

光電界センサー用アンテナ設計の基礎

東北大学大学院工学研究科

陳 強



概 要

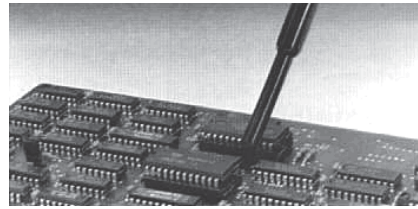
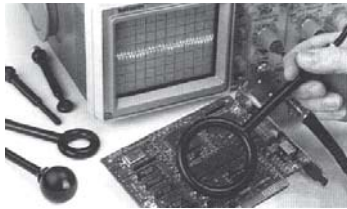
Chen Lab

2



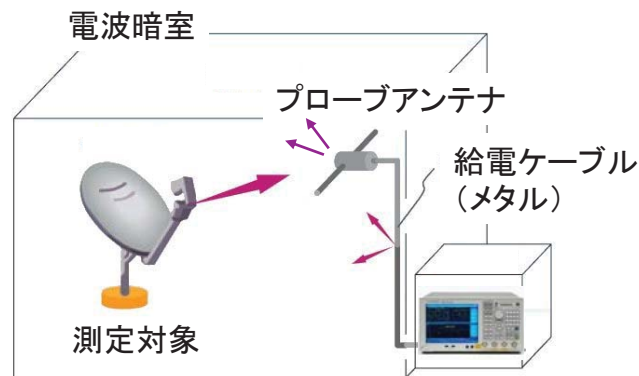
光電界センサーの非侵襲性を高めるために、センサーのアンテナ部分を小形化したら、センサーの感度が落ちてしまった。アンテナを小さくしてもセンサーの感度が劣化しない方法があるか？電気光学効果を持つ結晶とアンテナのサイズが決まったときに、センサーの感度を最大にするアンテナの最適形状があるか？本講義では、これらの問題に対し、アンテナの電氣的サイズとアンテナ利得、帯域との関係を示し、アンテナの小形化によるアンテナ性能の理論的境界を解説する。また、電気光学効果を利用した電磁界センサーにおけるアンテナの利得（感度）を最大化する設計法を示し、センサーの高感度化の設計例を述べる。

- 電子機器の高密度実装技術の普及
 - 動作周波数の向上
 - 電子デバイスの小形化
- ⇒電磁環境が悪化, EMC対策が必要.



- ⇒電磁環境(特に近傍)の測定, 波源の位置推定
- ⇒高精度・高感度な電磁界測定技術が求められている.

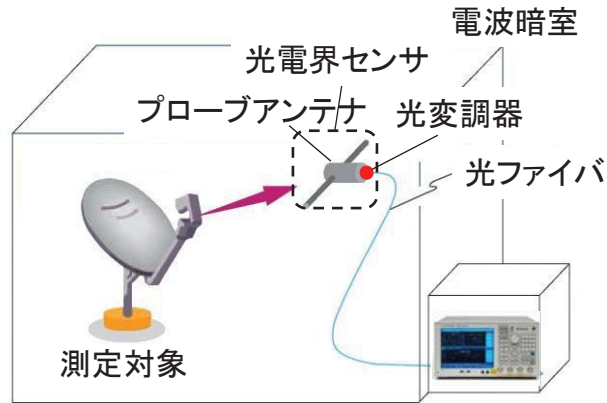
高精度・高感度な電磁界測定技術の難点



被測定電磁界への擾乱

起因

1. プローブアンテナ
2. プローブアンテナの(メタル)ケーブル



プローブアンテナで受信した「電波」を用いて、光を変調し、変調した光をファイバで伝送.

給電ケーブルによる擾乱がなくなるが、

プローブアンテナはまだ存在する。問題は完全に解決されていない！

アンテナ設計のジレンマ

理想

擾乱を減らし、高精度の測定をしたい！

空間分解能を高めたい！

微弱の信号(ノイズ)を測りたい！

高感度の測定がほしい！

現実

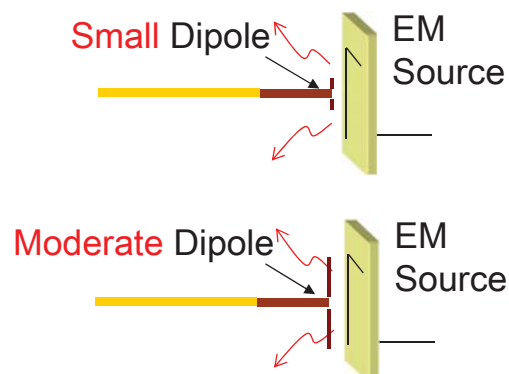
小形アンテナがいい

小形アンテナはだめ

アンテナのサイズはどうする？



Antenna Engineer





1. 小形アンテナの性能の限界
アンテナのサイズと利得, 帯域との関係. (認識の問題)
2. アンテナの小形化の手法
アンテナの構造設計, 整合回路の設計. (技法の問題)



