

# GaN SBDとオープンリング共振器を用いた非接触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> 塩入 達明<sup>\*1</sup> 福居 和人<sup>\*1</sup> 敖 金平<sup>\*1</sup> 大野 泰夫<sup>\*1</sup> 篠 原 真毅<sup>\*2</sup> 外村 博史<sup>\*3</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>ボルボテクノロジー・ジャパン株式会社

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

あらまし テフロン基板上に GaN SBD を用いたレクテナ回路を作製し、入力部にオープンリング共振器無線接続を用いたマイクロ波非接触電力伝送の実験を行った。ダイオードのフィンガー数を 5, 10, 15 と変えることで反射が大きく替わるが、ダイオードでの損失に関しては大きな変化は見られない。非接触レクテナ回路の最大 RF/DC 変換効率は 5 フィンガーの場合で、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ダイオード、無線電力伝送、マイクロ波、レクテナ

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

Kenji Harauchi<sup>\*1</sup> Yuichi Iwasaki<sup>\*1</sup> Kohei Hayashino<sup>\*1</sup> Tatsuaki Shioiri<sup>\*1</sup> Kazuhito Fukui<sup>\*1</sup>

Jin-Ping Ao<sup>\*1</sup> Yasuo Ohno<sup>\*1</sup> Naoki Shinohara<sup>\*2</sup> Hiroshi Tonomura<sup>\*3</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>Volvo Technology Japan Corporation

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

**Abstract** Experiments on wireless power transmission are carried out using rectenna circuit on teflon board an open-ring resonator coupling for wireless power transmission and GaN Schottky barrier diode for rectification. Different finger numbers of the diode(5, 10 and 15), the reflection varies severely, but the loss by the diode changes only slightly. The maximum RF to DC conversion efficiency as non-contact rectenna circuit is obtained for 5 finger diode as 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

マイクロ波電力伝送では、宇宙太陽光発電所や電気自動車への充電、携帯機器への非接触充電など多岐にわたる応用が期待されている。伝送距離と用途に応じて波長と伝送距離の関係から、マイクロ波進行波を用いた伝送や、共振器間の共鳴という近接場の現象などが伝送方式として選択される。

マイクロ波電力伝送における受電部では、伝送路の方式に関わらずマイクロ波を直流に変換するレクテナ回路が存在し、レクテナ回路の性能は整流ダイオード

の特性により大きく変化する。マイクロ波電力伝送で要求されるダイオードの性能は、高耐圧を維持しつつ、総ON抵抗と容量の積 $\tau$  ( $\tau=R_{ON} \times C_{OFF}$ )をできるだけ小さくすることである。耐圧が決まるとダイオードの性能指標である $\tau$ 積は電子移動度と絶縁破壊電界により決定し、ワイドバンドギャップ半導体の中でも高い絶縁破壊電界と電子移動度を有する窒化ガリウム(GaN)への期待が大きい。

本論文では、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) を非接触電力伝送の手段として用い、GaN ショットキーバリアダイオード(SBD)を用いたレクテナ回路により電力伝送の実験を行った。その際、ダイオードのフィンガー数を変えたレクテナ回路を用意し、それぞれの電力伝送の実験結果を報告する。

