

パッチアンテナの共振効果

加藤, 凜太郎 / kato, Rintaro

(出版者 / Publisher)

法政大学大学院理工学・工学研究科

(雑誌名 / Journal or Publication Title)

法政大学大学院紀要. 理工学・工学研究科編 / 法政大学大学院紀要. 理工学・工学研究科編

(巻 / Volume)

58

(開始ページ / Start Page)

1

(終了ページ / End Page)

2

(発行年 / Year)

2017-03-31

(URL)

<https://doi.org/10.15002/00014167>

パッチアンテナの共振効果

RESONANCE PHENOMENON OF A PATCH ANTENNA

加藤 凜太郎

Rintaro KATO

指導教員 山内 潤治

法政大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻修士課程

A patch antenna is a low-profile antenna. The resonance frequency of this antenna is obtained using Maxwell's equations. The resonance frequency is approximated by the side length and the relative permittivity. The fringing effect on the resonance frequency is found in the VSWR characteristic.

Key Words : patch antenna, Maxwell's equations, resonance frequency

1. まえがき

円偏波を放射するパッチアンテナを研究してきた[1]. パッチアンテナは低姿勢アンテナとして知られており、解析には通常キャビティモデルが使われる. 一方、修士論文では、キャビティを装着したスパイラルアンテナについて検討している. 本稿では、キャビティという共通点に注目し、パッチアンテナのキャビティモデルを検討する.

2. 共振周波数の決定

図1に方形パッチアンテナを示す.

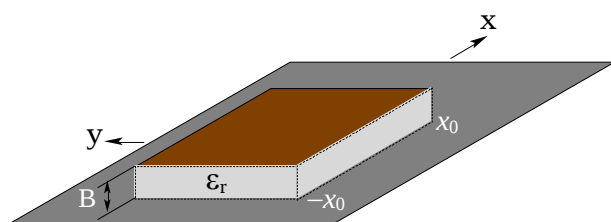


図1 方形パッチアンテナ

パッチと地板間の間隔を B とし、パッチ長は $2x_0$ ($-x_0 \leq x \leq x_0$) である. パッチ下の空間の電磁界を求める. このとき、式(1)と式(2)の条件を使う.

$$H_z = 0 \quad (1)$$

$$\frac{\partial}{\partial z} = \frac{\partial}{\partial y} = 0 \quad (2)$$

マクスウェルの方程式は式(3)と式(4)で与えられる.

$$\text{rot} \mathbf{H} = j\omega \epsilon \mathbf{E} \quad (3)$$

$$\text{rot} \mathbf{E} = -j\omega \mu \mathbf{H} \quad (4)$$

これらを直角座標で表示すると、例えば x 成分は

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = j\omega \epsilon E_x \quad (5)$$

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -j\omega \mu H_x \quad (6)$$

となる. 式(1)と式(2)の条件をマクスウェルの方程式に適用すると、 $E_x = 0, E_y = 0, H_x = 0$ が得られる. 他に、次式も得られる.

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} = j\omega \epsilon E_z \quad (7)$$

$$H_y = \frac{1}{j\omega \mu} \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (8)$$

式(8)の H_y を式(7)に代入し、整理すると式(9)の波動方程式が得られる.

$$\frac{\partial \left(\frac{1}{j\omega \mu} \frac{\partial E_z}{\partial x} \right)}{\partial x} = j\omega \epsilon E_z$$

$$\therefore \frac{d^2 E_z}{dx^2} + k^2 E_z = 0 \quad (9)$$

ただし、 $k = \omega \sqrt{\mu \epsilon} = \frac{2\pi}{\lambda_g}, \lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_r}}$ としている.

式(9)の解の1つは式(10)で与えられる.

$$E_z = E_0 \sin kx \quad (10)$$

式(10)の E_z を式(8)に代入すると式(11)が得られる.

$$H_y = \frac{1}{j\omega\mu} \frac{\partial(E_0 \sin kx)}{\partial x}$$

$$H_y = -jH_0 \cos kx \quad (11)$$

ただし, $H_0 = \frac{k}{\omega\mu} E_0 = \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} E_0$ としている.

