



Title	FDTDによる無線送電用アクティブパッチアンテナの解析
Author(s)	塩見, 英久; 岡村, 康行
Citation	信学技報. 2004, SPS2004(3), p. 13-18
Version Type	VoR
URL	https://hdl.handle.net/11094/51286
rights	Copyright©2004IEICE
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

FDTDによる無線送電用アクティブパッチアンテナの解析

塩見 英久[†] 岡村 康行[†]

[†] 大阪大学大学院基礎工学研究科
〒560-8531 大阪府豊中市待兼山町 1-3
E-mail: †shiomi@ee.es.osaka-u.ac.jp

あらまし 無線送電において直流マイクロ波変換効率が高く大出力の送信源が必要である。簡易な構成で大出力が得られるアクティブアンテナはこのような送信源として適している。本報告では負性抵抗素子を組み込んで自励発振するアクティブパッチアンテナの電磁界シミュレーション方法について検討した。まず、アクティブアンテナについて概要を述べ、解析する構造を示す。次に、電磁界解析と非線形解析を結びつける方法についてまとめる。さらに、用いたパッチアンテナの特性および、負性抵抗を装荷したときの自励発振についてシミュレーション結果を示した。

キーワード アクティブアンテナ、パッチアンテナ、FDTD、SPICE

Numerical Analysis of Active Patch Antenna for Wireless Power Transmission using FDTD Method

Hidehisa SHIOMI[†] and Yasuyuki OKAMURA[†]

[†] Graduate School of Engineering Science, Osaka University
1-3 Machikaneyama-cho, Toyonaka-shi, Osaka, Japan 560-8531
E-mail: †shiomi@ee.es.osaka-u.ac.jp

Abstract It is required for the microwave power transmission technology that the microwave source generate high power and show the high DC-RF conversion efficiency. The active integrated antenna with simple structure and the high output power is suitable to the power source for the microwave power transmission. In this report, the simulation method for the self-oscillating active patch antenna using the negative resistance device is described. The simulation results using the FDTD with SPICE is included.

Key words Active Antenna, Patch Antenna, FDTD, SPICE

1. はじめに

アクティブアンテナは発振器と一体化した薄型で軽量のアンテナである。アクティブアンテナに同期回路を設けてアレイ化することにより、比較的大きな出力が容易に得られるため、大出力のマイクロ波ミリ波送信源として期待されている。また、薄型で軽量かつアレイ化が容易なので大出力の無線送電用アンテナに適していると考えられる。しかしながら実用に供するには多数発振器の安定化や発振効率の改善などの課題がある。これらの課題に取り組むにはより実的な回路を十分な精度で解析するシミュレーション技術が不可欠である。

アクティブアンテナの動作解析は難しく、周囲の電磁環境が発振器の動作に与える影響を考慮しなければならない。した

がって、非線形回路解析と電磁界解析とを融合した解析手法を用いる必要がある。従来、このような複合解析では、まず周囲の電磁環境を n 端子対回路とみなし、得られた回路を用いて回路解析する手法を用いていた。しかしながら、従来の手法では、アクティブアレイアンテナのように多数の非線形回路素子が周囲の電磁環境と密接に結合したような系に対して、膨大な計算が必要な大規模な n 端子対回路の広帯域特性を事前に実行する必要があるほか、ハーモニックバランス法などの周波数領域と時間領域を併用した複雑な解析手法を用いる必要があるなどの課題がある。そこで、時間領域の電磁界解析手法である FDTD 法に時間領域の非線形回路解析手法を組み込んだ解析手法によるアクティブアンテナの数値解析を試みた。