## 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マイクロ波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。

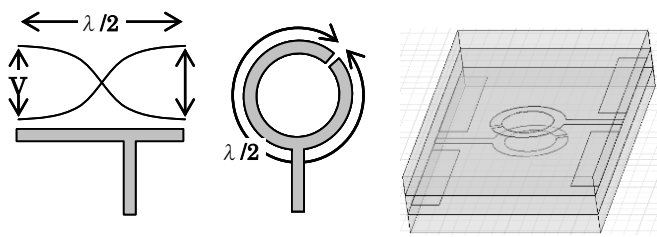


図1 オープンリング共振器の構造

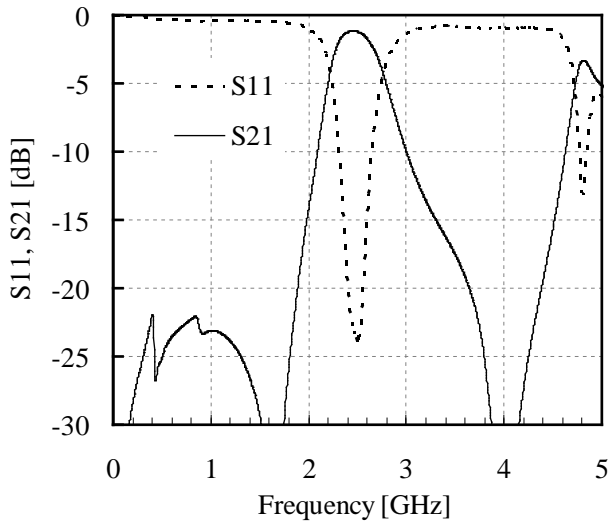


図2 オープンリング共振器結合の小信号測定結果

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小信号測定の結果を示している。2.45GHzの $|S_{21}|^2$ は76.1%、帯域(>-3dB)は0.44GHzであった。

## 3. ワイドバンドギャップ半導体の優位性

ダイオードの耐圧は破壊電界と半導体の不純物濃度分布で決まる。不純物濃度を低減して高耐圧化を狙うと、ON抵抗が増加してしまう。また、容量も不純物濃度に依存する。このように高耐圧と低ON抵抗、低容量はトレードオフの関係がある。

高耐圧を維持するための高い絶縁破壊電界を持つ材料として、ワイドバンドギャップ半導体が有望視されている。なかでもバンドギャップが3.4eVと高く、絶縁破壊電界がシリコン(Si)の10倍以上ある窒化ガリウム(GaN)は、電力損失の少ない次世代ハイパワーデバイス用半導体として期待されており、さらにSiにおける微細化の限界を解決できるとされている。また、優れた高周波数特性も持ち、ヘテロ構造を用いたトランジスタはすでに携帯基地局等で実用化まで至っている。

ダイオードの性能指標である $\tau$ 積( $\tau=R_{ON} \times C_{OFF}$ )の理論解析を式(1)に示す。

$$\tau = R_{ON} C_{OFF} = \frac{4V_B}{\mu E_C^2} \dots (1)$$

ここで、 $V_B$ は耐圧、 $E_C$ は絶縁破壊電界、 $\mu$ は電子移動度である。 $\tau$ 積は移動度と絶縁破壊電界の2乗に逆比例する。周波数を固定した場合、時定数も一定にする必要があるが、その場合使用できる最大電圧は移動度と絶縁破壊電界の2乗に比例する。このように、高い絶縁破壊電界を持つ窒化ガリウム(GaN)がマイクロ波電力整流用ダイオードとして極めて効果的である。

