

高調波遮断フィルタを用いた GaN SBD レクテナ回路

林野 耕平 久米保奈美 福居和人 岩崎 裕一 敖 金平 大野 泰夫

徳島大学ソシオテクノサイエンス研究部 〒770-8506 徳島市南常三島町 2-1

E-mail: ohno@ee.tokushima-u.ac.jp

あらまし レクテナ回路において、高調波遮断フィルタを用いて反射波を基本波のみとすることでインピーダンス整合が簡単になり、反射を抑制することが可能となった。回路シミュレーションによれば、高調波遮断フィルタを通すことでレクテナ回路は SBD 接合容量と負荷抵抗の並列接合に近い線形特性になる。その特性は入力電力の変化に対して大きく変わらず、整合作業が不安定になるようなことは無い。また、高周波遮断フィルタによっても大きく変わらなかった。GaN SBD を用いた 2.45GHz のレクテナ回路に対して反射抑制を行い、任意の負荷抵抗での反射抑制を実証した。

キーワード レクテナ回路、高調波遮断フィルタ、インピーダンス整合、GaN SBD、反射抑制

GaN SBD Rectenna Circuit with Higher-Harmonics Rejection Filter

K. Hayashino, H. Kume, K. Fukui, Y. Iwasaki, J. -P. Ao and Y. Ohno

Institute of Technology and Science, The University of Tokushima,

2-1 Minami-Josanjima, Tokushima 770-8506, Japan

E-mail: ohno@ee.tokushima-u.ac.jp

Abstract Inserting a higher-harmonics rejection filter in rectenna circuits, the reflected signal contains only the fundamental-mode. Then, the impedance matching becomes easy allowing the complete suppression of the reflection. Circuit simulation results indicated that the rectenna circuits look like the parallel connection of the junction capacitance of the SBD and load resistance. The parameters did not vary so largely that the matching operation is stable. Also, the filter characteristics did not largely affect the parameters. The technique is applied to GaN SBD rectenna circuits and confirmed that the reflection suppression at any load resistance values.

Keyword Rectenna Circuit, Higher-Harmonics Rejection Filter, Impedance Matching, GaN SBD, Reflection Suppression

1. はじめに

無線電力伝送で用いられるレクテナ回路では、ダイオード部からの反射はそのままアンテナから空間へ再放射されるため単純に損失となる。ダイオードの非線形性から反射波は基本波の整数倍の高調波を含むため、これらの波を同時にインピーダンス整合して反射をゼロにすることは極めて難しい。

負荷抵抗や出力 DC 電圧を制御することで、基本波や高調波成分を小さくすることである程度の反射抑制は可能である。しかし、反射を抑制した回路が、ダイオードにとって最適の条件では無く、一般には反射が最小となる負荷条件とダイオード損失が最小となる負荷条件が異なり、結果として回路の能力を最大には引き出せていない[1]。

そこで、任意の負荷条件で反射を抑制する方法を検討した。一周波数のサイン波の場合は、L や C などのリアクタンスを用いて損失無く反射を抑制することは、インピーダンス整合としてよく知られている。そこで、レクテナ回路に高調波遮断フィルタを設けて反射波を基本波のみにすることを試みた。この状態が回路的に安定でかつ大きな損失を発生しなければ単一周波数でのインピーダンス整合技術が利用可能となる。

本論文では、レクテナ回路に高調波フィルタを入れた場合の影響、その技術を 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適用した結果を報告する。

2. 高調波遮断フィルタによるダイオード特性

図1にシングルシャントレクテナ回路と典型的な入出力信号波形を示す。整流ダイオードは順方向電圧範囲では $Z=0$ 、逆方向では $Z=\infty$ となり、また $\lambda/4$ 先にあるキャパシタ部では $Z=0$ となる。これらの効果で反射波形はサイン波の上端部と下端部を折り返した波形となる。折り返しの電圧は出力DC電圧で決まり、それにより基本波の反射が消える条件も存在している。この条件では特別な工夫をせずとも反射が小さくなるが、交流振幅に比べDC出力電圧が低い状態なのでダイオードでの損失は大きくなる。

