

# スマートガスメーター用ダイバーシティアンテナの設計

前田 卓人, 佐藤 弘康, 陳 強, 鈴木 暁士(東北大学大学院工学研究科),  
土屋 創太, 横山 陸人(東京ガス)

**概要:** 近年, IoTの試みの1つとして920 MHz帯を利用して各種インフラメーターの検針データを無線通信により自動的に収集する Wireless Smart Utility Network(以下 Wi-SUN)が注目されている. マンションの各階における通路はマルチパス伝搬路であり, 送受アンテナ間における偏波面の変化, 複数の伝搬経路によって生じる干渉により受信電力が大幅に低下するなどのマルチパスフェージングが発生する. 通信品質の向上のためにはダイバーシティ技術の利用が有望であり, Wi-SUN 用ダイバーシティアンテナの開発も行われている. 本報告では, スマートガスメーターに用いる目的で, 管状導体に近接配置されたダイバーシティアンテナを電磁界解析により設計した結果を述べる.

**キーワード:** ダイバーシティアンテナ, ロバスト性

## 1. まえがき

近年, 様々なものをインターネットに接続する Internet of Things(IoT)の研究が盛んにおこなわれている. その試みの1つとして, 920 MHz帯を利用して各種インフラメーターの検針データを無線通信により自動的に収集する Wireless Smart Utility Network(以下 Wi-SUN)が注目されている[1]. 通常マンションなどの集合住宅にはパイプシャフトと呼ばれるガス管などを上下階に通すためのスペースがあり, パイプシャフト内のガス管に装着して検針を行うスマートガスメーターの開発が進んでいる. しかしながら, マンションの各階における通路はマルチパス伝搬路であり, 送受アンテナ間における偏波面の変化, 複数の伝搬経路によって生じる干渉により受信電力が大幅に低下するなどのマルチパスフェージングが発生する. そのため, スマートガスメーター用アンテナには, マルチパス伝搬路において通信が途切れない, 高い通信品質を維持可能な特性が望まれる.

通信品質の向上のためにはダイバーシティ技術の利用が有望であり, Wi-SUN 用ダイバーシティアンテナの開発も行われている[2]. しかしながら, ガス管は導体でありガス管に近接してアンテナを配置する場合, ガス管の影響を考慮したダイバーシティアンテナの設計が必要となる. さらに, スマートガスメーターの内部には様々な回路部品があるものと想定されるため, これらによりアンテナの特性が変化しないロバスト性も求められる.

そこで本報告では, スマートガスメーターに用いる目的で, 管状導体に近接配置されたダイバー

シティアンテナを電磁界解析により設計した結果を報告する.

## 2. アンテナの小形化によるロバスト性の向上

スマートメーターに装着するダイバーシティアンテナには, ガス管, 内部の部品による共振周波数の変化等の影響を受けにくいロバスト性が必要である. そこで, ロバスト性の向上のために, アンテナの小形化について検討する.

新型ガスメーターはガスパイプ導体柱及び中空誘電体筐体で構成され, ガスパイプの太さが 30 mm, 筐体のサイズは長さ 160 mm, 奥行き 66 mm, 幅 80 mm が暫定的な寸法である. この寸法を元に, 誘電体筐体の表面にアンテナを貼り付けた構成を考える.

導体柱が近接した垂直偏波プリントダイポールアンテナの構造を図1に示す. 誘電率 2.7 の基板上にプリントされた長さ  $l$  のダイポールアンテナを導体柱と平行でかつ距離  $s=12$  mm 離れた構造である. どちらも導体柱として長さ 350 mm の円柱とした. 周波数を 920 MHz に固定し, 長さ  $l$  を 24 mm から 124 mm まで 10 mm 刻みで変化させ数値解析, 実験をそれぞれ行った.

ダイポールアンテナの長さ  $l$  を変数としたときの入力インピーダンスの変化を図2に示す. アンテナが小形である ( $l$  が小さい) とき, 抵抗成分が小さく, リアクタンス成分が負の値になることから, 整合回路の設計が必要になる.