$x = \pm x_0$ で $H_y = 0$ (磁壁モデル)となる. よって, 式(11)より

$$\cos kx_0 = \cos \frac{2\pi x_0}{\lambda_g} = 0 \quad (12)$$

となる. 式(12)が 0 となるには $\frac{2\pi x_0}{\lambda_g} = \frac{\pi}{2}$ であれば良い. したがって

$$\lambda_g = 4x_0, \lambda = 4x_0 \sqrt{\epsilon_r} \quad (13)$$

となり, 共振周波数が決定される[2].

$$f = \frac{c}{\lambda} = \frac{c}{4x_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (14)$$

3. 解析結果

表1は試験周波数が 3.0 GHz となるように, 式(14)を用いて決定した各パラメータである. ただし, 誘電体無しの場合を Case1($\epsilon_r = 1.0$), 誘電体有りの場合を Case2($\epsilon_r = 2.6$), Case3($\epsilon_r = 4.1$)とする.

表1 使用パラメータ

	f	B	ϵ_r	x_0
Case 1	3.0 GHz	1.0 mm	1.0	25.0 mm
Case 2	3.0 GHz	1.0 mm	2.6	15.5 mm
Case 3	3.0 GHz	1.0 mm	4.1	12.3 mm

電磁界シミュレータ[3]を使用して, 入力インピーダンスを求めたものを図2に示す. 3.0 GHz 付近で虚部の値が 0 となり, 共振していることがわかる.

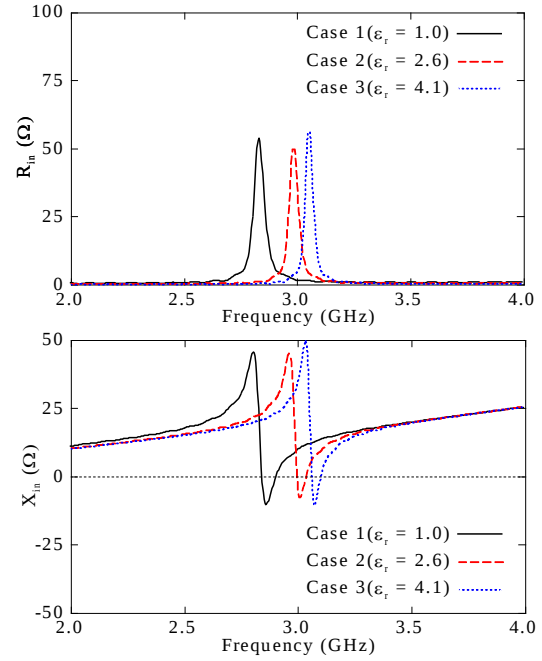


図2 入力インピーダンス

図2の結果をもとに, VSWRを計算したものを図3に示す. 共振周波数 3.0 GHz からのずれは, 式(14)がフリッジング効果を見逃しているためである. ϵ_r が大きくなるにつれて, VSWR の最小値は高域に移動する.

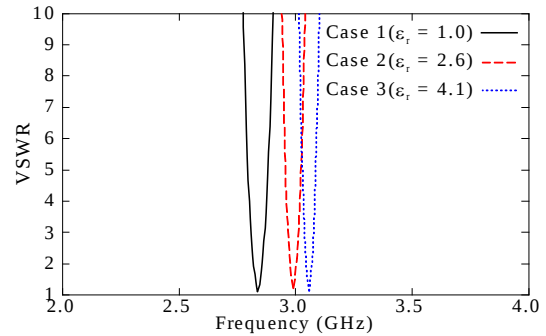


図3 VSWR

4. まとめ

共振周波数を決定する式(14)の近似性について検討した.

参考文献

- [1] H. Nakano, S. Shimada, J. Yamauchi, and M. Miyata, "A circularly polarized patch antenna enclosed by a folded conducting wall," IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology, pp. 134-135, Oct. 2003.
- [2] http://www.ieice-hbkb.org/portal/doc_586.html
- [3] <https://www.cst.com/Products/CSTMWS>.