

バイアス制御高効率レクテナ構成法の一検討

日大生産工(学部) ○鹿志村 亮介 日大生産工 関 智弘
日大生産工 坂口 浩一

1. はじめに

近年、無線通信システムの伝送速度高速化の検討が盛んである。伝送速度の高速化のため、広帯域性を確保しやすい準ミリ波・ミリ波帯の利用が考えられている。[1]これらの周波数を用いてシステム構成する場合、無線エリアを小さくすることで、高い通信品質と伝送速度の高速化を同時に満足することが可能である。しかしながら、無線エリアの小エリア化は設置する基地局を増加させることにつながるため、基地局設置時に通信線や電源線の確保が困難となる。そこで、通信と電力を同時に伝送する情報・電力無線伝送技術が有効である。本検討では、基地局駆動用の電力をマイクロ波の電磁波無線により伝送することを考え、受電用パネルの設置位置や角度ずれによる効率劣化を抑えるため、広ダイナミックレンジ性を有する受電アンテナ構成を実現する。

具体的には整流用ダイオードの直流出力を入力側に帰還させることによりダイオードの動作電圧を補償することで、広ダイナミックレンジ性と高変換効率を実現する構成を提案する。

2. 受電アンテナ構成

まず、従来の受電アンテナのブロック図を図1に示す。同図は整流ダイオードに直並列用ダイオードを2つ用いたシリーズシャント型構成とした例である。なお、ダイオードには整流特性の優れているショットキーバリアダイオード (Schottky Barrier diode: SBD) を用いている。また、整合線路は負荷抵抗から見たインピーダンス Z が無限大になるように $\lambda/4$ 線路で構成された変成器で構成している。また、整流回路は線路間での反射を抑えるため基板上の線路が任意の周波数で一定の特性インピーダンスとなるようにインピーダンス整合用のスタブが配置される。なお、回路中のコンデンサはDCカット用である。

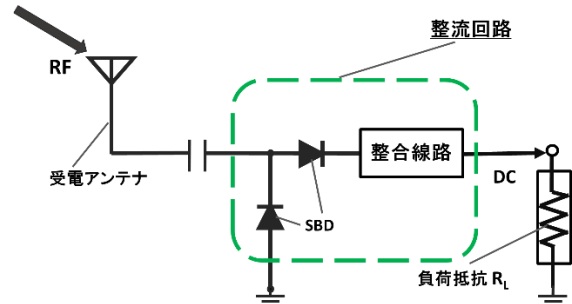


図1 レクテナの構成例

3. 直流帰還ループ装荷レクテナ構成

図2に本提案の直流帰還ループ装荷レクテナの構成の回路図を示す。

広ダイナミックレンジ性の確保には、低入力電力時の効率改善が有効であると考えられるため、起ち上がり電圧が一般的な整流用ダイオードよりも低いSBDを用いる他、ダイオードが低入力電力時でも整流効率を改善するためSBDで整流された直流を入力電力側に帰還し、ダイオードの順方向特性を補償している。本稿ではSBD出力の直後にマイクロストリップによる高インピーダンス線路を用いた帰還線路を追加する。この線路は、基本波の流れ込みによって入力電力側図2 P点で、入力電力波形との打ち消し合いを阻止することを想定している。入力インピーダンスは基板線路 50Ω よりも大きい 100Ω 、 150Ω 、 200Ω 線路を用いて直流のみを帰還する構成とした。また、高インピーダンス線路は電流容量のみを考慮し、高周波電力は通過させることを目的としているが、平面基板での製作を考えると、あまり高いインピーダンス線路は精度の観点から使用できない。そこで、ここでは 100Ω 、 150Ω 、 200Ω の線路を用いることとし、パラメータとして、線路長を変えることにより、特定の周波数成分を押さえることにより、変換効果を改善することを検討した。