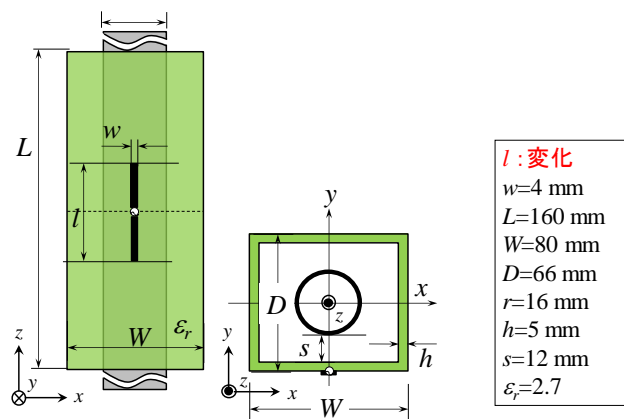


図1: 導体柱が近接したプリントダイポールアンテナ

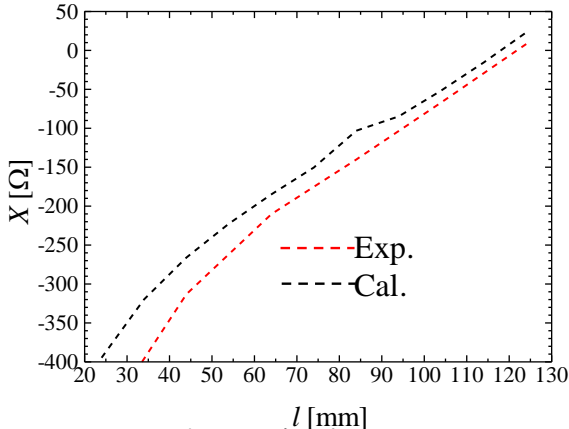


図 2.1: プリントダイポールアンテナの入力インピーダンス (実部)

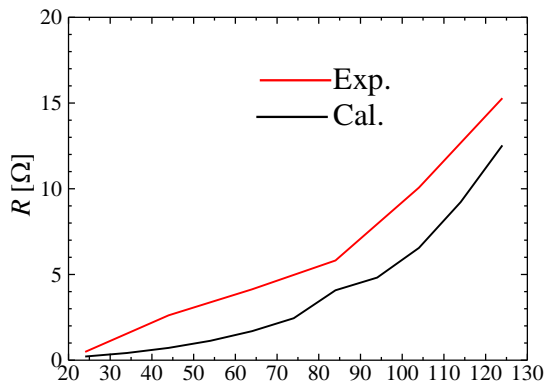


図 2.2: プリントダイポールアンテナの入力インピーダンス (虚部)

L 型整合回路を含んだ回路図を図 3 に示す. 電源インピーダンス  $Z_s$  と負荷インピーダンス  $Z_L$  (アンテナ) を整合させるために, 直列にインダクタ, 並列にキャパシタをつないだ L 型整合回路を挿入する. 回路素子の損失を無視した場合,  $R=G=0$  として共役整合条件から未知数  $X, B$  を求めればよい. しかし, 回路素子に用いるインダクタ素子, キャパシタ素子は高周波になるほど損失を無視できないため, 回路素子の損失を考慮した設計が必要である. インダクタ素子の  $Q$  値を  $Q_1$ , キャパシタ素子の  $Q$  値を  $Q_2$  とするとき,  $R=X/Q_1, G=B/Q_2$  において, 共役整合条件から未知数  $X, B$  を求めることができる.

ここで, 放射電力  $P_{rad}$  と入射電力  $P_{inc}$  の比である全放射効率  $\eta_T$  を式(1)のように定義する.

$$\eta_T = \frac{P_{rad}}{P_{inc}} = \eta_R \eta_M \eta_{rad} \quad (1)$$

ここで,  $\eta_R$  は反射損失による効率,  $\eta_M$  は整合回路損失による効率,  $\eta_{rad}$  は導電率  $\sigma$  のジュール損失による効率である. 計算ではアンテナは完全導体 (PEC) であり, ジュール損失は無視できるため,  $\eta_{rad} = 1$  として扱う.

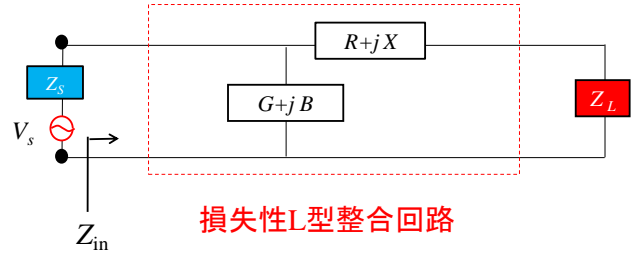


図 3: L 型整合回路の設計

ダイポールアンテナの長さ  $l$  を変化させたときの全放射効率を図 4 に示す. ただし, インダクタの損失は大きく ( $Q_1=20$ ), キャパシタの素子損失は小さい ( $Q_2=500$ ) ものとしている. アンテナが小形である ( $l$  が小さい) とき, 回路素子の損失を考慮することにより, 損失を無視した場合に比べて効率が大幅に改善されている.