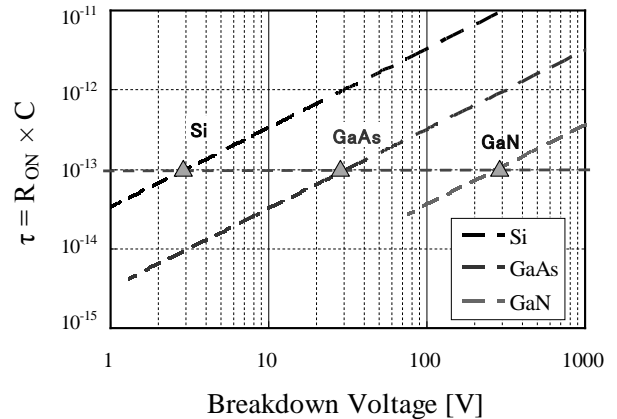


図3 破壊耐圧と $\tau=R_{ON} \times C$ の関係性

図3にGaN、GaAs、Siの耐圧と $\tau$ の関係性を示す。

上述したように、 $\tau$ の逆数、つまり同じ周波数で使うとなれば、GaNはSiやGaAsに比べて数十倍もの大電力を扱うことができる。

#### 4. GaN ショットキーバリアダイオード

レクテナ回路に用いたGaN SBDのデバイス構造と

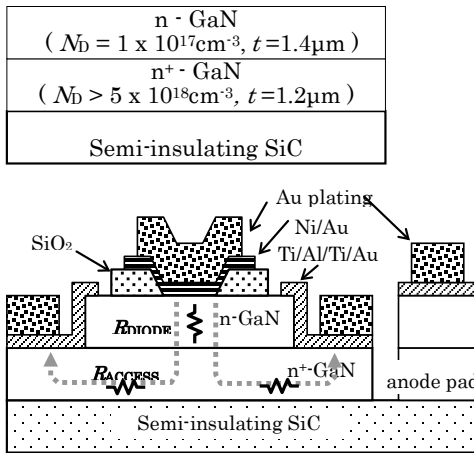


図 4 GaN SBD ダイオードのデバイス構造

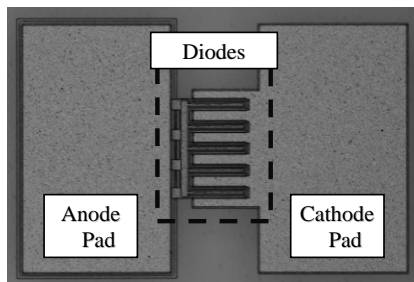


図 5 GaN SBD(5finger)チップ写真  
 フィンガーの面積：2μm×100μm

エピ構造を図 4 に示す[A]。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<sup>+</sup>-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1.2μmとした。ショットキー接触部となるn<sup>-</sup>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1.4μmとした。

表 1 フィンガー数ごとのダイオード特性

フィンガー数[本]	5	10	15
オン抵抗[Ω]	4.6	4.3	3.3
オン電圧[V]	1.0	1.2	1.2
リーク電流(@-40V)[μA]	88	14	1.1
ゼロバイアス容量[pF]	1.6	3.2	4.6
時定数 $\tau=R_{ON} \times C_{j0}$ [ps]	7.36	13.76	15.18

