

# オープンリング共振器と GaN SBD を用いたマイクロ波電力伝送

原内 健次<sup>\*1</sup> 岩崎 裕一<sup>\*1</sup> 林野 耕平<sup>\*1</sup> 敖 金平<sup>\*1</sup> 篠原 真毅<sup>\*2</sup> 外村 博史<sup>\*3</sup> 大野 泰夫<sup>\*1</sup>

<sup>\*1</sup>徳島大学ソシオテクノサイエンス研究部

<sup>\*2</sup>京都大学生存圏研究所

<sup>\*3</sup>UDトラックス株式会社

E-mail: <sup>\*1</sup>harauchi-k@ee.tokushima-u.ac.jp

**あらまし** 携帯機器の充電などを目的としたマイクロ波による非接触電力伝送の実験を行った。伝送手段にオープンリング共振器間の電磁共鳴を用い、整流用ダイオードには窒化ガリウム(GaN)ショットキーバリアーダイオード(SBD)を用いた。テフロン基板上にレクテナ回路を作製し、ポリエチレンテフタレートを挟んだレクテナ回路の最大 RF/DC 変換効率は周波数 2.45GHz において 49.9%(出力電力 3.1W、電圧 24.7V、負荷抵抗 200Ω)であった。

**キーワード** オープンリング共振器、GaN ショットキーバリアーダイオード、無線電力伝送、マイクロ波、レクテナ

## Microwave Power Transmission Using Open-Ring Resonator Coupling and GaN SBD

Kenji Harauchi<sup>\*1</sup> Yuichi Iwasaki<sup>\*1</sup> Kohei Hayashino<sup>\*1</sup> Jin-Ping Ao<sup>\*1</sup>

Naoki Shinohara<sup>\*2</sup> Hiroshi Tonomura<sup>\*3</sup> and Yasuo Ohno<sup>\*1</sup>

<sup>\*1</sup>Institute of Technology and Science, The University of Tokushima

<sup>\*2</sup>Research Institute for Sustainable Humanosphere, Kyoto University

<sup>\*3</sup>UD Trucks Corporation

E-mail: <sup>\*1</sup>harauchi-k@ee.tokushima-u.ac.jp

**Abstract** Experiments on wireless power transmission by microwave are carried out to develop the battery charging of mobile equipment. Open-Ring resonator coupling is used for the wireless power transmission and GaN Schottky barrier diode is used for signal rectification. A rectenna circuit is formed on teflon circuit board. The maximum RF to DC conversion efficiency of 49.9% at 2.45GHz with 200Ω load resistor where output power is 3.1W and the output voltage is 24.7V.

**Keyword** Open-ring resonator, GaN Schottky Diode, Wireless Power Transmission, Microwave, Rectenna

### 1. はじめに

近年、無線電力伝送の技術が注目され、電気自動車や携帯機器への非接触充電に向けて開発が進んでいる。多くは周波数 MHz オーダーで、伝送には共振器間の共鳴という近接場の現象を用いている。一方、宇宙太陽光発電所のような遠距離の伝送では GHz オーダーのマイクロ波進行波が使われる。どちらの伝送方式を用いるかは波長と伝送距離の関係で決まる。共鳴方式は波長オーダーの距離に限定されるが共振器の大きさは波長程度かそれ以下である。進行波は伝送距離に制限は無いが、電波を有効に送受信するためには波長より大きなアンテナが必要となる。

我々の研究室では、共鳴方式の一種であるオープンリング共振器無線接続(ECOR:Electromagnetic Coupling of Open-ring Resonators)を、60GHz のミリ波帯でチップ間信号伝送の用途として研究を進めてきた。この技術を 2.45GHz に適用すると、共振器の大きさおよび伝送距離は 1cm 程度になる。携帯電話などの携帯機器への充電を想定してこの技術を伝送路へ用いることとした。

マイクロ波による電力伝送では、伝送路の方式にかかわらず受電部でマイクロ波を直流に変換するレクテナ回路が存在する。レクテナ回路で重要となるのが整流ダイオードの性能である。ここでは高耐圧を維持し

つつ、総 ON 抵抗と容量の積  $\tau$  ( $\tau = R_{ON} \times C$ ) をできるだけ小さくすることが必要である。

本論文では、オープンリング共振器結合を非接触電力伝送手段として用い、GaN ショットキーバリアードダイオードによるレクテナ回路により、携帯機器への非接触充電を対象とした無線電力伝送実験の結果を報告する。