そこで、ダイオードの前に高調波遮断フィルタを設けた場合について、その反射や変換特性について回路シミュレータ Microwave Office(MWO)を用いて検討した。高調波フィルタとしては、オープンスタブを用いて2~6次の高調波を遮断し、かつ各周波数の反射波の振幅がダイオード部で最大となるように配置したもの(フィルタ A)、オープンスタブをすべて同じ場所に置いたもの(フィルタ B)、基本波と2次高調波の各周波数の中間にバンド端を設けたバターワース型のLPFである。各フィルタの透過特性を図2に示す。

高調波遮断フィルタを通した場合のレクテナ回路の特性を回路シミュレータで調べる。シミュレーションに用いた回路図を図3に示す。解析は大信号解析で

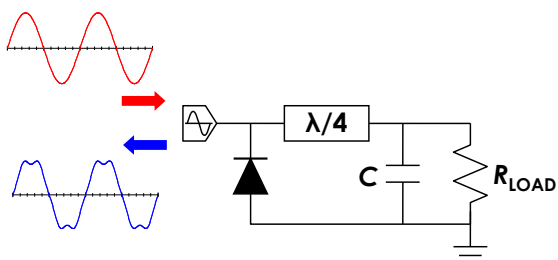


図1 シングルシャントレクテナ回路とその入出力波形

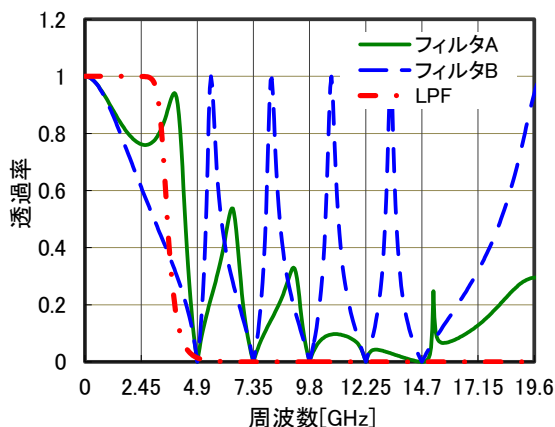


図2 3種の高調波遮断フィルタ透過特性

あるため小信号パラメータであるSパラメータは直接求められない。そこで、送信側にサーキュレータを入れて反射波のみを取り出し、その位相と振幅を入射信号と比較してSパラメータを計算する(回路A)。次に、同じフィルタを通した線形回路(回路B)で全く同じSパラメータになる組み合わせをMWOの最適化処理で求め、線形回路部分のみのSパラメータをレクテナ回路の線型化された回路パラメータとする。

SBDの回路モデルとしては幅 $2\mu\text{m}$ 、長さ $50\mu\text{m}$ のフィンガータイプ GaN SBDのデータ($I_S=3e-13\text{mA}$, $R_S=7.2\Omega$, $C_{J0}=0.19\text{pF}$, $V_J=1\text{V}$, $N=1.5$, $M=0.28$) [2]を用いた。また、平滑キャパシタは十分大きな値(1mF)とした。周波数は 2.45GHz 、レクテナへの入力電力は 1W である。レクテナ回路からの反射があるので(信号源電力-反射電力)が 1W となるように信号源電力を調整している。

フィンガー数を1~16、負荷抵抗を $30\sim 500\Omega$ と変えた計算結果を図4に示す。反射特性はフィンガー数と負荷抵抗に依存した関係を示している。比較のため負荷抵抗値と同じ抵抗、ダイオードの C_{j0} の1/2の容量の並列回路の反射を図4(b)に示す。全く同じでは無いが、似た傾向を持っていることが判る。また一部の条件では、入力電力を 10W と 0.1W にした場合も示した。電力を上げると信号振幅が増え、ダイオードのC-V特性から平均の空乏層容量は減少する。そのために、Sパラメータが低容量側にシフトする。

また、図5は高調波遮断フィルタの種類を変えて効率を計算した結果である。ここでは先の計算と同じで、レクテナ部に入った電力 1W に帯する効率を計算しているので、反射によるロスが入っていない。また、内部波形をオン状態では一定、オフ状態ではサイン波として計算した解析モデル[3]による計算値も入っている。若干の差はあるものの大きな差は無く、フィルタの種類による優劣に決定的な差はなさそうである。