- 小形アンテナの性能の限界
アンテナを小形化すると, 性能がどのように劣化する
か? (小形化を求めるために, 覚悟するものは?)
- 光電界センサ用, 高感度のアンテナ設計法
アンテナのサイズを小形に維持しながら, 最大感度を
得るためにはどうするか? (小形アンテナの設計例)

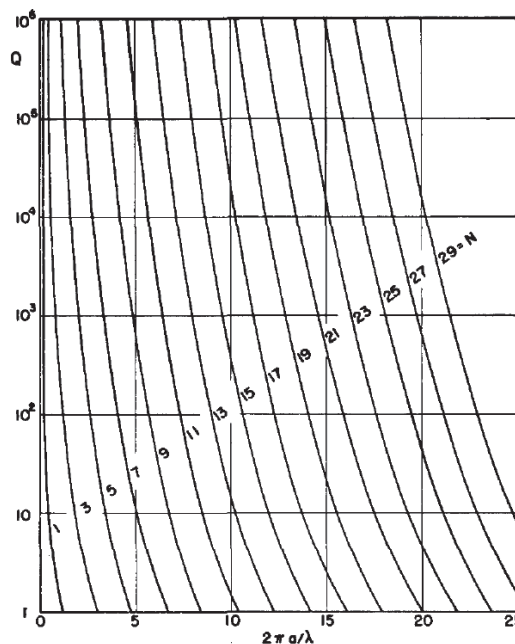
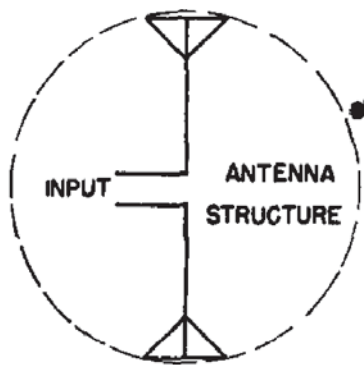
小形アンテナに関する過去の研究



- アンテナの小形化の研究は、古くから盛んに行われている。
- アンテナの Q 値は放射電力 P とアンテナ周辺の蓄積電力 W の比として

$$Q = \omega \frac{W}{P} \quad (1)$$

➤ Chu はアンテナを取り囲む半径 a の球内の蓄積電力を導出することで、水平面内無指向性アンテナの Q 値についての議論を行っている[1].



[1] L. J. Chu, "Physical limitations of omni-directional antennas" 1948.

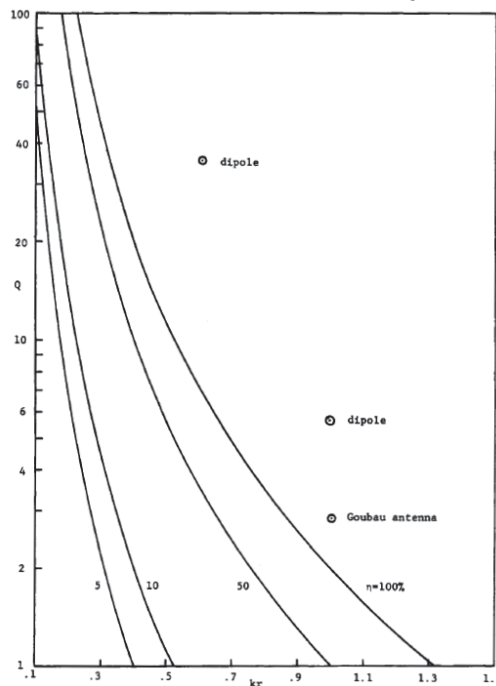
小形アンテナに関する過去の研究



- Hansen[2]やMcLean[3]はアンテナの電気的サイズと下限の Q 値について

$$Q \approx \frac{1 + 2(ka)^2}{(ka)^3 [1 + (ka)^2]} \quad (2)$$

➤ また Hansen は放射効率 η を犠牲にすれば Q 値は下げられるのでアンテナの性能を比べるためには Q/η がより正確であると指摘した。



[2] R. C. Hansen, "Fundamental limitations in antennas," 1981.