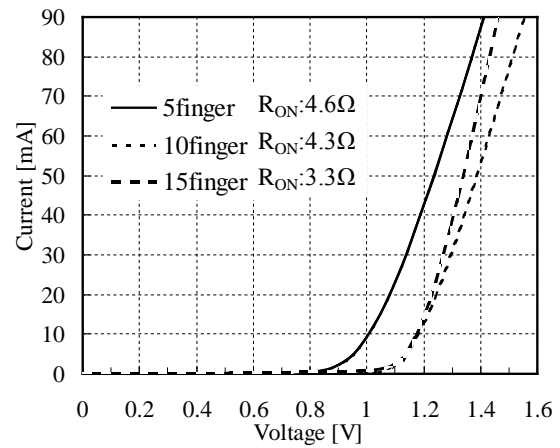


図 6 GaN SBD の順方向 I-V 特性

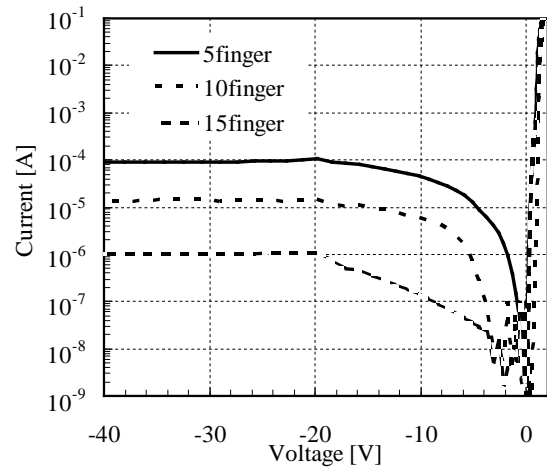


図 7 GaN SBD の逆方向 I-V 特性

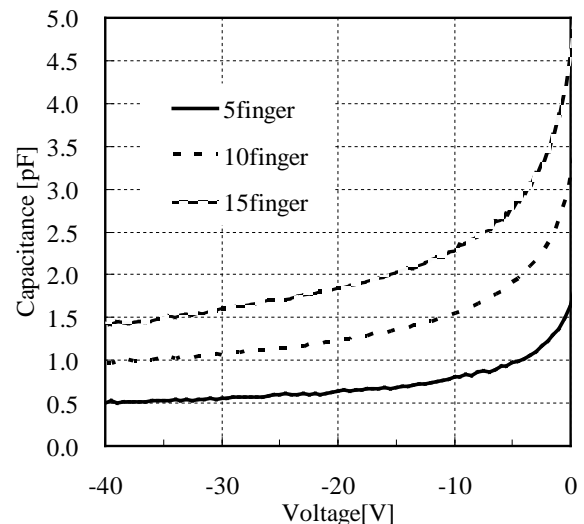


図 8 GaN SBD の C-V 特性

また、デバイスには金属抵抗の低減のため、厚さ1.5μmの金メッキを施し、アクセス層抵抗の低減のため、幅2μm、長さ100μmの細長いフィンガー構造を5, 10, 15本のマルチフィンガー構造のものを用意した。

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。フィンガー数を増加させることは、並列接続するダイオード個数を増加させることを意味し、フィンガー数に比例してオン抵抗は減少し、容量は増加する。今回取り扱ったダイオードでは、デバイス作製プロセスの問題から比例関係とはならなかったが、特性は表 1 に示した値となった。

### 5. 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。

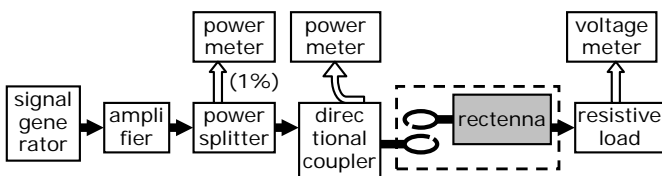


図 9 RF/DC 変換特性測定系

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る出力フィルタを用いている。負荷抵抗を出力フィルタと並列に接続し DC 電力出力部とした。