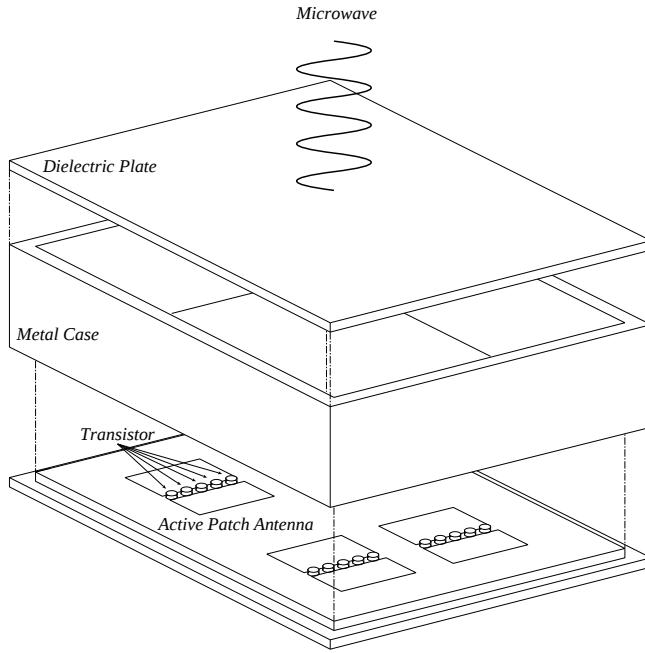


図 1 電力送電用アクティブアンテナの構想

本報告では、まず、解析するアクティブパッチアンテナを示し、つぎに用いた解析手法について述べる。さらに、数値解析結果について議論する。

2. アクティブパッチアンテナ

アクティブパッチアンテナは、パッチアンテナと発振器を一体化したアンテナである。典型的な構成例としては、パッチアンテナの単軸方向中央部に負性抵抗素子を配置したものが提案されている。共振するパッチアンテナの損失を負性抵抗が補償するため、アクティブパッチアンテナは自励発振する。実際には、バイアス電圧をかけたトランジスタやダイオードなどを負性抵抗素子として用いるので、端子間を直流的に分離するため、パッチアンテナを中央部で分割する。この方式のアクティブパッチアンテナは簡素で小型なため、アレイ化に向いている。

このようなアクティブパッチアレイアンテナを無線送電に用いるには、1) 各アンテナ素子の安定した同期発振、2) 発振周波数の安定化、3) アンテナ素子の高出力化が必要である。図 1 に無線送電用アクティブアンテナの構想図を示す。複数の負性抵抗素子を装荷したパッチアンテナを多数配列する。アレイアンテナ全体の周囲を金属壁で囲み、外部の電磁環境から隔離すると共に、アクティブアンテナ同士の相互同期を安定化する。さらに、放射開口方向に誘電体板を配置し、アンテナ全体の Q を高め、周波数安定化回路を付加することで発振の安定化を図る。このようなモジュールを必要な数だけ配列して所望の送信電力、アンテナパターンを形成する無線送電用アレイアンテナ