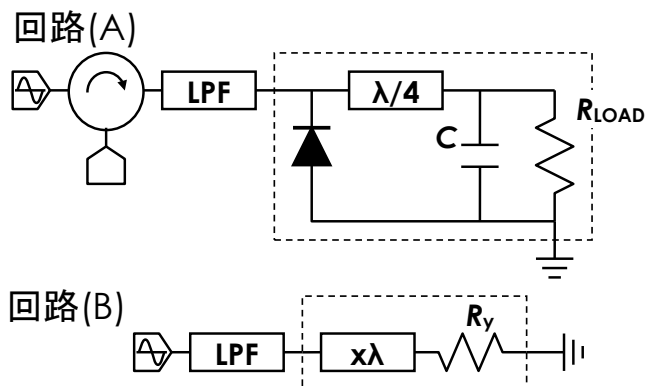


図3 高調波遮断フィルタを通したレクテナ回路の線形等価回路の抽出

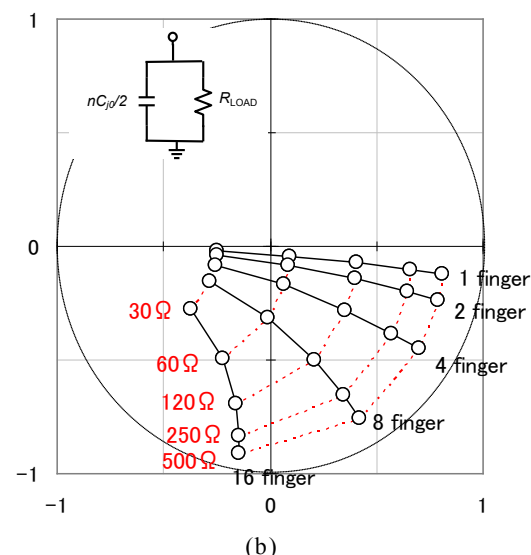
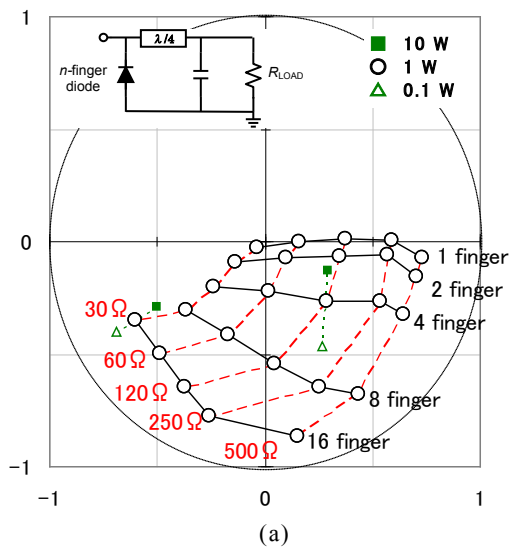


図 4 スミスチャート上の反射特性 (a)高調波遮断フィルタを通したシングルシャントレクテナ回路、(b)フィンガー数に比例したCと負荷抵抗の並列回路

3. GaN SBD を用いたレクテナ回路

実際に高調波遮断フィルタを搭載したレクテナ回路を作成し、その効果を調べた。回路はシングルシャント回路で、基板には厚さ 1.27mm のテフロン基板 (AD1000、 $\epsilon_r=10.6$ 、 $\tan \delta=0.0023@10\text{GHz}$) を用いている (図 6)。ダイオードは銅の台座の上に接着し、プリント板表面で金メッキした配線とボンディングでつながっている。出力部の DC 透過フィルタは 100pF のチップコンデンサ (村田製作所: GRM1882-C2A-101JA01D) と $\lambda/4$ のオープンスタブを用いた。また入力分の高調波遮断フィルタとして 2 次～5 次の高調波を遮断するためのオープンスタブを、前節のフィルタ A と同様、ダイオードからスタブ長の距離になるようにし、ダイオード部で反射波が最大と

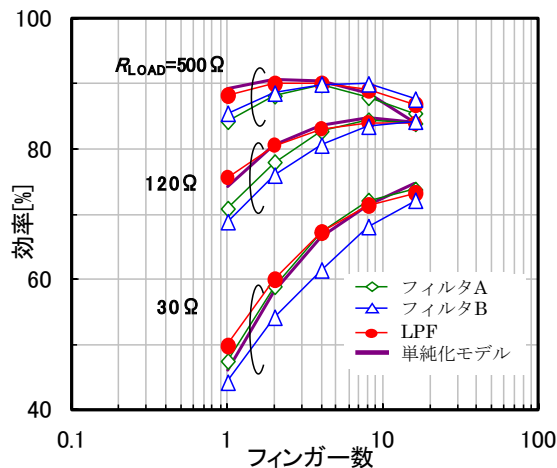


図 5 RF/DC 変換効率のフィンガー数依存性。変換効率は信号源電力-反射波電力に対する DC 出力電力 (η_{DIODE}) である。 ($f=2.45\text{GHz}$)