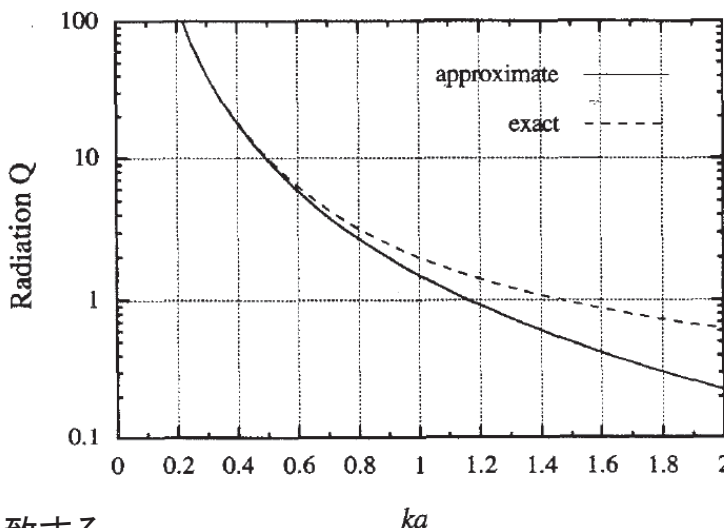
[3] J. S. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on the radiation Q of electrically small antennas," 1996.



- Collin とRothschild は 球の外に蓄積され放射に寄与しない電力を考慮することで下限の Q 値の式を導出[4].

$$Q = \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka} \quad (3)$$

- 後にMcLeanも異なる方法で(3)式を導出し, 小形アンテナのサイズと下限 Q 値の関係を示す式として(3)式がより厳密な式である事を示した[3].



- (2)式と(3)式は $ka < 1$ ではほぼ一致する.

[4] R. Collin and S. Rothschild, "Evaluation of antenna Q," 1964.

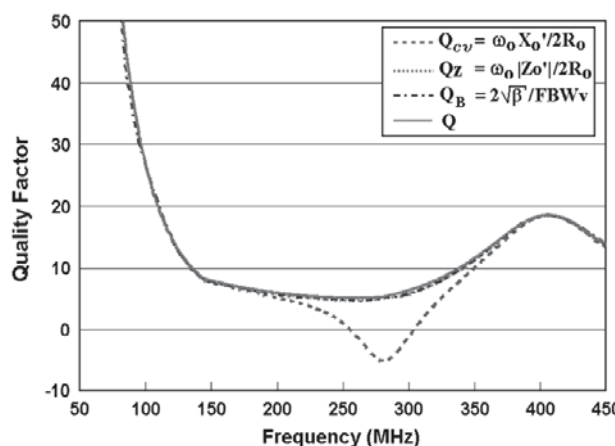


- Yaghjian とBest は Q 値と帯域幅 B の関係を, 許容出来る電圧定在波比 (VSWR) の最大値を s として

$$B \approx \frac{1}{Q} \left(\frac{s-1}{\sqrt{s}} \right) \quad (4)$$

- (3), (4)式に基づき, Sievenpiper は $s = 2$ として, 帯域幅と放射効率との積の上限がアンテナの電気的サイズにより決定されることを示した.

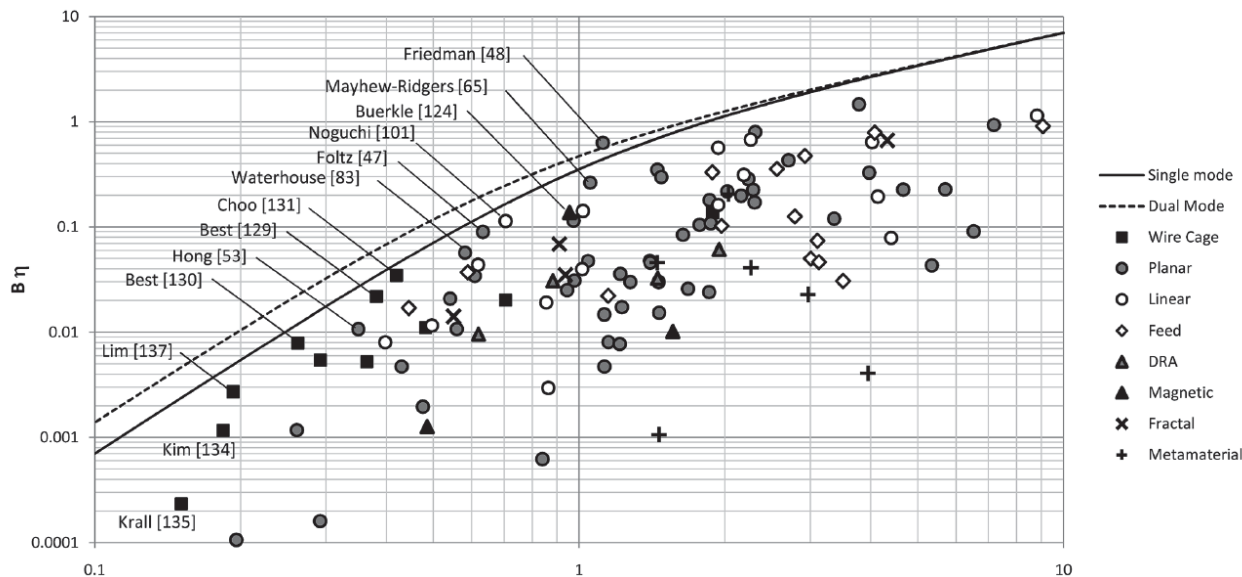
$$B\eta = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \right)^{-1} \quad (5)$$