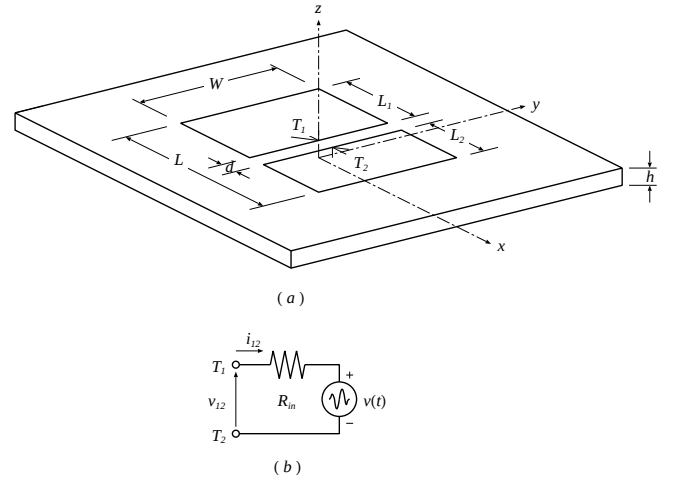


図 2 解析した構造

を構成する。

本報告では、アンテナ素子のシミュレーション方法とその結果について検討する。

3. FDTD-SPICE 法

電磁放射や電磁結合を含むマイクロ波回路の設計のためには電磁界解析と回路解析の結合が必要である。電磁界解析と非線形回路解析の結合を簡単に実現する方法として、FDTD 法と回路シミュレータ (SPICE) を組み合わせた方法がある。SPICE は非線形回路の回路網方程式を差分とニュートン法により時間領域で解くシミュレータである。カリフォルニア大学バークレー校で開発され、ソースコードが公開されており研究用途に都合がよい。

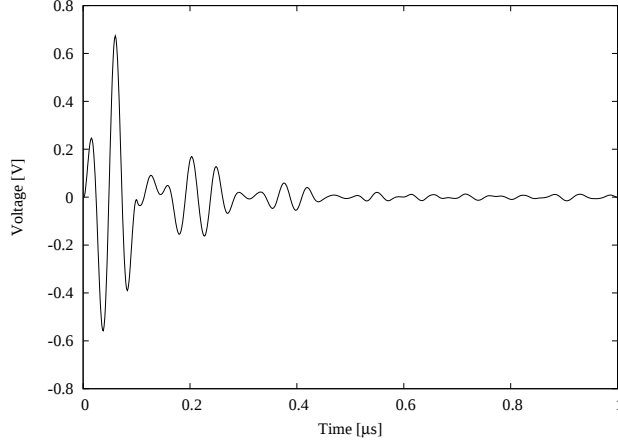
FDTD で得られた端子間電流または電圧を回路シミュレータの電圧源または電流源として扱い、非線形回路解析をした後、再び FDTD の端子間電圧を与えることで FDTD と SPICE を結合する。本報告では、端子間電流を回路シミュレータの電流源として与える電流源法を用いた。

4. 計算結果

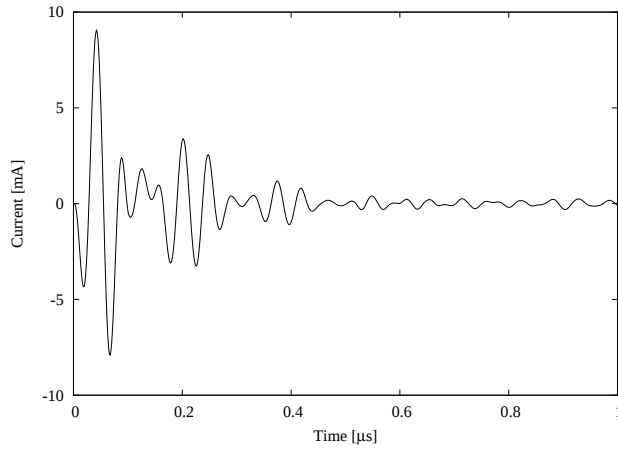
4.1 分割パッチの入力インピーダンス

パッチアンテナの入力インピーダンスを FDTD 法により求めた。図 2(a) に解析したパッチアンテナの構造を示す。厚さ h 、比誘電率 ϵ_r 、長さ L 、幅 W のパッチアンテナの長さ方向中央に d の間隙でパッチを 2 つに分割し、それぞれ長さ L_1 、 L_2 のパッチ片の幅方向中央に間隙を挟んで端子 T_1 、 T_2 がある。端子 T_1 、 T_2 に図 2(b) に示す回路を接続した。回路は内部抵抗が 50Ω の電圧源である。電圧源の波形 $v(t)$ を式 (1) に示す。

$$v(t) = \begin{cases} V_m \sin(\omega_1 t) \sin(\omega_2 t) & (0 < t < 1/f_1) \\ 0 & (t > 1/f_1) \end{cases} \quad (1)$$