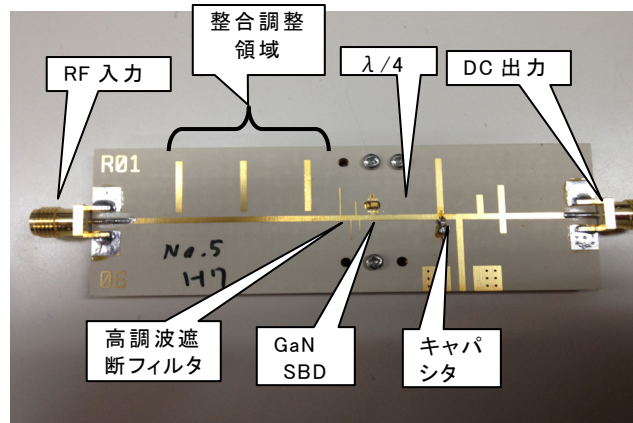


図 6 GaN SBD を搭載したシングルシャントレクテナ回路

なるように置いた。

使用した GaN SBD の断面模式構造とチップ写真を図 7 に示す。アクセス部抵抗を低減するためフィンガー構造を用いており、今回は $2\mu\text{m} \times 100\mu\text{m}$ のフィンガーが 8 本のものを用いた。DC 特性から求めたパラメータは $R_{\text{ON}}=0.675\Omega$ 、 $V_F=1.17\text{V}$ 、1MHz での容量測定から求めた容量は $C_{j0}=3.96\text{pF}$ であった。回路シミュレーションに用いた 1 フィンガーダイオード 16 本分に相当するはずであるが、オン抵抗がやや高くなっている。

4. レクテナ回路測定系

図 8 に今回レクテナ回路測定に使用した測定系を示す。信号源は Agilent E8364B ベクトルネットワークアナライザ (VNA) を用いた。その信号を VNA の Port 1 から出力し、アンプ (40dB, Mini-Circuits ZHL-16W-43-S+) によって信号増幅する。そして方向性

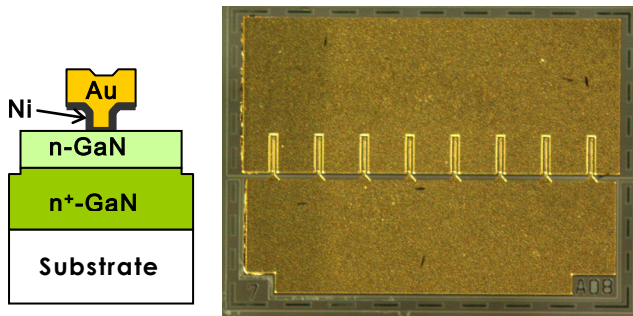


図7 フィンガー型 GaN SBD の断面模式図(左)と
8 フィンガー(2 μ m×100 μ m)ダイオード

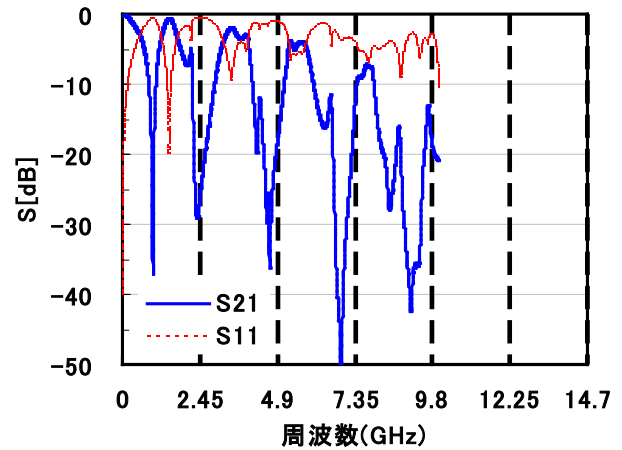


図9 AD1000 上フィルタ A の透過と反射特性測定結果。

ているが3次は-10dB、4次は-15dBとやや漏れがあった。

まず、整合をとっていない場合でのレクテナ回路変換特性を図10に示す。またその時のレクテナの反射特性S11を図11に示す。入力を P_{IN} 、反射出力を P_{REF} 、DC変換出力を P_{DC} とするとダイオード効率 η_{DIODE} 、反射率 η_{REF} 、RF/DC変換効率 η_{TOTAL} を以下のように定義する。

$$\eta_{DIODE} = \frac{P_{DC}}{P_{IN} - P_{REF}} \quad (1)$$

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

$$\eta_{TOTAL} = \frac{P_{DC}}{P_{IN}} = \eta_{DIODE}(1 - \eta_{REF}) \quad (3)$$