## 2. オープンリング共振器無線接続

2 つの平面回路に形成したオープンリング共振器を電磁界共鳴させるとバンドパスフィルタが形成され、帯域内では絶縁基板を透過して信号を効率よく伝送することが出来る。この技術は信号だけでなく電力伝送においても有効な手段となる。本論文では 2.45GHz で携帯機器の筐体を想定したプラスチック板を介した無線電力伝送の実験を紹介する。

オープンリング共振器は半波長共振器であり、その構造を図 1 に示す。リングの直径は  $\lambda/2\pi$ 、リングと給電線との接続点の位置により入出力線との整合を取っている。回路基板には、テフロン基板 (AD1000:  $\epsilon_r=10.2$ ,  $t=0.6\text{mm}$ ,  $\tan\delta=0.002$ ) を用いている。この基板上で周波数 2.45GHz において波長は 47.1mm、リングの直径は 8.1mm となる。給電線とリング中心線との取り付け角度は、電磁界シミュレータ HFSS により 65 度が最適であった。

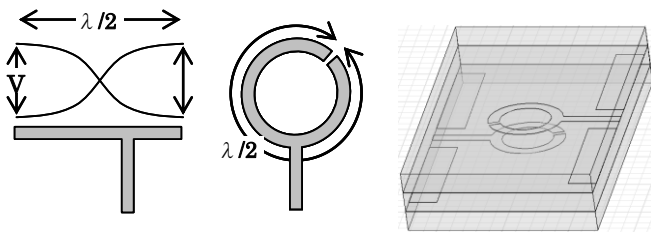
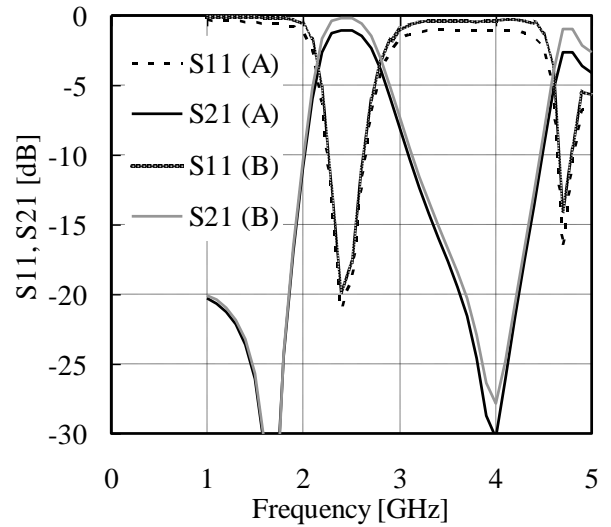


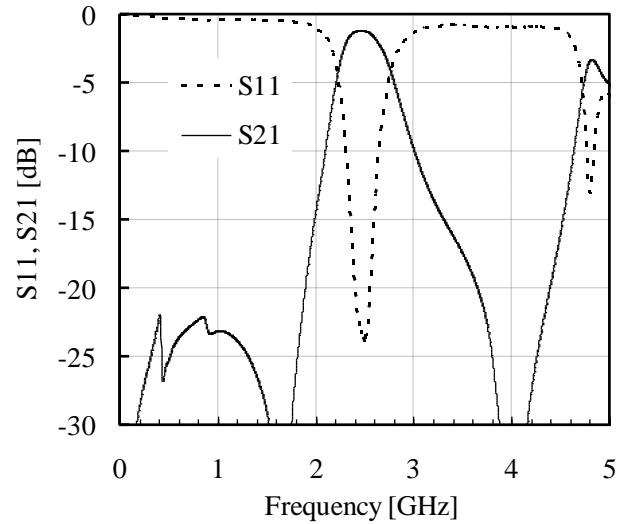
図 1 オープンリング共振器の構造

図 2 は、ポリエチレンテフタレート (PET:  $\epsilon_r=3$ ,  $t=0.5\text{mm}$ ,  $\tan\delta=0.025$ ) を 2 枚挟んだオープンリング共振器の (a)シミュレーションでの伝送特性と (b)実測値を示している。シミュレーションでは、導体部を銅 ( $\sigma=5.8 \times 10^7\text{S/m}$ ,  $t=18\mu\text{m}$ )、層間絶縁体の誘電損  $\tan\delta$  を 0.02 で仮定している。また、損失の要因を調べるために完全導体や  $\tan\delta=0$  でもシミュレーションを行った。シミュレーション結果によると、損失 ( $\text{Loss}=1-|S_{11}|^2-|S_{21}|^2$ ) は 20.4% で、その内訳は放射損 2.6%、導体損 5.7%、誘電損 12.1% であった。小信号測定において 2.45GHz の  $|S_{21}|^2$  は 76.1% とシミュレーションより若干低く、また帯域 (>-3dB) は 0.44GHz であった。