(a) 端子 T_1 - T_2 間の電位差 v_{12}



(b) 端子 T_1 から回路に流れ込む電流 i_{12}

図 3 電流電圧の時系列値

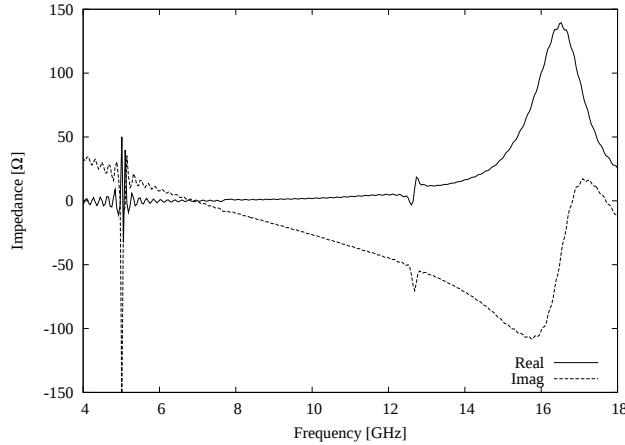


図 4 端子 T_1 - T_2 からパッチを見込んだ入力インピーダンス

表 1 計算した構造のパラメータ

W	6.4 [mm]	L	6.4 [mm]	d	0.8 [mm]
L_1	3.2 [mm]	L_2	2.4 [mm]	h	0.8 [mm]
ϵ_r	3.5	R_{in}	50[Ω]	V_m	1.0
f_1	5 [GHz]	f_2	20 [GHz]		

$$(\omega_i = 2\pi f_i)$$

構造パラメータが表 1 のパッチアンテナの端子 T_1 - T_2 から

パッチを見込んだ入力インピーダンスを計算した。セル寸法は $dx = dy = dz = 0.8[\text{mm}]$ 、時間ステップは $dt = 1.4[\text{ps}]$ とした。

図 3 に、端子 T_1 、 T_2 間の電圧 v_{12} 及び回路に流れ込む電流 i_{12} の時系列値を示した。図 3(a) は計算開始時点から $1[\mu\text{s}]$ 経過するまでの v_{12} である。同様に、図 3(b) は i_{12} である。計算開始から $0.1[\mu\text{s}]$ までは励振パルスが現れており、これ以降はパッチ端で反射したパルスが減衰しながら現れていることが観測できる。

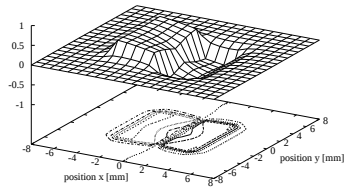
図 4 に入力インピーダンスを示した。 v_{12} 、 i_{12} のフーリエ変換 V_{12} 、 I_{12} をそれぞれ計算した後、その比 $-V_{12}/I_{12}$ より、パッチアンテナの入力インピーダンスを計算した。5[GHz] 近傍における計算値の乱れは、FDTD の繰り返し数が十分でなかったために現れたと考えられる。共振周波数は 6.8[GHz] と 16.8[GHz]、17.7[GHz] である。