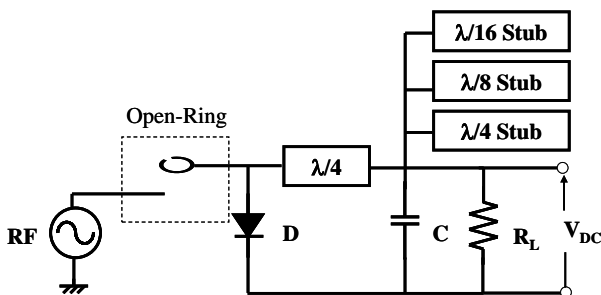


図 10 オープンリング共振器結合を含むレクテナ回路の構成

出力フィルタ部の特性を測定するために同構造の両

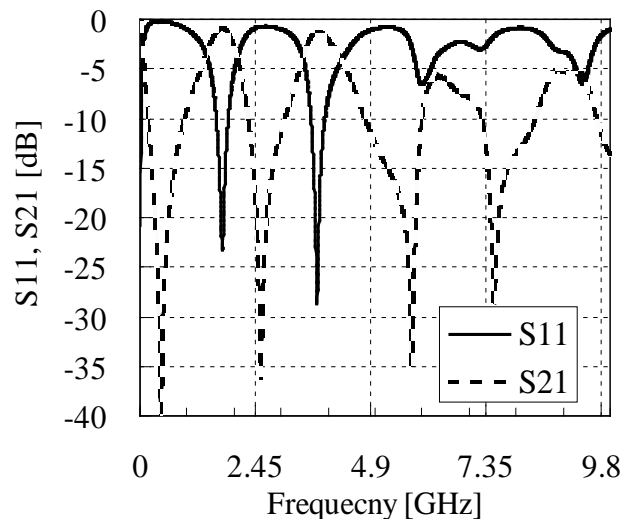


図 11 出力フィルタの小信号測定

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特性も十分には良好なものではなかった。

### 6. 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 12 に示す。フィンガー数により反射電力が増減するため、効率の計算には式(2)として定義した。

$$\eta_{OUT} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} \quad (2a)$$

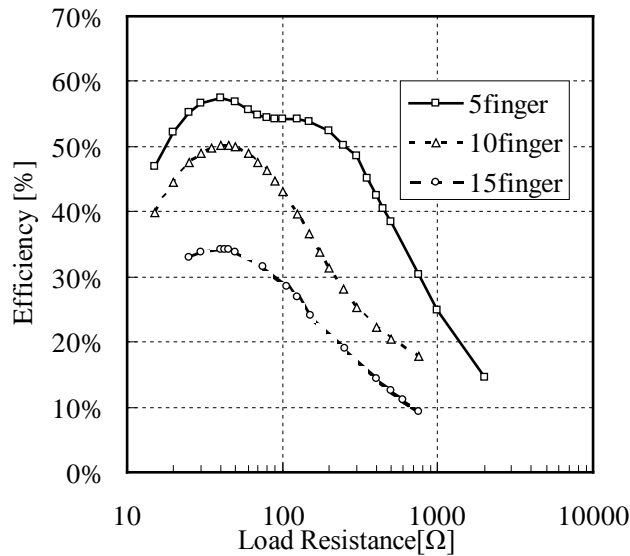
$$\eta_{DIODE} = \frac{P_{OUT}}{P_{IN} - P_{REFL}} \quad (2b)$$

$$\eta_{REFL} = \frac{P_{REFL}}{P_{IN}} \quad (2c)$$

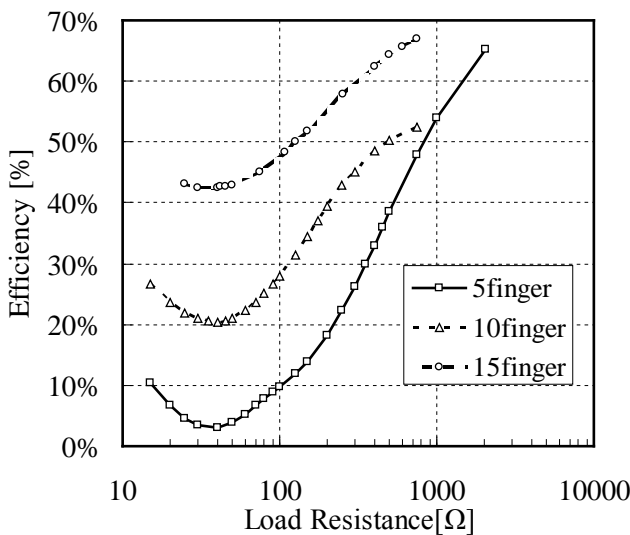
以降、 $\eta_{OUT}$  をレクテナ回路の外部効率とし、 $\eta_{DIODE}$  を内部効率、 $\eta_{REFL}$  を反射率と称する。

周波数を  $2.45\text{GHz}$  入力電力は  $1.8\text{W}$  で固定したが、負荷抵抗、フィンガー数により反射電力は増減する。フィンガー数の増加によりダイオードの寄生容量増加のために反射電力は増大し、外部効率は減少する。

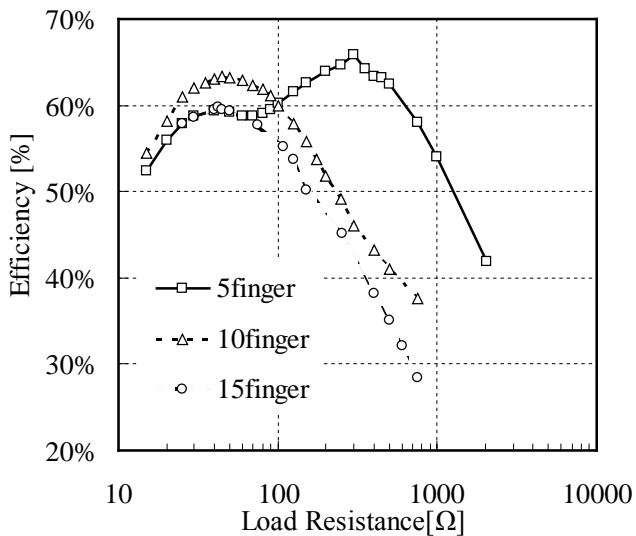
その中で、全てのフィンガー数で負荷抵抗  $40\Omega$  付近で反射率が小さかった。負荷抵抗  $40\Omega$  で内部効率が最も高かったのは 10 フィンガーの場合で 63.1%(外部効