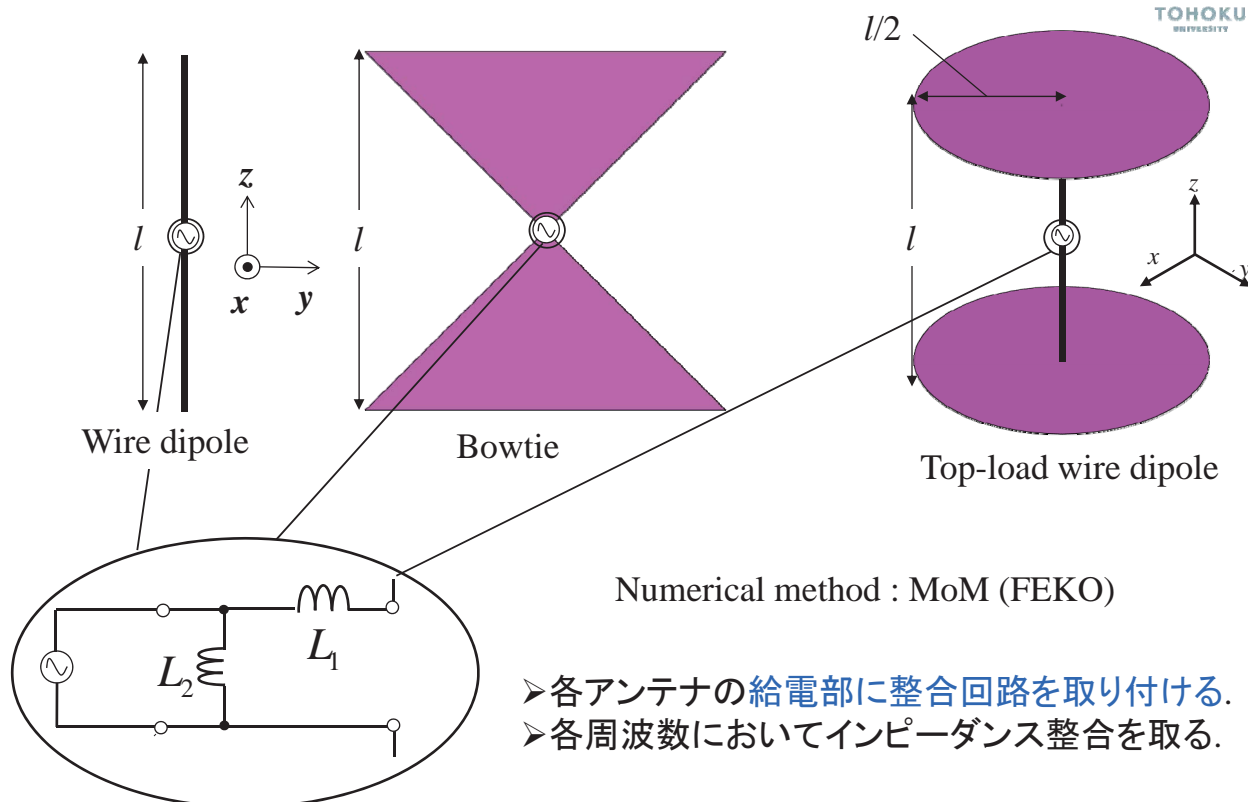
[5] A. D. Yaghjian and S. R. Best, "Impedance, bandwidth, and Q of antennas," 2005.