4.2 分割パッチの電界分布

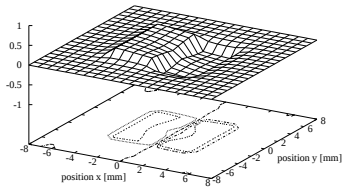
それぞれの共振点における電界分布を図 5、6、7 に示す。パッチと地板に挟まれた領域の電界の z 方向成分を示した。端子 T_1 - T_2 間に接続された内部抵抗 50Ω、振幅 1.0[V] の正弦波源によりパッチを励振した。励振したパッチが定常状態になってから、そのうち半周期分の電界分布を示した。図 5 より、6.8GHz で励振したとき、分割されたふたつのパッチがそれぞれ逆相で励振され、ほぼ等電位の電界分布を示すことがわかる。パッチアンテナの動作原理を考えると、このとき、 y 軸に並行な逆相磁流源が 2 組発生し、互いの放射電界を抑制しようとする。したがって、このモードは放射損の少ない共振モードであることがわかる。図 6 より、16.8GHz で励振したとき、分割されたふたつのパッチがそれぞれ同相励振されたパッチアンテナとして動作していることがわかる。ただし、片方のパッチアンテナは共振周波数が異なるので、いま一方のパッチアンテナのみが共振し、電界強度が強くなっている。同様にパッチアンテナの動作原理を考えると、 y 軸に並行な同相電流源が 2 組発生するため、放射損が増加すると考えられる。17.7GHz で励振したときは、 x 軸方向は 16.8GHz と同様の分布を示したが、 y 軸方向にも正弦的な分布を示した。したがって、直交偏波成分がより大きく発生すると考えられる。したがって、アンテナとして適した共振モードは 16.8GHz のモードであることがわかる。

4.3 負性抵抗装荷パッチ

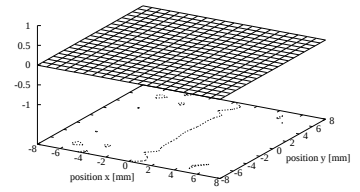
次に、端子 T_1 - T_2 間に図 8 に示す負性抵抗を含む回路を装荷したときの計算結果を示す。このときの負性抵抗値は -10Ω とした。図 9 は v_{12} の時系列値を示し、(a) は計算開始から $[\mu\text{s}]$



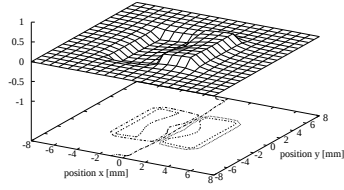
(a) $t = 0.591\mu s$



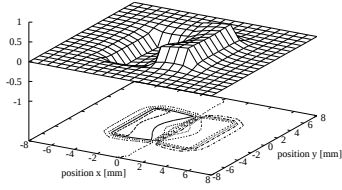
(b) $t = 0.612\mu s$



(c) $t = 0.626\mu s$

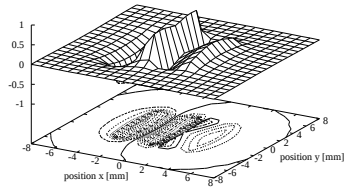


(d) $t = 0.638\mu s$

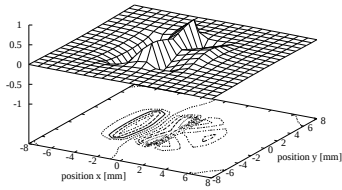


(e) $t = 0.666\mu s$

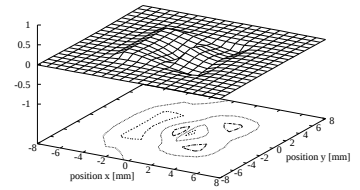
図 5 パッチアンテナの電界分布 (6.8GHz)



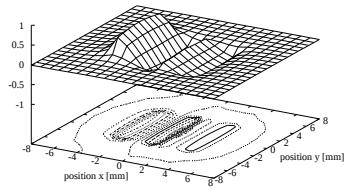
(a) $t = 0.586\mu s$



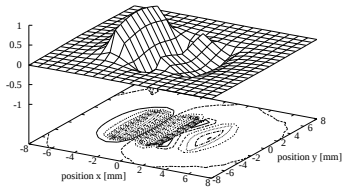
(b) $t = 0.595\mu s$



(c) $t = 0.602\mu s$



(d) $t = 0.607\mu s$



(e) $t = 0.617\mu s$

図 6 パッチアンテナの電界分布 (16.8GHz)

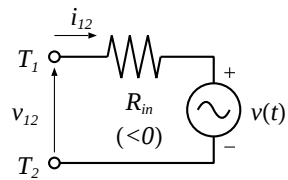


図 8 負性抵抗回路

経過するまでの値、(b) は $[\mu s]$ から $[\mu s]$ の値を示す。計算開始時には励振パルスの波形が見えているが、計算が進むにつれて正弦波が成長してゆくのがわかる。このとき、正弦波の周波数