(a) シミュレーション結果

(A)完全導体、 $\tan\delta=0$ 、(B)銅、 $\tan\delta=0.02$



(b)小信号測定結果

図 2 オープンリング共振器結合の伝送特性

## 3. GaN ショットキーバリアードダイオード

今回のレクテナ回路に用いた GaN SBD のデバイス構造とエピ構造を図 3 に示す。エピ基板には低寄生容量かつ熱伝導が良好である半絶縁性 SiC 基板を用いている。これにバッファ層を介して、高不純物濃度の  $n^+$ -GaN アクセス層を形成した。アクセス層は、カソードまでの電流経路寄生抵抗を可能な限り低減するため高濃度で厚いほうが望ましく、不純物濃度  $>5 \times 10^{18}\text{cm}^{-3}$ 、厚さ  $1.2\mu\text{m}$  とした。ショットキー接触部となる  $n^-$ -GaN 活性層には、耐圧 100V を想定して不純物濃度  $1 \times 10^{17}\text{cm}^{-3}$ 、厚さ  $1.4\mu\text{m}$  とした。

また、デバイスには金属抵抗の低減のため、厚さ  $1.5\mu\text{m}$  の金メッキを施し、アクセス層抵抗の低減のため、幅  $2\mu\text{m}$ 、長さ  $100\mu\text{m}$  の細長いフィンガー構造を 5 本用意したマルチフィンガー構造となっている。レク

テナ回路との接続は、ワイヤーボンディングにより接続している。

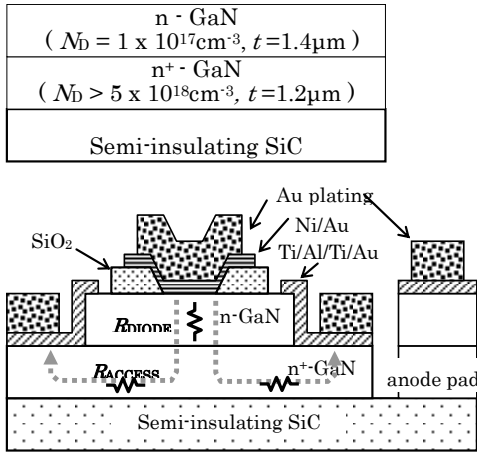


図 3 GaN SBD ダイオードのデバイス構造

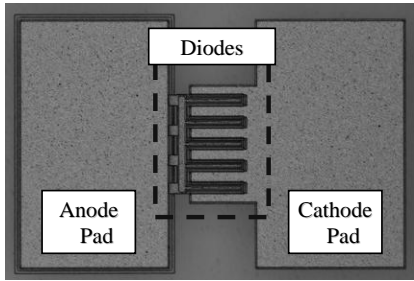


図 4 GaN SBD チップ写真  
フィンガーの面積：2μm×100μm

図 5 に 5 本フィンガーダイオードの順方向 I-V 特性、図 6 に 1 MHz での C-V 特性を示す。DC 特性より、ON 抵抗は 5.6Ω、ON 電圧は 1.1V であり、ゼロバイアス容量は 1.65pF であった。