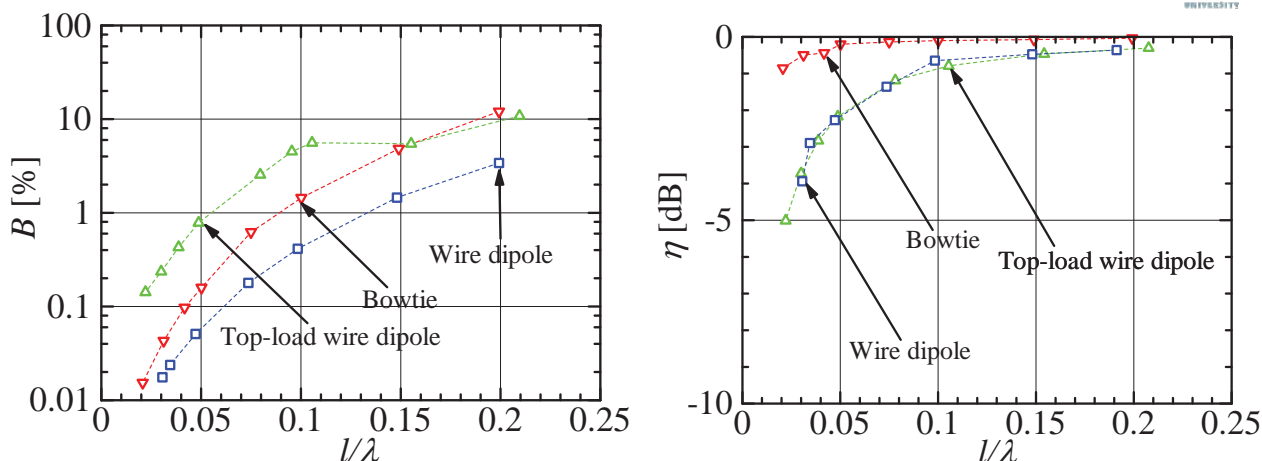
[6] Daniel F. Sievenpiper and David C. Dawson, "Experimental Validation of Performance Limits and Design Guidelines for Small Antennas" 2012.

- Sievenpiper はIEEEの論文中の110種類の小形アンテナの特性から式(5)の妥当性を示した。



小形アンテナの数値解析

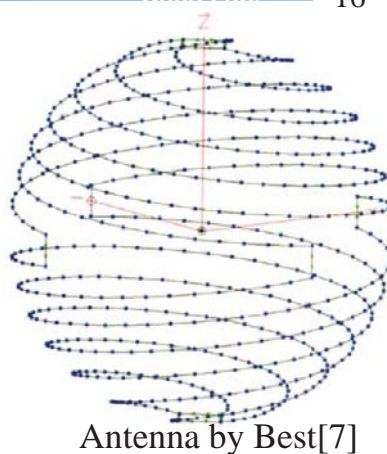
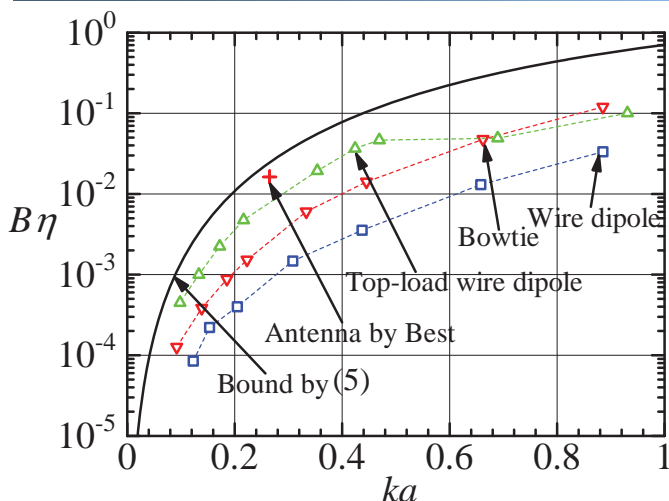