入力は2.45GHzで0.25W、負荷抵抗は20~200Ωと変えて各効率の負荷抵抗依存性を測定した。

図10をみると、整合をとっていないときの反射効率の最小は60Ω付近で1.4%であった。図11にスミスチャート上でのSパラメータも示した。一方、ダイオード効率は100~150Ωに最大があった。よってダイオード効率の高い100~150Ωで反射をなくせれば、より高い変換効率を得られるはずである。

そこで、2個のスタブを用いて負荷抵抗150Ωで反射をゼロになるように調整する。図11のスミスチャートで反射が原点に来るように調整する。図11では整合を取った以外での反射も示した。また、その結果の反射率 η_{REF} 、RF/DC変換効率 η_{TOTAL} を図12に示す。また、図13にダイオード効率と出力電力を示す。ダイオード効率に大きな差は無いが、反射が少ないほど出力電圧が高くなるためダイオード効率も上がる傾向にある。参考のため負荷抵抗20Ωで反射を無くした場合の

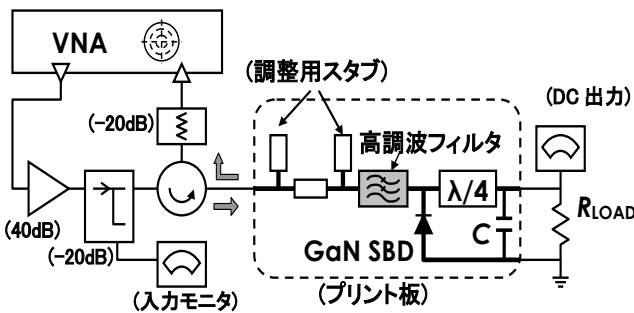


図8 レクテナ回路測定系

結合器(Agilent 772D Dual Directional Coupler)を介して、入力の1% (-20dB)を分配してそれをモニタし、残りをレクテナ回路に入力する。レクテナ回路から発生した反射波は同じ方向性結合器によって1%分離したものをVNAのPort 2に入力する。これによりVNAで見るS21はレクテナ回路のS11を見ていることになる。よって反射特性をVNAのスミスチャートで確認することができる。プリント板の入力部にはλ/4ごとに3本のλ/4オープンスタブが用意されており、これを接続することで完全反射の信号の大きさと位相をVNA上で確認できる。DC出力は電子負荷(定電圧電源Agilent U2722をプログラム制御)を用いて負荷抵抗を変えつつモニタした。

インピーダンス整合には2本のオープンスタブの長さや位置を変えて行う。実際には透明なプラスチック板に短く切った銅テープを貼り付けたものを2個用意し、銅テープ側を金配線に接触させ、スミスチャートを見ながらその位置を動かして調整する。VNAのゲインを上げることで反射波信号を見ながら十分に反射を下げる事ができる。