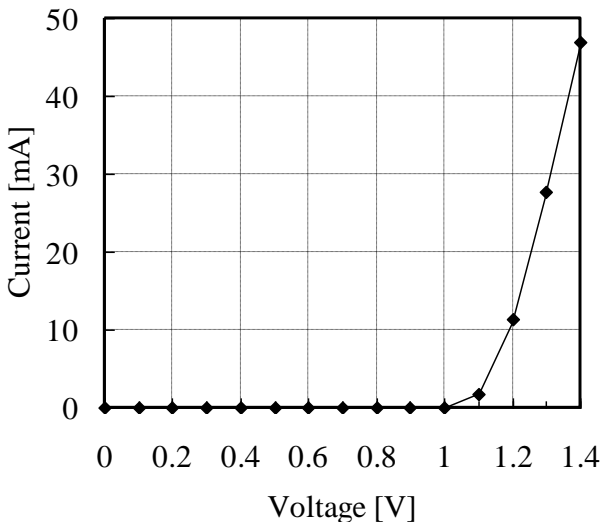


図 5 5 フィンガーダイオードの I-V 特性

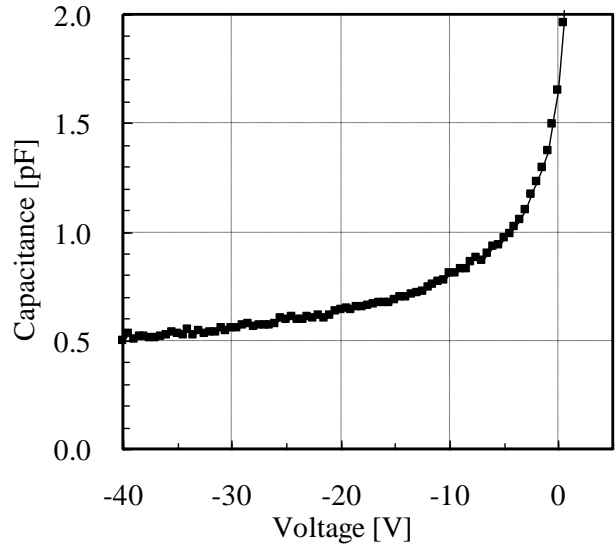


図 6 5 フィンガーダイオードの C-V 特性(1MHz)

#### 4. レクテナ回路の構成

図 7 に電力伝送実験の測定系を示す。周波数可変の信号源からの信号を増幅し、パワースプリッターを用いてそのうちの 1% を取り出して入力電力を測定する。またその後方向性結合器を設けて反射波を分離して反射電力を測定するとともに、反射波を吸収して系全体の動作に影響を与えないようにした。

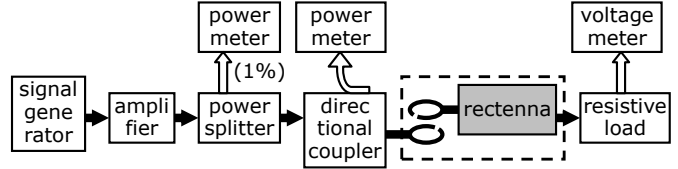


図 7 RF/DC 変換特性測定系

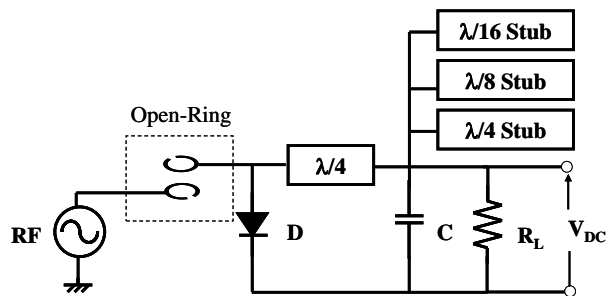


図 8 オープンリング共振器結合を含むレクテナ回路の構成

レクテナ回路にはオープンリング共振器接続を持つ 2 枚構成のもの、SMA コネクタを用いて直接レクテナ回路にマイクロ波を入力する 1 枚構成のものを用意した。2 枚構成のものでは給電側にはオープンリング共振器と SMA コネクタにより回路を作製し、受電側には、同じ構造のオープンリング共振器とレクテナ回路により構成されている[図 8]。レクテナ回路は GaN

SBDにより整流を行い、 $\lambda/4$ の長さの $50\Omega$ のマイクロストリップ線路を介してDC出力部へ接続している。出力部はDC以外のすべての高周波を遮断するため、 $100\text{pF}$ のチップコンデンサ、 $\lambda/4$ 線路、 $\lambda/8$ 線路、 $\lambda/16$ 線路のオープンスタブにより出力フィルターを用いている。負荷抵抗を出力フィルターと並列に接続しDC電力出力部とした。

出力フィルター部の特性を測定するために同構造の両側にSMAコネクタを配置した基板を用意し、その特性を測定した。図9にチップコンデンサと $\lambda/4$ 、 $\lambda/8$ 、 $\lambda/16$ の3つのオープンスタブによる出力フィルター部の小信号測定結果を示す。設計では第7次高調波まで対策を行ったはずであるが、図9の結果より基本波と基本波の奇数倍の高調波の効果は見られるが、それ以外の高調波に対してはスタブ長がずれており、またチップコンデンサによるフィルター特性も十分には良好なものではなかった。