は 6.8[GHz] であった。これは、発振器の正帰還ループを構成するパッチアンテナの共振周波数 6.8GHz と 16.8GHz、17.7GHz のうち、放射損失が最も小さく Q が高い周波数が 6.8GHz であるからと考えられる。また、周波数が 16.8GHz 及び 17.7GHz のモードでは負性抵抗による付加電力よりも放射による損失電力が勝り指数関数的に減衰しているのに対し、6.8GHz のモードは指数関数的に増加しているため、数周期で 6.8GHz のモードだけが顕著に現れることがわかる。より効率のよいアンテナを設計するには、6.8GHz では負性抵抗が小さく、16.8GHz で負性抵抗が大きくなるような能動回路の設計が必要である。

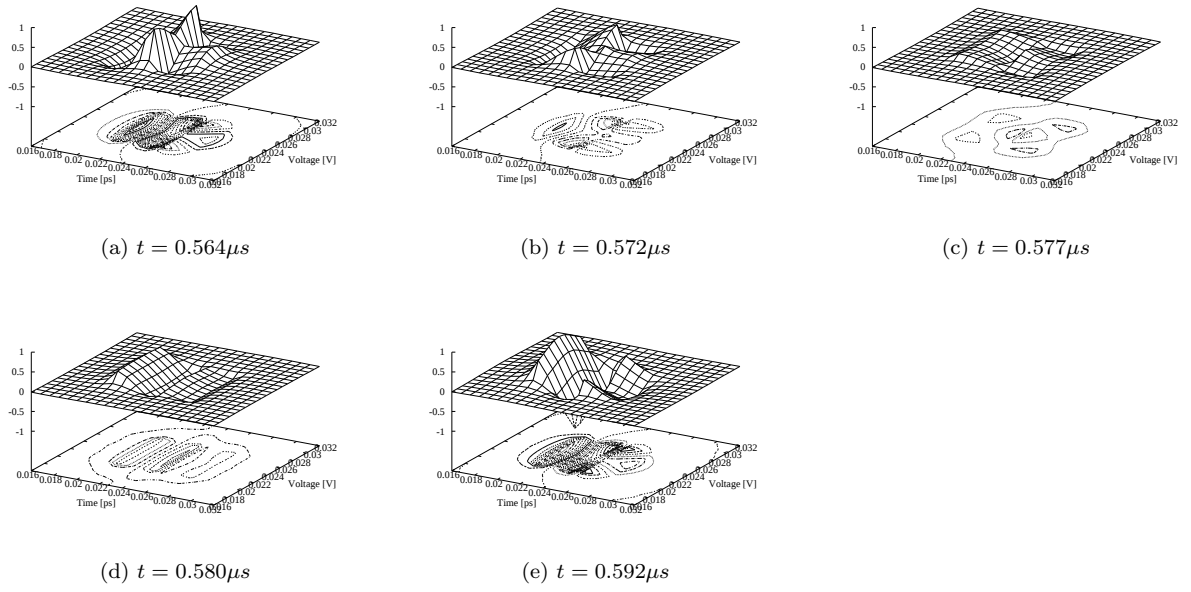


図 7 パッチアンテナの電界分布 (17.7GHz)