5. レクテナ測定結果

まずフィルタ特性を調べた。図9はダイオードやキャパシタを設置する前に入力端子から出力端子へかけての透過反射特性である。2次高調波は-20dB程度落ち

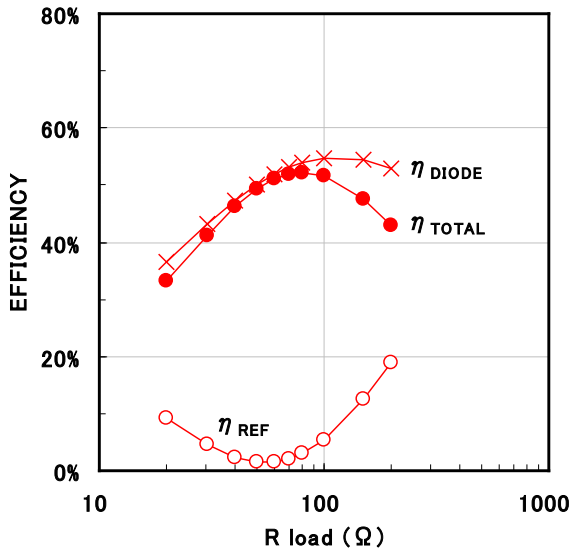


図 10 整合を取っていない場合の各種効率の負荷抵抗依存性

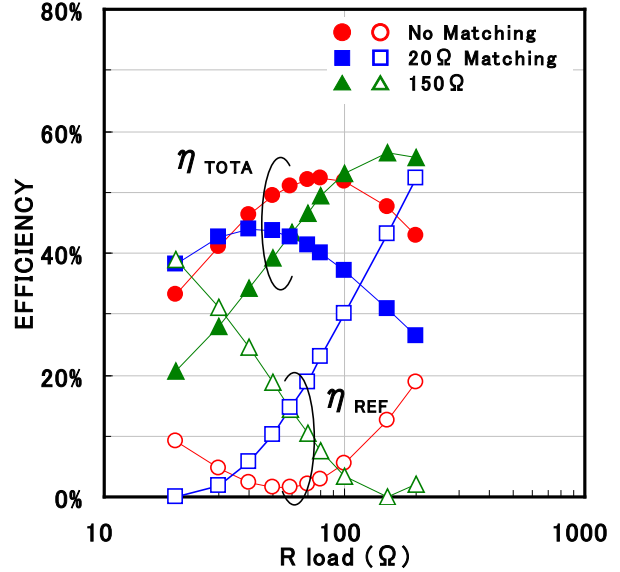


図 12 反射率 η_{REF} と RF/DC 変換効率 η_{TOTAL} の負荷抵抗依存性。マッチングを取らない場合、負荷抵抗各 20 Ω 、150 Ω でマッチングを取った場合を示す。

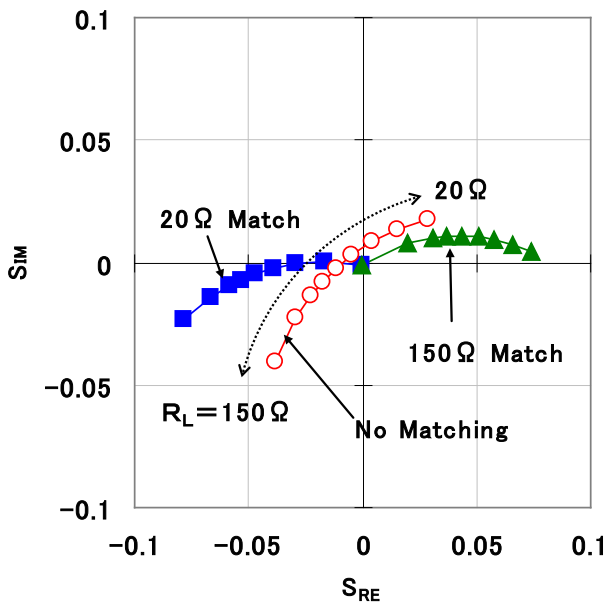


図 11 測定において得られた S パラメータ。振幅の絶対値は $\lambda/4$ スタブでの反射で規格化

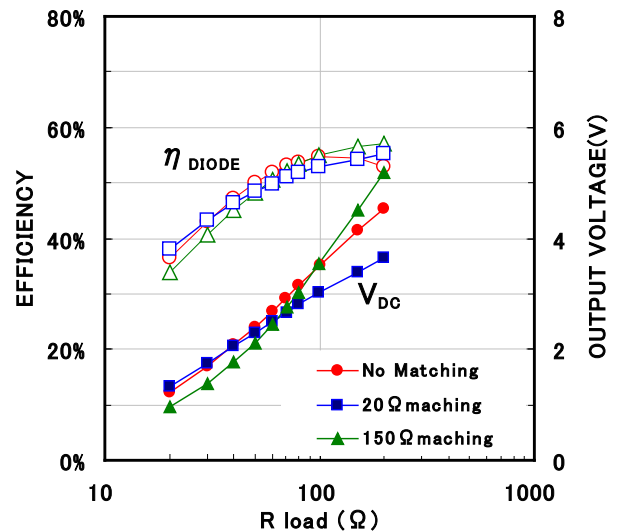


図 13 ダイオード効率 η_{DIODE} と出力電圧 V_{DC} の負荷抵抗依存性。

各特性も示した。

図 14 に 20 Ω と 150 Ω 以外のすべての負荷抵抗、40 Ω 、60 Ω 、80 Ω でも整合を取った場合の結果を示す。反射はほぼ完全にゼロになっている。RF/DC 変換効率は負荷抵抗が上がると上昇している。これはダイオードにかかる電圧が高くなり、相対的にダイオードの立ち上がり電圧の影響が小さくなっているためである。