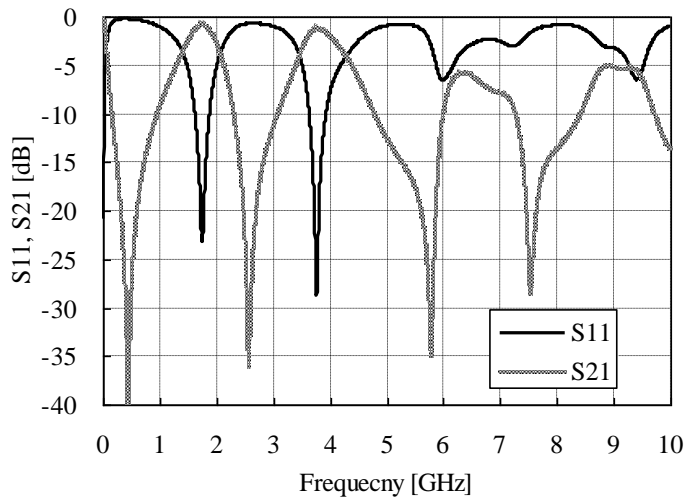


図9 レクテナシャント部のフィルター特性

### 5. 電力伝送特性

まず、無線接続部の無い整流回路のみの基板の特性を図10～図12に示す。周波数依存性を調べるために入力電力 $1.8\text{W}$ 、負荷抵抗 $40\Omega$ でのRF/DC変換効率について周波数を変えて測定した。出力フィルター特性では $2.6\text{GHz}$ 付近で透過がゼロとなるが、 $2.3\sim 2.7\text{GHz}$ で効率が最大となった。以降は $2.45\text{GHz}$ において測定を行う。

図11に負荷抵抗依存性を示す。負荷抵抗を増加させると出力電圧は上昇するがほぼ $25\text{V}$ で飽和した。入力電力 $1.8\text{W}$ では $50\Omega$ 系では振幅は $13.4\text{V}$ となるが、 $\lambda/4$ 線路を通した出力フィルターでの反射のためダイオード部での振幅はその2倍の $26.8\text{V}$ となるのでほぼその値となっている。ダイオードにかかるピーク間電圧は最大その倍の $50\text{V}$ 程度がかかっていることになる。