(A) 外部効率



(B) 反射率



(C) 内部効率

図 12 効率のフィンガー数依存性  
 ( $f=2.45\text{GHz}$ , 入力電力 1.8W, )

率 50.2%, 反射率 20.42%, 出力電圧 6.0V)であった。

図 13 に周波数を 2.45GHz、負荷抵抗を 40Ωで固定したときの内部効率と出力電圧を、反射電力を差し引いたダイオードに入力した電力依存性を示す。入力電力を上げると内部効率は上昇し、飽和する。これは、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。最大となる内部効率は、10フィンガーダイオードを利用した整流回路が最も高く、ダイオード入力電力 4.8W のとき 68.1%(入力電力 5.3W, 外部効率 60.7%, 反射率 10.9%, 出力電圧 11.4V)であった。

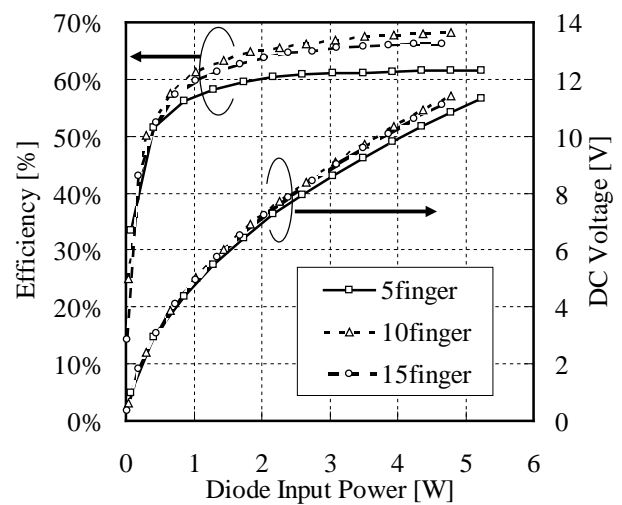


図 13 ダイオード入力電力依存性  
 (周波数 2.45GHz, 負荷抵抗 40Ω)

また反射が大きくなるが負荷抵抗を変えて測定した場合、内部効率が最大となったのは、5フィンガーのダイオードで負荷抵抗 300Ωにおいて 65.9%(外部効率 48.6%, 反射率 26.3%, 出力電圧 16.2V)であった。

ダイオードでの損失として、ダイオードオン時ではオン抵抗と電圧により電力損失が発生するが、ダイオードオフ時では、変位電流とダイオードの寄生抵抗により電力損失が発生する。そのため同じ時定数  $\tau$  を持っても周波数に応じた容量と抵抗の最適化が重要である。図 13 において、1W~6W までのダイオード入力電力で 10フィンガーのダイオードが最も内部効率が高かったのはそのためであると推測している。

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 14 に示す。ダイオードは外部効率の高かった 5フィンガーのダイオードを使用した。回路基板の間には厚さ 0.5mm の PET 板を 2枚挿入している。図 13 に、入力電力を 1.9W、負荷抵抗を 41Ω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 2.5GHz を中心とする帯域外で