$B \cdots \text{VSWR} < 2$ の比帯域幅

- トップロードダイポールの帯域幅は線状ダイポールより広い。
- アンテナの電気的なサイズが小さくなるほど帯域幅, 放射効率が劣化。

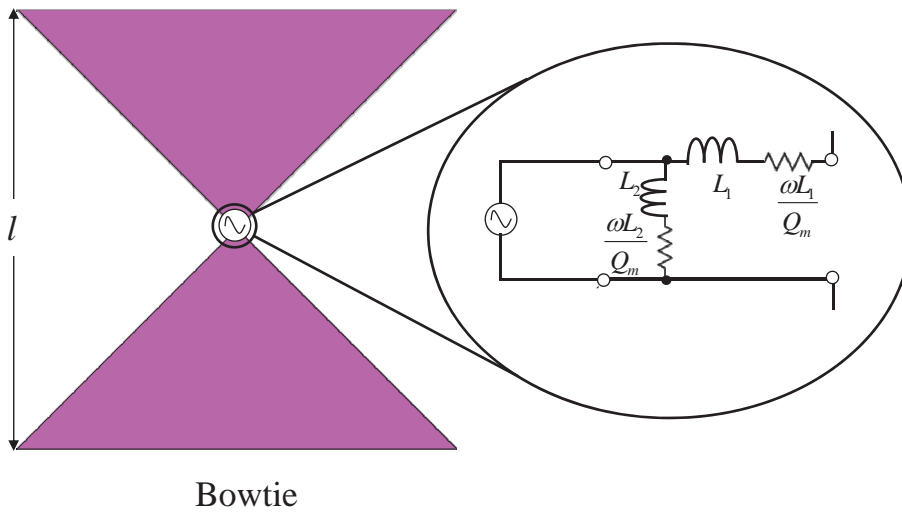
理論的限界値との比較



$a \cdots$ アンテナを取り囲む最小の球の半径 $k \cdots$ 波数
$$B\eta \approx \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \right)^{-1} \quad (5)$$

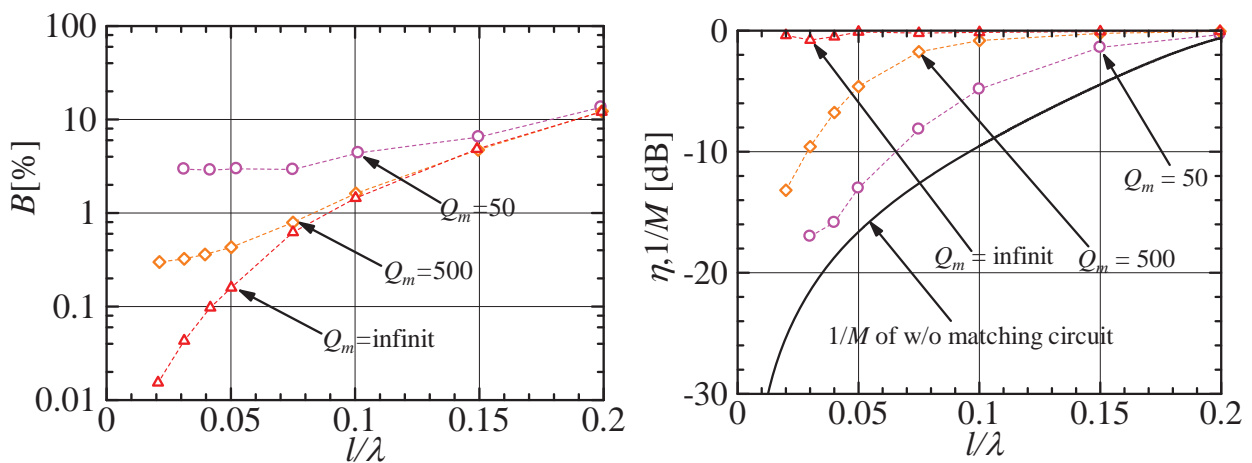
- いずれのアンテナも性能の限界を表す(6)式のカーブを超えることはない。
- ダイポールのような1次元構造のアンテナより, トップロード付ダイポールやBestのアンテナのような3次元的に広がる構造を持つアンテナのほうがアンテナを囲む球の同じ半径 a に対して, 理論的限界に近い性能を有する。

[7] S. R. Best “A performance comparison of fundamental small antenna designs,” 2010.

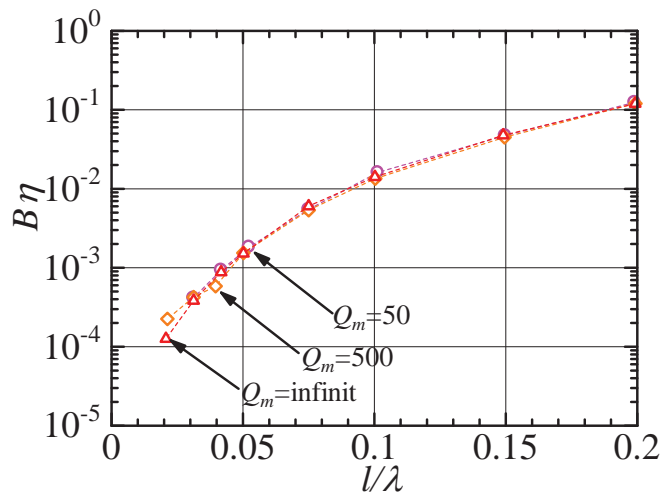


- Bowtieアンテナに損失のある整合回路をつけた場合の数値解析を行う。
- 整合回路の抵抗による損失を Q_m で表す。

計算結果(帯域幅, 放射効率)