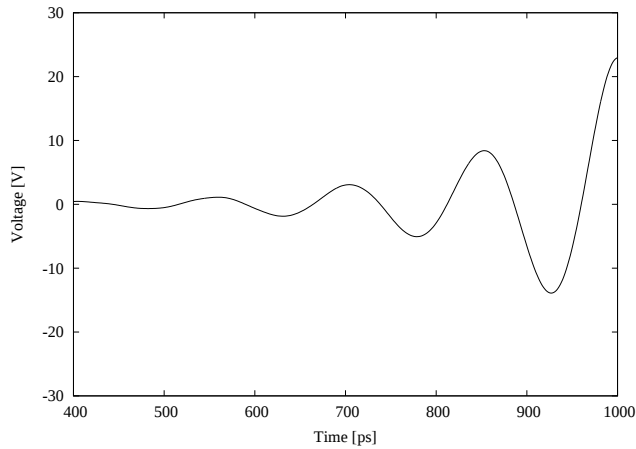
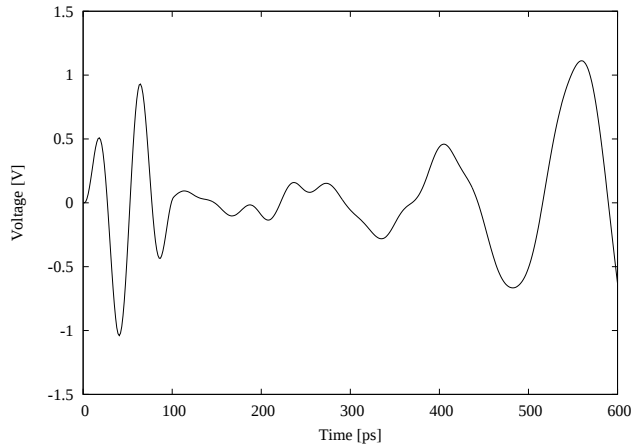


図 9 電圧の時系列値

実際の負性抵抗素子は、ダイオードやトランジスタの微分負性抵抗を利用するため、端子間電圧が上昇すると負性抵抗が

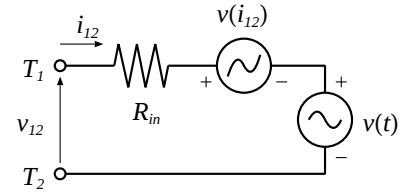


図 10 非線形負性抵抗回路

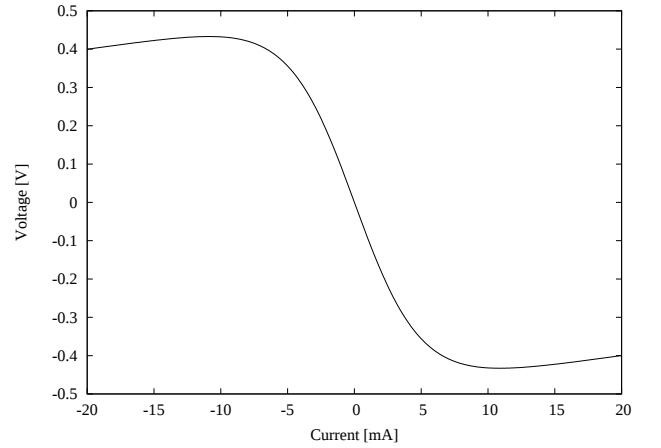


図 11 非線形電圧源の電流－電圧特性

減少する。半導体素子をシミュレーションするには正確なモデルが必要となるが、ここではまず最初の試みとして大信号時の負性抵抗減少のみに注目した素子モデルを用いた。実際の半導体素子は電圧－電流モデルを用いる。しかしながら、本報告で用いた FDTD と SPICE の連携方法は電流結合であるため、電流－電圧モデルのほうが取り扱いやすい。今後は、電界結合による FDTD-SPICE 連携方法を検討し、実際の素子モ