今回、最大 RF/DC 変換効率は 56.6% に留まった。その原因は入力電力を 0.25W としたためである。前に述べたようにこのダイオードの立ち上がり電圧は 1.17V

であるのに対し、出力電圧は 5V に留まっている。ダイオード部にかかる電圧はその倍の 10V 程度である。このロットのダイオードは DC 測定では 35V 以上の耐圧があったが、実験の途中でダイオードの破損が何度か起こり、まとまったデータが取れなくなりそうなので入力電力を 0.25W と制限した。破損の原因がダイオードのハンドリングの問題か本質的な問題かは今後の課題である。

文 献

- [1] K. Harauchi, et. al., "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)
- [2] K. Fukui, Taro Takeuchi, K. Hayashino, K.Harauchi, Y. Iwasaki, J-P Ao, and Y. Ohno, "T-shaped Anode GaN Schottky Barrier Diode for Microwave Power Rectification," IMWS-IWPT 2012, FRI-F-23, Kyoto, Japan (2012)
- [3] K. Hayashino, K.Harauchi, Y. Iwasaki, K. Fukui, J-P Ao, and Y. Ohno, "Analysis of Loss Mechanism in Rectenna Circuit with GaN Schottky Barrier Diode," IMWS-IWPT 2012, FRI-E-2, Kyoto, Japan (2012)

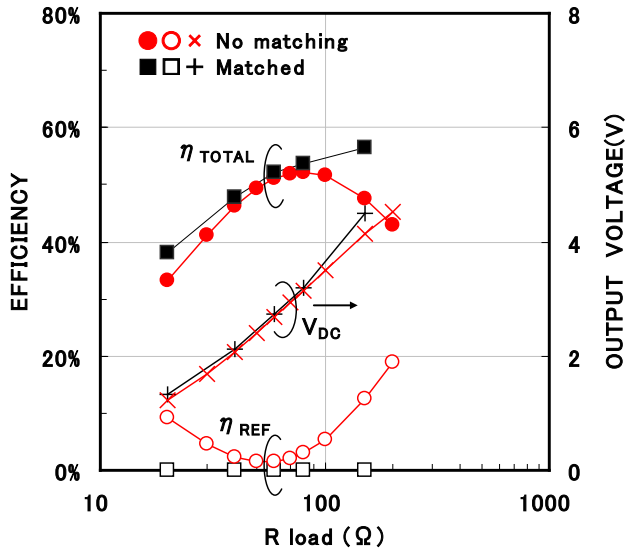


図 14 各負荷抵抗でマッチングを取った場合の RF/DC 変換効率 η_{TOTAL} と出力電圧の負荷抵抗依存性。比較のためマッチングを取らない場合も示した。

6. まとめ

レクテナ回路に高調波フィルタを挿入し、基本波成分のみとなった反射波にスタブによるインピーダンス整合を適用することで反射の抑制を行うことができることが判った。実際に GaN SBD で作成したシングルシャント回路で負荷抵抗 $20\Omega \sim 150\Omega$ で反射をほぼゼロにすることができた。

回路シミュレーションによれば、フィルタで高調波反射を押さえたシングルシャントレクテナ回路はダイオードの空乏層容量と負荷抵抗の並列接続回路で近似できる。入力電力が増えると振幅の増大から空乏層容量が小さく見えるようになるが、大きな特性変動は無く安定してインピーダンス整合が可能である。

これまでは、ダイオードでの変換効率を最適にする出力電圧や負荷抵抗が必ずしも反射を最小にする条件とは一致しなかった。しかし、この方法を用いればいかなる負荷条件でも反射をゼロにできるのでダイオードの性能を 100%引き出してレクテナの効率を高めることができる。

高周波遮断フィルタを 3 種類検討したが、若干の差があるものの基本的には同じ特性で、明確な優劣は付かなかった。しかし、極限での高効率化のためにはさらなる検討が必要であろう。