A study of Bias Controlled High Efficiency Rectifying Antenna Structure

Ryousuke KASHIMURA, Tomohiro SEKI and Kouichi SAKAGUCHI

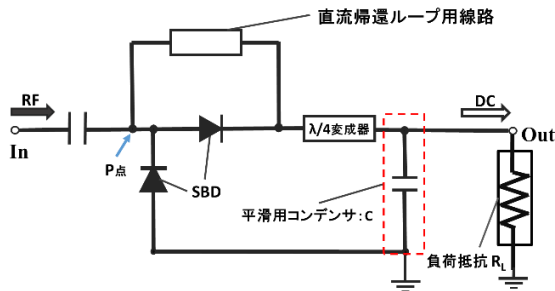


図2 直流帰還ループ装荷レクテナの回路モデル

4. 解析

解析には回路シミュレータ (Microwave office, AWR社製) を用いた。回路基板には製造しやすさも考慮し、基板厚1.6mm、導体厚0.036mmのテフロン基板($\epsilon_r=2.6$, $\tan\delta=0.0022@10\text{GHz}$)、SBDには、 $B_v=15\text{V}$, $C_{jo}=0.7\text{pF}$, $E_G=0.60\text{eV}$, $I_{BV}=0.1\text{mA}$, $I_S=22\text{nA}$, $N=1.08$, $R_S=8.0\Omega$, $M=0.5$ とした。また平滑用コンデンサ C には負荷抵抗 R_L の変動に対しても時定数を十分に大きく保ち、リップル含有率を小さくするために負荷抵抗よりも十分に大きな $C=1\mu\text{F}$ を用いた。なお、設計周波数は 5.8GHz とした。

4.1 RF-DC変換効率の算出法

効率には、数々の定義があることから、ここで、使用する算出法について述べる。受電アンテナが受けた電力 P_i 、負荷抵抗の電圧 V_o とすると負荷抵抗で消費される電力 P_{DC} 、RF-DC変換効率 η は以下の式で定義する。

$$P_{DC} = \frac{V_o^2}{R_L} \quad (1)$$

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_i} \times 100 \quad (2)$$

レクテナは、負荷抵抗の大きさに回路の 50Ω 整合が崩れるため、回路に最適負荷を選定する必要がある。そこで、回路解析により負荷抵抗に印加する電圧を計算することで整流回路の負荷依存性を算出した。それを図3に示す。

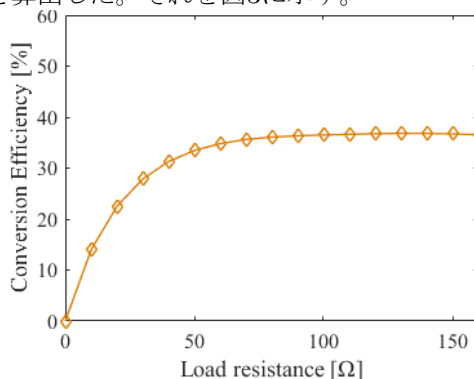


図3 負荷依存特性

同図より、負荷抵抗 130Ω 以上ではあまり効率の変換がなかった。以後の検討では負荷抵抗 130Ω 、最大変換効率 36.8% を基準として解析を進める。

4.2 帰還線路の特性インピーダンスの算出法

本提案では、帰還線路を基板線路の 50Ω よりもインピーダンスを大きく設計するために、線路のパターン幅を変動させ、特性インピーダンスを算出した。なお、その計算は誘電体厚 h 、導体幅 w 、導体厚 t として以下の式で定義し行った。

$$Z = \frac{87.0}{\sqrt{(\epsilon_r + 1.41)}} \ln \left[\frac{5.98h}{0.8w + t} \right] \quad (3)$$

ここで特性インピーダンスの線路幅は $Z=100\Omega$ で $w=1.15\text{mm}$ 、 $Z=150\Omega$ で $w=0.33\text{mm}$ 、 $Z=200\Omega$ で $w=0.075\text{mm}$ とした。

4.3 高インピーダンス帰還線路を用いた解析

マイクロストリップ線路を用いた帰還線路では、図2P点のような帰還の終端部で、線路パターン長による位相変動が発生し、入力電圧と帰還電圧で位相の打ち消し合いが起きると想定される。

線路パターン幅 $w=1.15\text{mm}$, 0.33mm , 0.075mm として、それぞれ異なる線路幅で帰還線路に流入する交流の電流値を解析し、インピーダンスに対する交流電流の流入量と、線路パターン長 L の変動に対するRF-DC変換効率を確認する。パターン長 L に対する電流値を図4(a),(b),(c)に示し、帰還線路の各インピーダンス時におけるRF-DC変換効率を図5に示す。