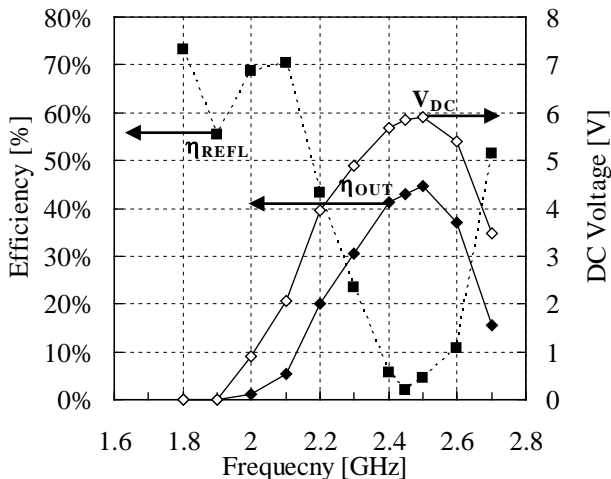


図 14 オープンリング共振器結合を持つ  
 レクテナの周波数依存性  
 ( $R_L=41\ \Omega$ ,  $P_{IN}=1.9W$ )

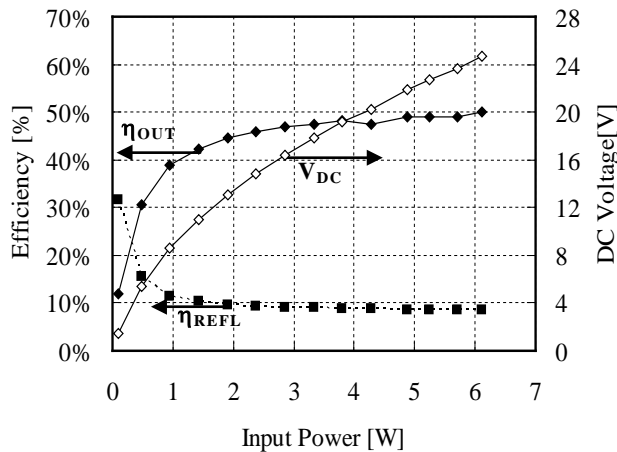


図 15 オープンリング共振器結合を持つ  
 レクテナの入力電力依存性  
 ( $f=2.45GHz$ ,  $R_L=200\ \Omega$ )

急速に低下し、1.9GHzにおいてほぼゼロとなっている。

図 15 に入力電力依存性を示す。負荷抵抗の値により反射率は増減するが、周波数 2.45GHz、負荷抵抗 200 Ω、入力電力 6.1W において外部効率は最大となり 49.9%(出力電圧 24.7V、DC 電力 3.1W)であった。オープンリング共振器の 2.45GHz 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外部効率は、負荷抵抗 200 Ωでは 65.6%となった。整流回路のみの回路より外部効率が若干向上した。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。

## 7. まとめ

フィンガー数の異なる GaN ショットキーバリアダ

イオードを用いてレクテナ回路を作製し、電力伝送実験を行った。最大となる内部効率は、10 フィンガーのダイオードを使用したレクテナ回路で、周波数 2.45GHz、負荷抵抗 40 Ω、ダイオード入力電力 4.8W のとき 68.1%(入力電力 5.3W、外部効率 60.7%、反射率 10.9%、出力電圧 11.4V)であった。オープンリング共振器による非接触電力伝送を含むレクテナ回路において最大の外部効率は、周波数 2.45GHz、負荷抵抗 200 Ω、入力電力 6.1W で得られ、出力電圧 24.7V、外部効率 49.9%であった。

今後の効率の向上のためには、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るが、更なる損失の低減のためにはオン抵抗とオフ容量の最適化が必要となろう。

## 文 献

- [1] 高橋健介、救金平、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] K. Takahashi, J-P Ao, Y. Ikawa, C-Y Hu, H. Kawai, N. Shinohara, N. Niwa, and Y. Ohno, : GaN Schottky Diodes for Microwave Power Rectification, Japanese Journal of Applied Physics, Vol.48, No.4, 04C095, 2009
- [4] 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)
- [5] 原内健次、岩崎裕一、林野耕平、救金平、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)
- [6] 原内健次、岩崎裕一、阿部まみ、救金平、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)
- [7] 岩崎裕一、原内健次、福居和人、救金平、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)