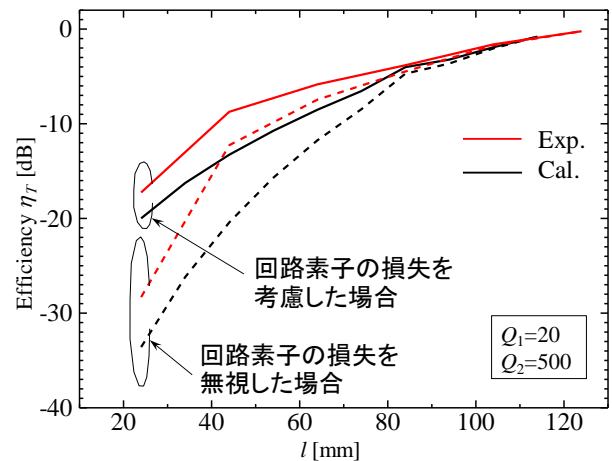


図 4: アンテナの長さによる効率の変化

### 3. 空間ダイバーシティ逆 F アンテナの設計

内部抵抗  $50 \Omega$  にアンテナの入力インピーダンスを整合するため逆 F 型アンテナを採用した. 逆 F アンテナは線状アンテナのひとつでありプリントダイポールアンテナの給電部にループ構造を持たせることでインピーダンスステップを図る手法である. 図 4 には, 逆 F アンテナ 2 本を点対称に並べた空間ダイバーシティ逆 F アンテナを示している. 灰色の部分はグラウンド板となっており, 導体柱による影響を軽減できることが期待される. 図 6 には, ガスメーターの筐体部分と導体柱を含んだ空間ダイバーシティ逆 F アンテナの構造を示しており, ガスメーターの一面に図 5 のアンテナを貼り付けた構造となっている. FDTD シミュレーションによって, 図 5 と図 6 の構造それぞれにおいて反射係数  $|S_{11}|$  と透過係数  $|S_{21}|$ , 3 次元アレー素子パターンを比較した.

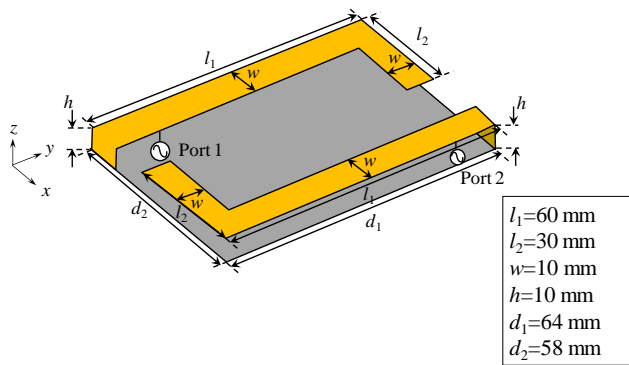


図 5 : 空間ダイバーシティ逆 F アンテナの構造

$l_1=60$  mm  
 $l_2=30$  mm  
 $w=10$  mm  
 $h=10$  mm  
 $d_1=64$  mm  
 $d_2=58$  mm

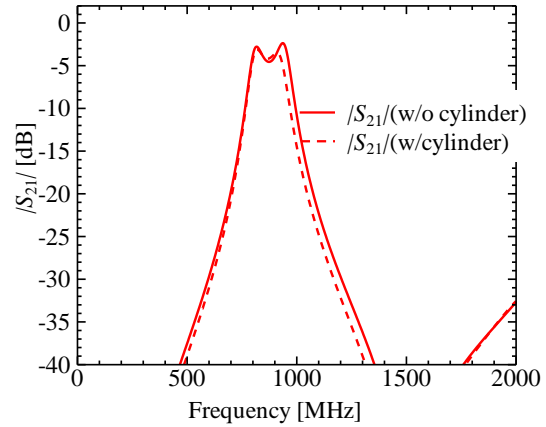
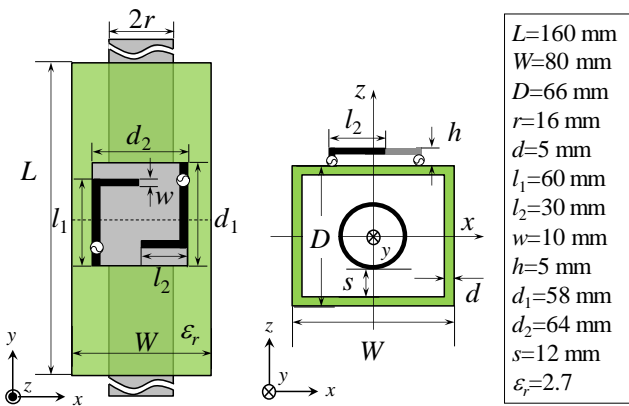