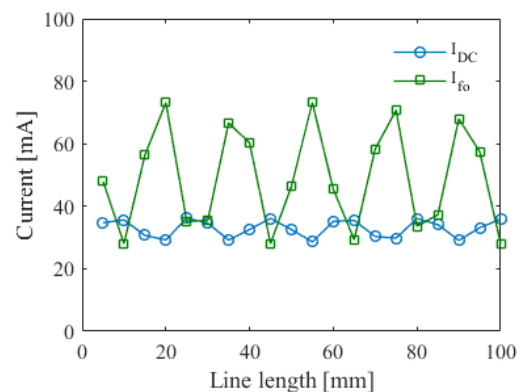


図4(a) パターン長Lに対する電流値($w=1.15\text{mm}$)

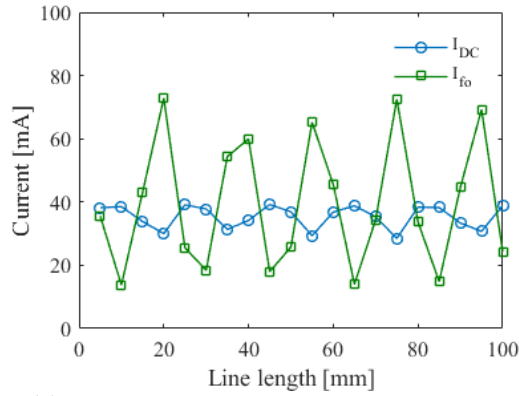


図4(b) パターン長Lに対する電流値(w=0.33mm)

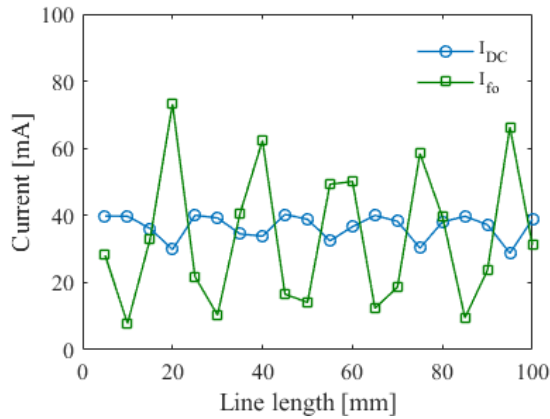


図4(c) パターン長Lに対する電流値(w=0.075mm)

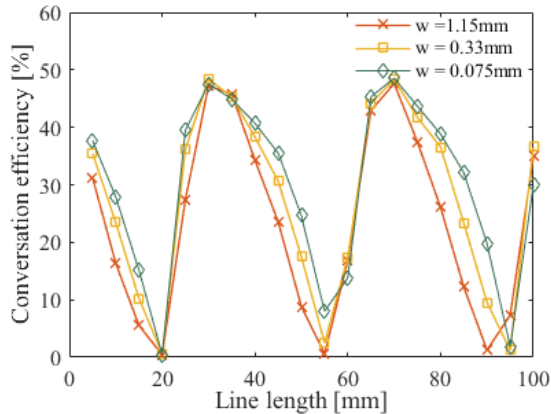


図5 パターン長に対するRF-DC変換効率

図4より特定のパターン長 L で交流電流の値が大きくなることから線路の入力インピーダンス Z_i はパターン長により、変化すると考えられるので、図5の $L=20\text{mm}$ などの効率が10%以下の点では、帰還線路の入力インピーダンスは

$Z_i < 50\Omega$ で基板線路抵抗よりも小さくなる。そのため、入力信号と帰還線路が図2点Pにおいて位相反転による打ち消しあいが発生し、ダイオードの入力電圧が極端に小さくなるため、効率劣化が生じると考えられる。また図5と図6の比較から 50Ω 線路よりも十分に大きな特性インピーダンス 200Ω 時のときが、交流電流と直流電流との電