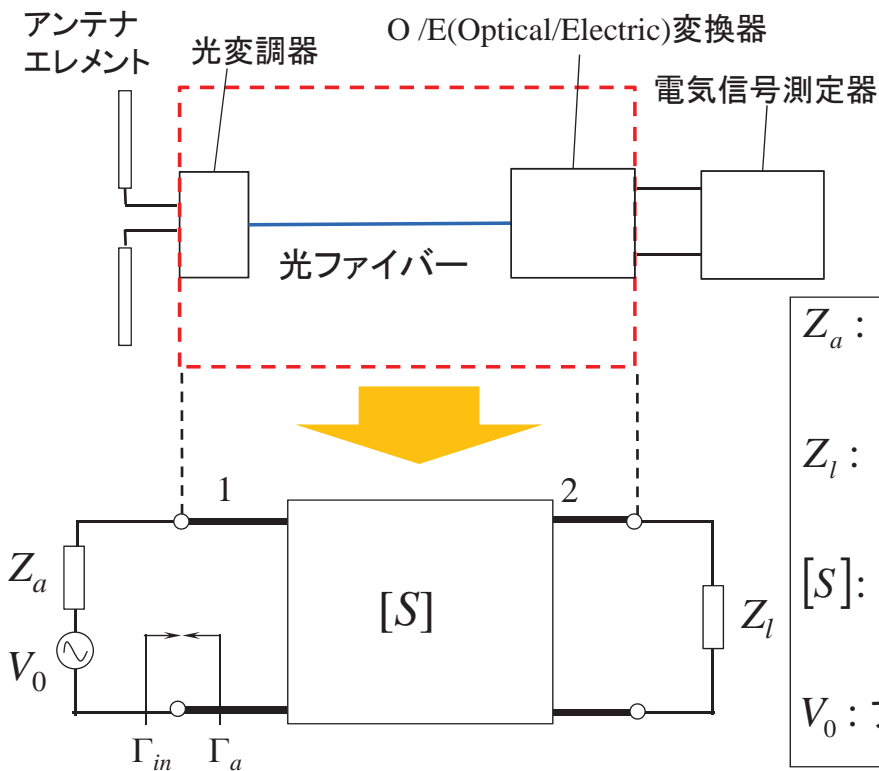
- Q_m が低いと帯域幅は広がるが、放射効率は低くなる。
- $Q_m = 50$ であっても、整合回路がない場合の不整合損失と比べて損失が少ない。



➤ $B\eta$ はアンテナのサイズのみに関係し、整合回路の損失によらない。

➤ 帯域幅と放射効率はトレードオフの関係にある。

光電界センサを用いた測定システムの等価回路

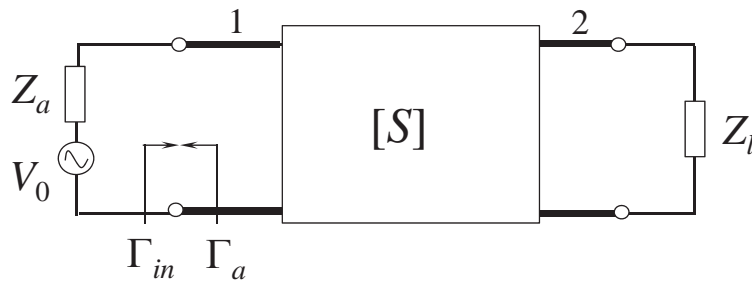


Z_a : アンテナの入力インピーダンス

Z_l : 電気信号測定器の内部インピーダンス(50 Ω)

$[S]$: 光変調器, 光ファイバ, O/E変換器のSパラメータ

V_0 : アンテナの受信開放電圧



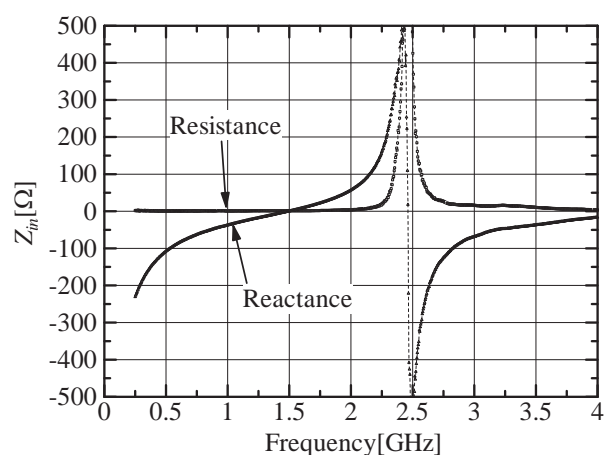
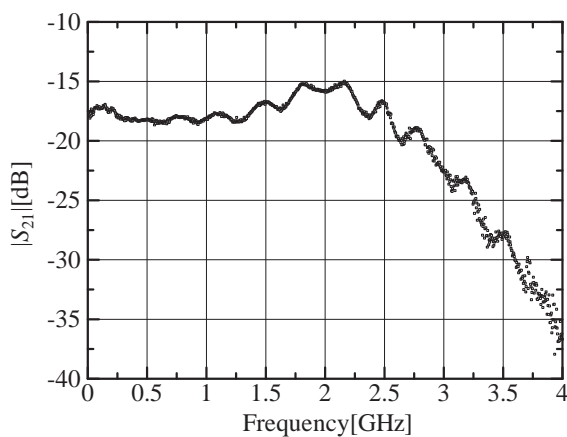
Z_l を無反射終端(50Ω)とするので $\Gamma_{in} = S_{11}$ (1)