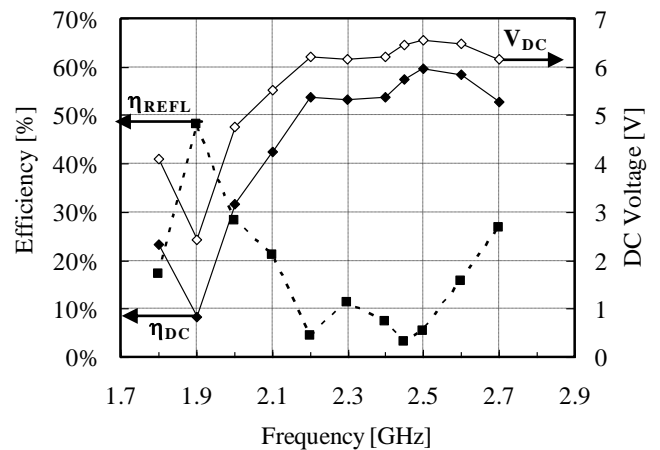


図10 直結型レクテナの周波数依存性  
 $P_{IN}=1.8\text{W}$ 、 $R_L=40\Omega$

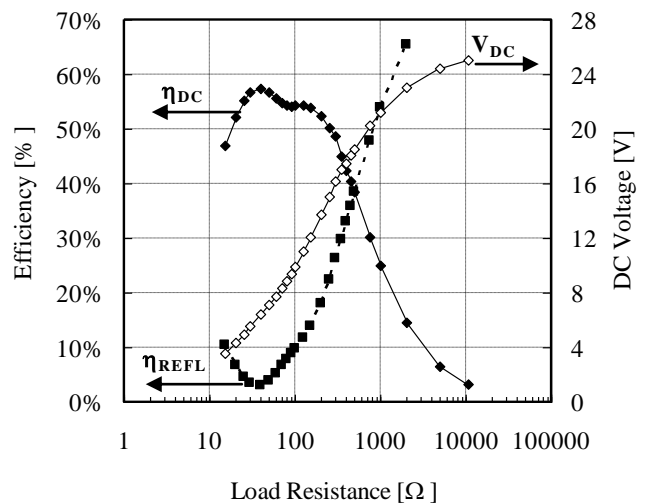


図11 直結型レクテナの負荷抵抗依存性  
 $f=2.45\text{GHz}$ 、 $P_{IN}=1.8\text{W}$

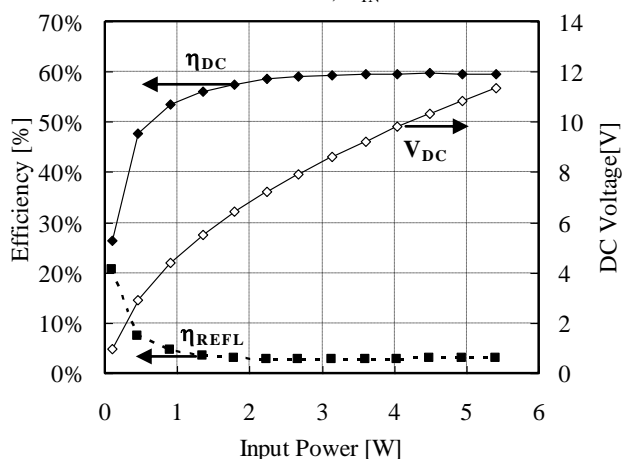


図12 直結型レクテナの入力電力依存性  
 $f=2.45\text{GHz}$ 、 $R_L=40\Omega$

負荷抵抗が $40\Omega$ で反射電力が最も低くなり、その時出力電圧は $6\text{V}$ 程度であった。また、RF/DC変換効率には2つのピークが存在し、1つは反射の少ない $40\Omega$ であるが、もう一つは反射が10数%ある $200\Omega$ 、出力電

圧 14V 付近である。反射損失を除いたダイオードでの変換効率はこの部分の方が大きい。

図 12 に入力電力依存性を示す。負荷抵抗は  $40\ \Omega$  としている。入力電圧を上げると効率は上昇し飽和する。低電力ではダイオードにかかるピーク間電圧が低く、ダイオードの ON 電圧の影響が大きい。電力の上昇とともにその影響が小さくなるためである。出力電圧は電力のほぼ平方根で上昇する。最大となる RF/DC 変換効率は入力電力  $4.5\text{W}$  のときで  $59.7\%$  (反射率  $2.9\%$ 、出力電圧  $10.3\text{V}$ 、DC 電力  $2.7\text{W}$ ) であった。

次に、オープンリング共振器結合を介したレクテナ回路の特性を図 13~図 15 に示す。回路基板の間には厚さ  $0.5\text{mm}$  の PET 板を 2 枚挿入している。図 13 に、入力電力を  $1.9\text{W}$ 、負荷抵抗を  $41\ \Omega$  に固定し、周波数依存性を測定した結果を示す。オープンリング共振器無線接続のバンドパスフィルタの影響により、DC 電力は直結型に比べ  $2.5\text{GHz}$  を中心とする帯域外で急速に低下し、 $1.9\text{GHz}$  においてほぼゼロとなっている。