図 8 : 空間ダイバーシティ逆 F アンテナの透過係数

図 7, 図 8 より, 導体柱の影響による共振周波数の変化が少ないため, グラウンド板の効果により, ロバスト性が優れたアンテナの設計ができたといえる.



$L=160$  mm  
 $W=80$  mm  
 $D=66$  mm  
 $r=16$  mm  
 $d=5$  mm  
 $l_1=60$  mm  
 $l_2=30$  mm  
 $w=10$  mm  
 $h=5$  mm  
 $d_1=58$  mm  
 $d_2=64$  mm  
 $s=12$  mm  
 $\epsilon_r=2.7$

図 6 : 導体柱が近接した空間ダイバーシティ逆 F アンテナの構造

反射係数の解析結果を図 7 に, 透過係数の解析結果を図 8 にそれぞれ示している. 反射係数は, 設計周波数の 920 MHz 付近において -10 dB 程度を実現している. 一方, 透過係数は -3 dB 程度となっており, Port 1 と Port 2 の相互結合により約 50% の電力が消費されてしまうという結果になった.

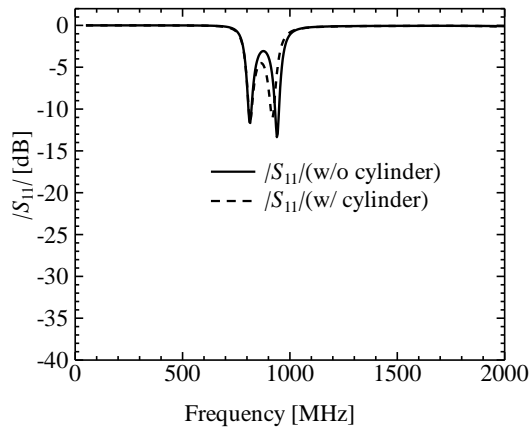


図 7 : 空間ダイバーシティ逆 F アンテナの反射係数

#### 4. ダイバーシティアンテナの特性評価

設計したダイバーシティアンテナの放射特性を解析し, 垂直偏波と水平偏波の空間相関係数を評価した. 空間相関係数は次式で表される[3].

$$\rho_e = \frac{|\iint_{4\pi} [\mathbf{F}_1(\theta, \varphi) \cdot \mathbf{F}_2(\theta, \varphi)] d\Omega|^2}{\iint_{4\pi} |\mathbf{F}_1(\theta, \varphi)|^2 d\Omega \iint_{4\pi} |\mathbf{F}_2(\theta, \varphi)|^2 d\Omega} \quad (2)$$

ここで,  $\mathbf{F}_1(\theta, \varphi)$ ,  $\mathbf{F}_2(\theta, \varphi)$  は Port 1, Port 2 を給電したときのアレイ素子パターンであり, 記号  $\cdot$  はエルミート内積を表す. 空間相関が小さいほど垂直偏波(Port 1)と水平偏波(Port 2)の直交性が優れダイバーシティ効果が高いことを意味する. 筐体と導体柱の有無による空間ダイバーシティ逆 F アンテナのダイバーシティ特性の変化を比較する.

920 MHz において筐体と導体柱がない場合の 3 次元アレイ素子パターンを図 9 に示す. Port 1 と Port 2 とともに  $|E_\theta|$  成分が大きい角度で  $|E_\phi|$  成分が小さい指向性が得られたため, 相関が低いといえる.  $|E_\theta|$  成分について, Port 1 で高い角度で Port 2 でも高いため, 相関が高いといえる.  $|E_\phi|$  成分について, Port 1 で高い角度で Port 2 では低いため, 相関が低いといえる.

920 MHz において筐体と導体柱がある場合の 3 次元アレイ素子パターンを図 10 に示す. Port 1 と Port 2,  $|E_\theta|$  成分と  $|E_\phi|$  成分についてそれぞれ比較するとどちらも相関が高いといえる.

