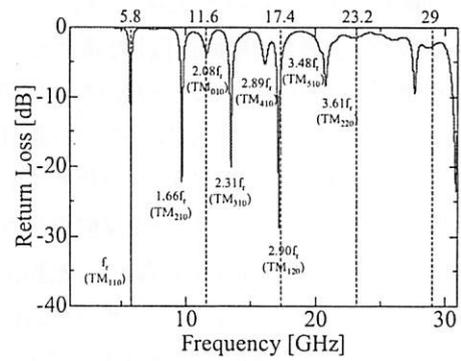
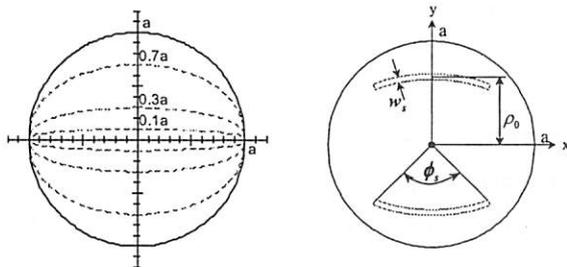


図 2. 入力特性(解析結果)



(a)パッチ表面の電流線 (b)スリット寸法

図 3. 高調波抑圧用スリット

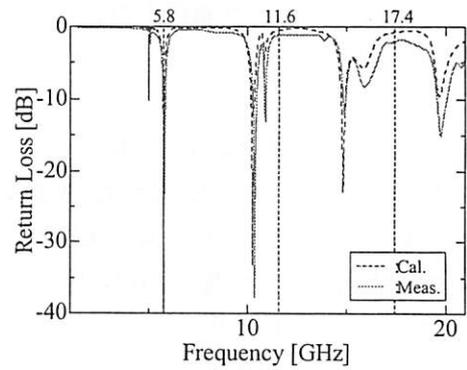


図 4. 入力特性(実験結果および解析結果)

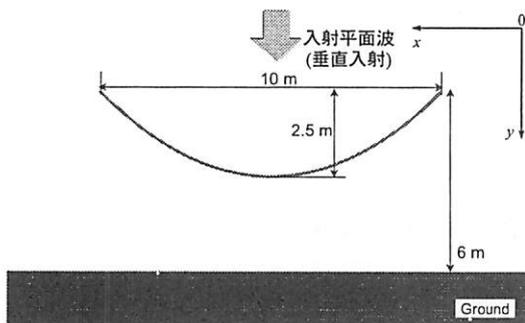


図 5. リフレクタの構造

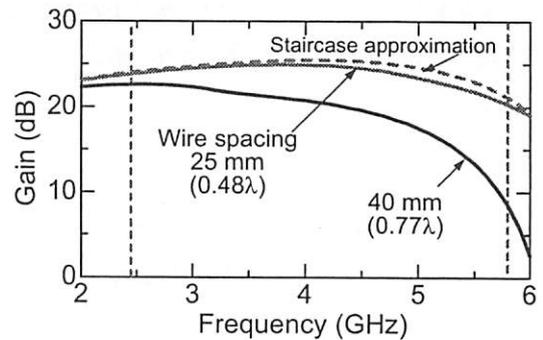


図 6. ワイヤ間隔と利得

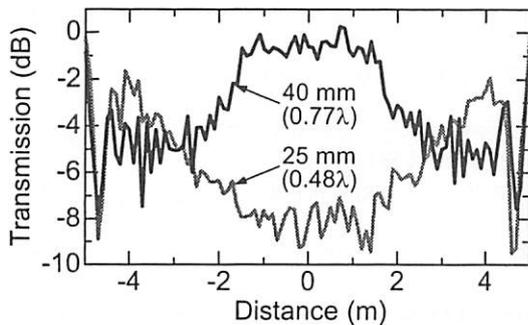


図 7. 反射鏡背面での透過電界空間分布。周波数 5.8GHz

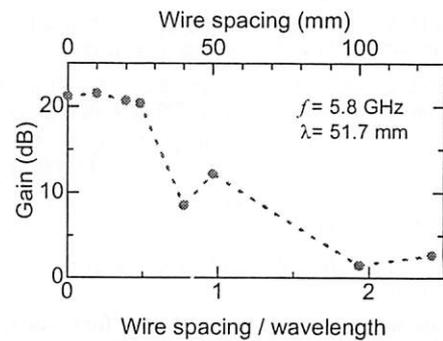


図 8. ワイヤ間隔と焦点位置における電界強度