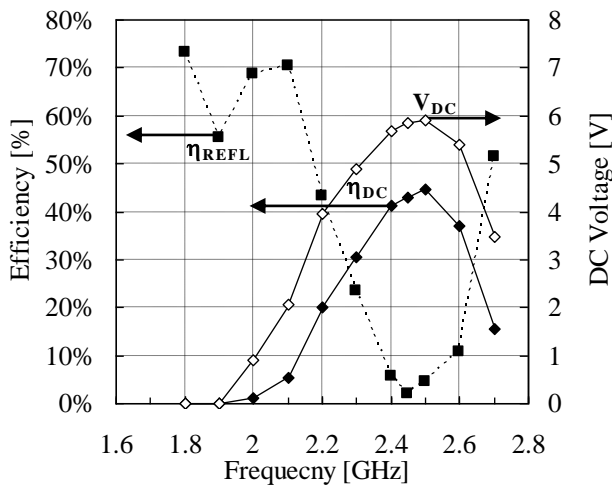


図 13 オープンリング共振器結合を持つレクテナの周波数依存性  
 $R_L=41\ \Omega$ ,  $P_{IN}=1.9\text{W}$

図 14 に、入力電力  $1.9\text{W}$ 、周波数  $2.45\text{GHz}$  に固定し、負荷抵抗依存性を示す。直結型とよく似た特性を示し、負荷抵抗を増加させると出力電圧は約  $24\text{V}$  で飽和した。また、RF/DC 変換効率において負荷抵抗  $45\ \Omega$  と  $200\ \Omega$  においてピークが見られ、両抵抗値に対して入力電圧依存性を測定した。RF/DC 変換効率は、負荷抵抗  $45\ \Omega$ 、入力電力  $4.3\text{W}$  のとき  $45.1\%$  (出力電圧  $9.3\text{V}$ 、DC 電力  $1.9\text{W}$ ) であり、負荷抵抗  $200\ \Omega$ 、入力電力  $6.1\text{W}$  のとき  $49.9\%$  (出力電圧  $24.7\text{V}$ 、DC 電力  $3.1\text{W}$ ) であった。直結型が  $59.7\%$  であったのに対し、その  $80\%$  程度の効率となった。

オープンリング共振器の  $2.45\text{GHz}$  における伝送効率は  $76.1\%$  [図 2] であったので、逆算するとオープンリング付きの整流回路での RF/DC 変換効率は、負荷抵抗

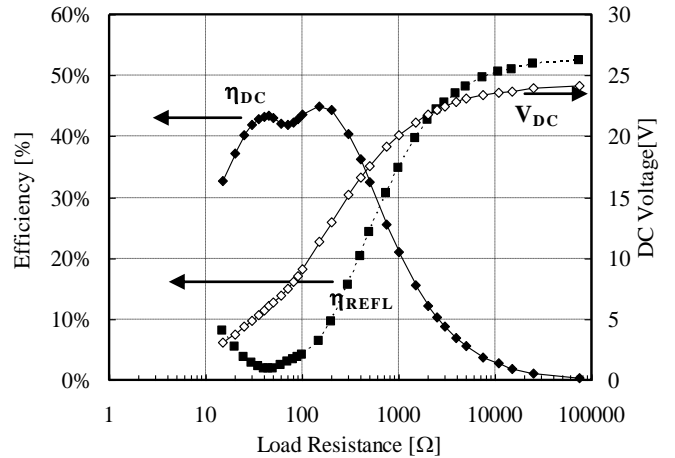
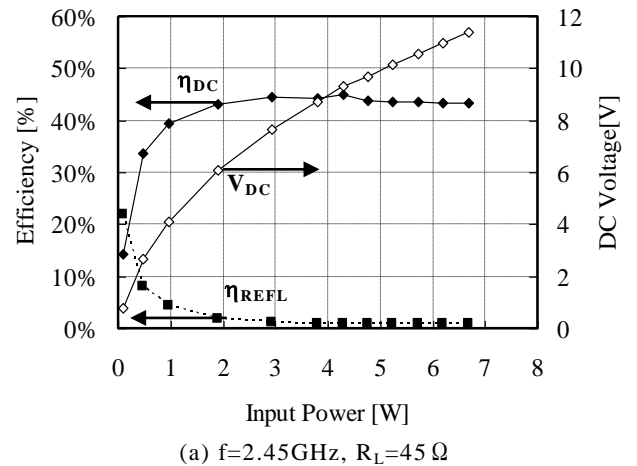
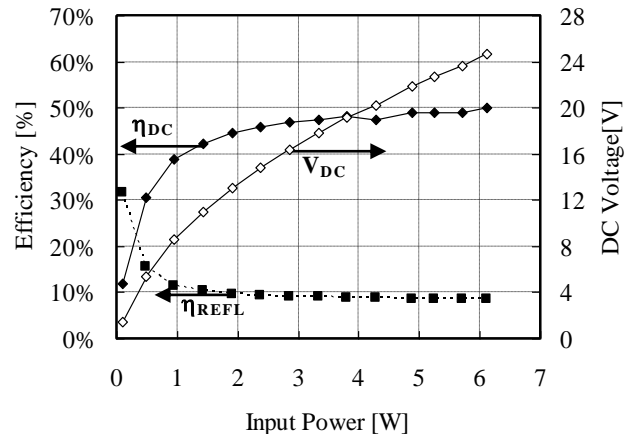