導体柱・筐体の有無による空間ダイバーシティ逆 F アンテナの空間相関係数の比較を図 14 に示す. 導体柱がない場合, 890 MHz で, 導体柱がある場合, 860 MHz 付近で空間相関係数が -40 dB 程度まで急激に低下する点がある. 一方, 920 MHz では, 導体柱・筐体がある場合, -2 dB, ない場合, -4 dB

と高い値になり、ダイバーシティ効果が低いといえる。

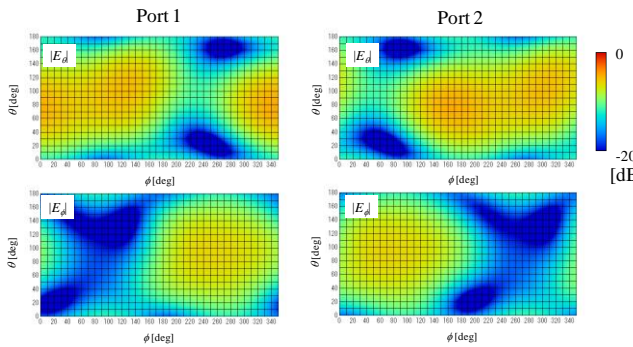


図 9：920 MHz における 3 次元アレー素子パターン (筐体・導体柱なし)

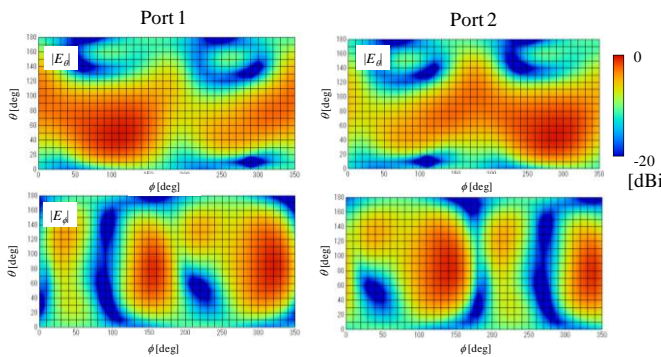


図 10：920 MHz における 3 次元アレー素子パターン (筐体・導体柱あり)

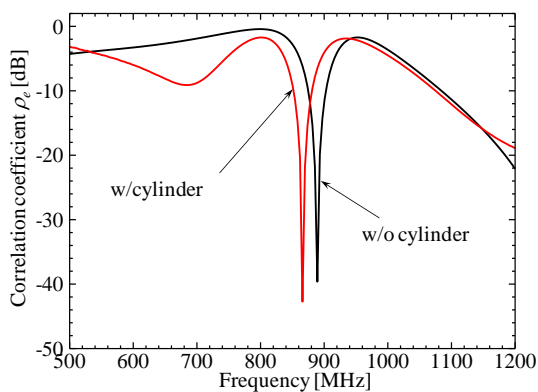


図 11：導体柱・筐体の有無による空間ダイバーシティ逆 F アンテナの空間相関係数の比較

以上の結果から、920 MHz においてダイバーシティ効果をもとめるためには、アンテナ長などを調整して空間相関係数が急激に低下する周波数を変化させる必要があると考えられる。

## 5. まとめ

小形アンテナの整合回路を設計し、導体柱に近接配置された空間ダイバーシティアンテナを電磁界解析により設計した。小形アンテナは、入力インピーダンスの抵抗成分が小さく、リアクタンス成分が負の値になることから、整合回路を設計し、回路素子の損失を考慮することにより効率を改善した。また、空間ダイバーシティ逆 F アンテナの設計では、導体柱・筐体の有無による共振周波数の変化が小さく、ロバスト性が優れているといえる。一方、920 MHz においてダイバーシティ効果が低いため、空間相関係数が低下する周波数を変化させる必要があると考えられる。

## 参考文献

- [1] 原田博司, 児島史秀, SUM Chin-Sean, LU Alina Liru, "高度電波監視技術を用いたスマートユーティリティネットワーク," 信学技報, IEICE Technical Report, SR2011-85, January 2012.
- [2] 堀口和希, 陳 強, 土屋創太, 川田拓也, "ガスメーター用ダイバーシティアンテナの性能評価システムの検討," 信学ソ体, B-1-47, 2015年9月.
- [3] S. Blanch, J. Romeu, I. Corbella, "Exact representation of antenna system diversity performance from input parameter description", Electronics Letters, vol. 39, no. 9, pp. 705-707, May 2003.