流量のギャップが大きく、変換効率が40%以上の変換効率を得られることがわかった。

そしてパターン長 $L = 70\text{mm}$ 時にRF-DC変換効率 48.6% となった。

5. 考察

図5の $L = 80\sim 100\text{mm}$ 時、RF-DC変換効率10%以下時において、線路幅 $w = 1.15\text{mm}$ ではパターン長が 5mm 短くなった。この原因について考察するため、図6のようなバイアスに対する各線路の等価回路を示し、帰還線路と $\lambda/4$ 線路の線路間のパターン長の変動に対する抵抗値の変化を確認する。

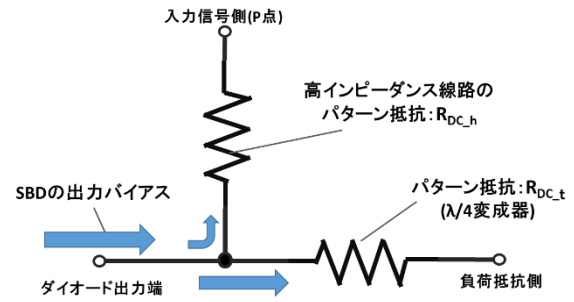


図6 バイアスに対する各線路の等価回路

また、各パターン抵抗 R_{DC_h} 、 R_{DC_t} は銅箔の導電率 $\rho_c = 1.68 \times 10^{-8} \Omega \text{m}$ 、線路パターン長 L 、銅箔の厚み $T = 35\mu\text{m}$ 、パターン幅 $w = 0.075\text{mm}$ 、 0.33mm 、 1.15mm として以下の式で定義する。

$$R_{DC_h} = R_{DC_t} = \rho_c \frac{L}{W \times T} \quad (4)$$

そして図7には各パターン幅のときの、抵抗値の変動を示し、図8には $\lambda/4$ 線路のパターン抵抗値 $R_{DC_t} = 2.2\Omega$ を基準とした場合と高インピーダンス線路のパターン抵抗との抵抗比を示す。

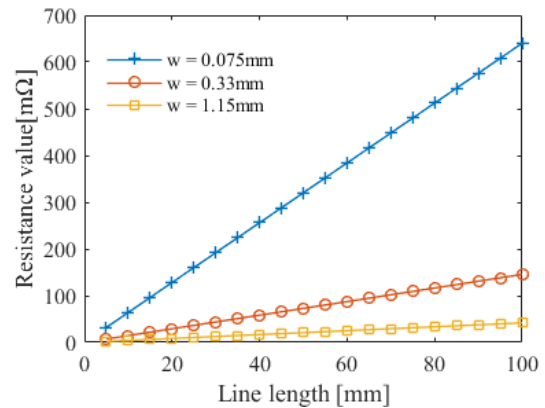


図7 線路パターン長に対する抵抗値

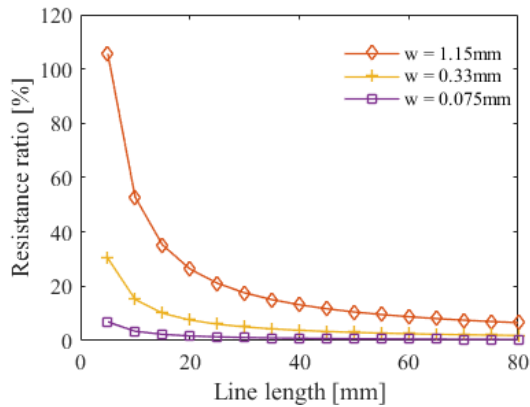


図8 高インピーダンス線路の抵抗比

図7、図8より帰還線路のパターン長 L を変動させると線路のパターン長が大きくなるので、 $\lambda/4$ 線路と比較した帰還線路の抵抗比は増加し、バイアスとしては抵抗値の大きな線路には流れにくくなる。しかし、図5と図7を比較してみると、お互いの線路パターン抵抗値によらず、RF-DC変換効率に高低差があることがわかる。結果から、帰還路を追加した場合でも、ダイオードの直流出力の帰還量は各線路を同基板で設計した場合、線路のパターン抵抗は影響しないことがわかった。また、RF-DC変換効率の改善には帰還線路の特性インピーダンスの大きさによる交流直流のギャップで決定されることがわかった。