図 14 オープンリング共振器結合を持つレクテナの負荷抵抗依存性  
 $f=2.45\text{GHz}$ ,  $P_{IN}=1.9\text{W}$



(a)  $f=2.45\text{GHz}$ ,  $R_L=45\ \Omega$



(b)  $f=2.45\text{GHz}$ ,  $R_L=200\ \Omega$

図 15 オープンリング共振器結合を持つレクテナの入力電力依存性

$45\ \Omega$  では  $59.3\%$ 、負荷抵抗  $200\ \Omega$  では  $65.6\%$  となった。整流回路のみの回路より RF/DC 変換効率が若干向上し、反射の大きかった負荷抵抗の高い側でより向上している。オープンリング共振器結合はバンドパスフィルタの特性を持つ。基本的には整流回路で発生する

高調波へも透過特性を示すが、バンドパスフィルター特性が高調波の反射を抑制しているためでは無いかと推測している。

## 6. まとめ

オープンリング共振器無線接続と GaN SBD を用いたレクテナ回路により、非接触電力伝送の実験を行った。最大の変換効率は 2.45GHz、負荷抵抗 200Ω、入力電力 6.1W で得られ、出力電圧 24.7V、RF/DC 変換効率は 49.9%であった。200Ωでは入力電力 1W~6W で変換効率は 40%以上を維持し、出力電圧は 8V~24V へと変化する。また、負荷抵抗 45Ωでも入力電力 1W~6W で変換効率は 40%以上を維持し、出力電圧は 4V~11V であった。オープンリング共振器結合の伝送効率は 76%程度で、ダイオード部のみでの変換効率は 60%程度と予想される。

今回用いた回路基板は、比誘電率 10.2 のテフロン基板を用いており、オープンリングの直径は 8.1mm、 $\lambda/4$  線路の長さは 11.8mm となった。シミュレーションや実験により、リング間の中心の位置合わせ許容誤差はリング直径の半分程度、層間膜の厚さは 1 mm 程度で携帯機器の充電には十分な位置合わせマージンを持っている。層間膜は誘電損さえ無ければ 1cm 程度まで離せることがシミュレーションから予測されており、 $\tan\delta$ の小さい層間材が望まれる。今後の効率向上のためには、ダイオードのオン抵抗、オフ容量の低減、出力フィルターの高精度化とともに、高調波の処理、反射波の低減が必要となろう。

## 文 献

- [1] 高橋健介、敖金平、篠原真毅、丹羽直幹、藤原暉雄、大野泰夫、”マイクロ波無線ユビキタス電源用 GaN ショットキーダイオードの開発”信学技報 ED2009-158、pp.145-150(2009)
- [2] Yuka Okuyama, Jin-Ping Ao, Ikuo Awai and Yasuo Ohno, Wireless Inter-Chip Signal Transmission by Electromagnetic Coupling of Open-Ring Resonators, Japanese Journal of Applied Physics, Vol.48, No.04, p.04C025, 2009.
- [3] Kenji Harauchi, Yuichi Iwasaki, Jin-Ping Ao, Naoki Shinohara, Hiroshi Tonomura, Yasuo Ohno, “ Power Transmission through Insulating Plate Using Open-Ring Resonator Coupling and GaN Schottky Diode, ” IMWS-IWPT 2011, May 12-13, 2011 – Uji (Kyoto), Japan, IWPT2-2 (2011)
- [4] 原内健次、岩崎裕一、林野耕平、敖金平、篠原真毅、外村博史、大野泰夫、”オープンリング共振器と GaN ショットキーダイオードを用いた無線電力伝送”、信学会ソ大会 (2011/9/13-16 札幌市) C-10-6、エレク

トロニクス講演論文集 2、p.60 (2011)

- [5] 原内健次、岩崎裕一、阿部まみ、敖金平、篠原真毅、外村博史、大野泰夫、”オープンリング共振器接続によるマイクロ波無線電力伝送信学会全国大会 (2011/3/14-17 東京都),C-10-8、エレクトロニクス公演論文集 2、p.55 (2011)
- [6] 岩崎裕一、原内健次、福居和人、敖金平、大野泰夫、”電力伝送用オープンリング共振器無線接続の評価”、信学会ソ大会 (2011/9/13-16 札幌市) C-2-31、エレクトロニクス講演論文集 2、p.52 (2011)