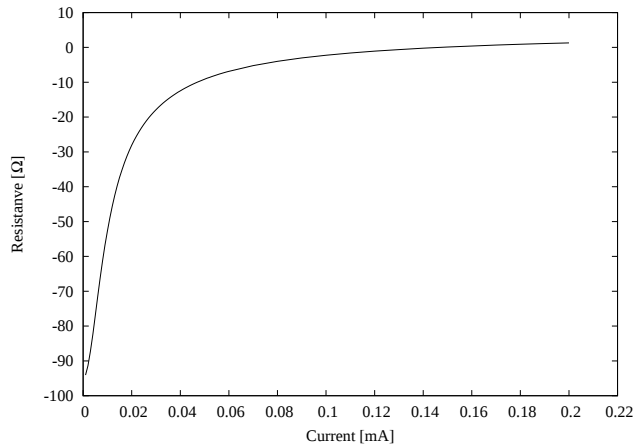


図 12 非線形電圧源の端子間抵抗特性

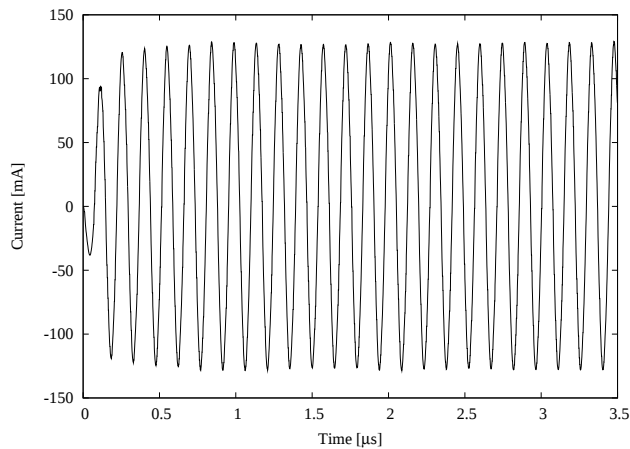


図 13 アクティブパッチアンテナに流れる電流 i_{12} の時系列値

デルを簡単に適用出来るような工夫を施したい。本報告では、図 10 に示す回路で、図 11 の特性を示すモデルを仮定して以下の計算を実施した。このとき、入力電流振幅が増加すると負性抵抗が減少する。図 12 に電流振幅と負性抵抗値の関係を示した。励振パルスは $v(t) = \sin(\omega t)(t < 1/f)$ 、内部抵抗は 5Ω 、 $f = 6.8\text{GHz}$ とした。図 13 に電流 i_{12} の時系列値を示す。発振周波数は 6.8GHz であった。発振が開始され、過渡状態を経て定常状態に至る様子が確認できた。

5. ま と め

アクティブパッチアンテナのシミュレーション方法について検討した。分割したパッチアンテナのシミュレーションより、分割したパッチ片それぞれがアンテナとして動作するようなモードで励振すると放射効率が向上することがわかった。また、負性抵抗を間隙に挿入することでパッチが自励発振するが、放射効率が低い低次の共振モードで励振されることがわかった。したがって、放射効率を向上するには低次の共振モードを抑圧する工夫が必要ながわかった。負性抵抗素子をモデリングす

る場合、通常電圧－電流特性を用いるので、FDTD と SPICE を電流源法で結合した場合問題が生じることがわかった。例えば負性コンダクタンスを示す素子をモデリングしたとき、素子に流れる電流に対して複数の電圧を示すことがあるので解析が発散することがある。今後は電圧源法を用いて、より実際的な素子モデルが使えるようにし、実際のアクティブアンテナの実験と比較検討したい。

文 献

- [1] R.A.York and R.C.Compton, "Quasi-Optical Power Combining Using Mutually Synchronized Oscillator Arrays," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.39, No.6, pp.1000-1009, June 1991.
- [2] V.A.Thomas, M.E.Jones, M.P.May, A.Taflove and E.Harrigan, "The Use of SPICE Lumped Circuits as Sub-grid Models for FDTD Analysis," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.4, No.5, pp.141-143, May 1994.
- [3] C-N.Kuo, R-B.Wu, B.Houshmand and T.Itoh, "Modeling of Microwave Active Devices Using the FDTD Analysis Based on the Voltage - Source Approach," IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.6, No.5, pp.199-201, May 1996.