6. RF-DC変換効率比較

従来構成と今回提案した直流帰還ループ装荷レクテナのRF-DC変換効率を図9に示す。

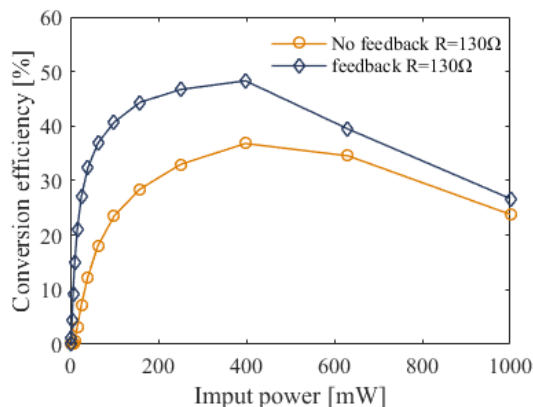


図9 入力電力に対するRF-DC変換効率

同図より線路幅 $w=0.075\text{mm}$ の帰還線路を用いたレクテナの場合、入力電力 40mW 以下時においてRF-DC変換効率が18%以上改善した。さらに従来構成よりも入力電力 $P_i = 26\text{dBm}$ 時に最大変換効率 48.3% となった。

7. まとめ

レクテナのダイナミックレンジ改善のため、ダイオードから出力された電圧を帰還するレクテナ構成を提案し、高インピーダンス線路のパターン幅およびパターン長のそれぞれの最適距離を求めた。そして帰還線路の入力インピーダンスを線路基板よりも十分に大きく設計し、帰還線路への交流成分の流入を防ぎながら、整流バイアスを帰還させることで変換効率を改善できることを確認した。なお、解析結果より周波数 5.8GHz 、入力電力 $P_i = 40\text{mW}$ 時にRF-DC変換効率20% 以上改善することも確認した。今後は、高インピーダンス線路に流れ込む交流をできる限り減少させ、直流と交流のギャップを拡大するために、帰還線路直前にLPFを用いる検討や更なるダイナミックレンジ性を確保するために、入力電力 $P_i = 26\text{dBm}$ 以上でもRF-DC変換効率の劣化を抑えることのできる構成法について検討したい。

「参考文献」

- [1] 須山聡, シンキユン, 小原辰徳, 角誠, 中島光雅, 奥村幸彦, “高周波帯を用いた Massive MIMO 伝達の金本特性,” 信学技報 RCS2013-348, pp.253-258, Mar.2014
- [2] 波多野健, 篠原真毅, 三谷友彦, 関智弘, 川島宗也, “24GHz帯整流回路のMMIC化,” 電子情報通信学会無線電力電送研究会, 信学技報 WPT2012-53, pp.51-54, Mar. 2013.
- [3] 林野耕平, 久米保奈美, 福居和人, 岩崎裕一, 救金平, 大野泰夫, “高調波遮断フィルタを用いたGaNSBDレクテナ回路,” 電子情報通信学会無線電力電送研究会, 信学技報 WPT2012-50, pp.67-72, Mar. 2013.
- [4] 篠原真毅, 松本紘, 桶川弘勝, 水野友宏, 植松弘行, 池松寛, 三神泉, “mW級高効率レクテナの開発” 信学技報 SPS2004-08(2005-01) pp.15-20, 2005
- [5] 植田雄祐, 藤森和博, 野木茂次, 佐藤稔, “小電力受電レクテナ用整流回路の高効率化,” SBC1-9, pp.S17-18, 2004
- [6] 中村栞里香, 山口裕太郎, 津留正臣, 相原育貴, 下川床潤, 本間幸洋, 谷口英司, “低抵抗・高耐压GaAs SBDを用いた5.8GHz帯高効率整流器の試作結果,” 電子情報通信学会無線電力伝送研究会, 信学技報 WPT2016-3, pp.11-15, Mar. 2016
- [7] 山本綱之, 藤森和博, 佐藤稔, 野木茂次, 真田篤志, “RF-DC 変換回路の変換効率に対するダイオードの接合容量の影響,” 信学技報 WPT2010-11(2010-10), pp.21-26, 2010