Z_l で消費される電力(受信電力) P_l は $P_l = \frac{1 - |\Gamma_a|^2}{|1 - \Gamma_a \Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{V_0^2}{4R_a}$ (2)

P_l が最大となる条件は $\Gamma_a = \Gamma_{in}^*$ (3)

P_l を最大化するためには、アンテナのインピーダンスが式(3)を満たす必要がある。

光変調器, 光ファイバ, O/E変換器の等価回路のSパラメータ測定

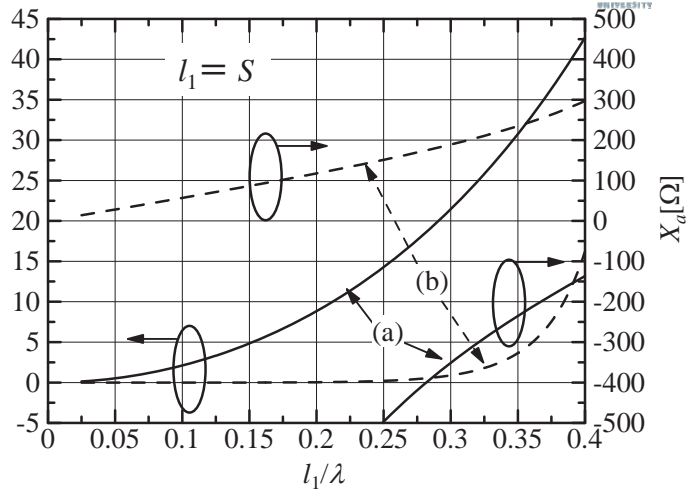
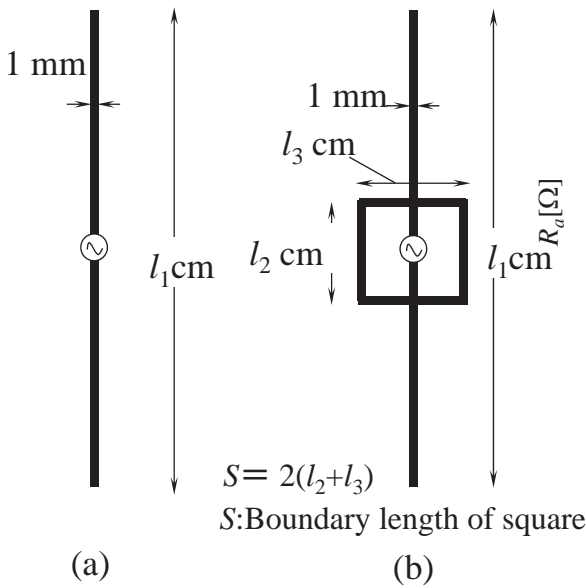


Port 1の入力インピーダンス(Z_{in})・・・1.5 GHz以下でキャパシタンス性.

一般的な電界計測プローブ(小形ダイポールアンテナ)・・・キャパシタンス性

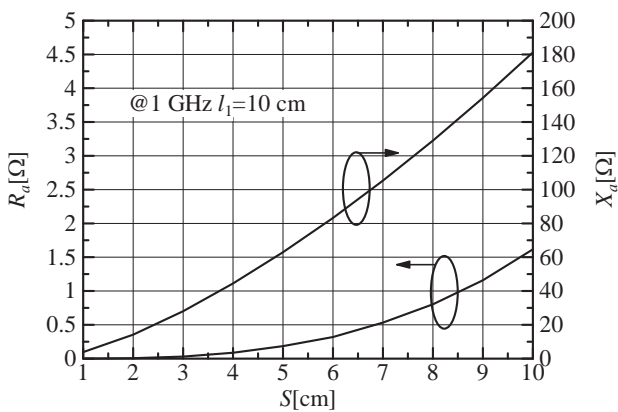
式(3)を満たすことは難しい.

アンテナのインピーダンスをインダクタンス性にしたい.



- 線状ダイポールアンテナ(a)はキャパシタンス性.
- 設計アンテナ(b)はインダクタンス性.

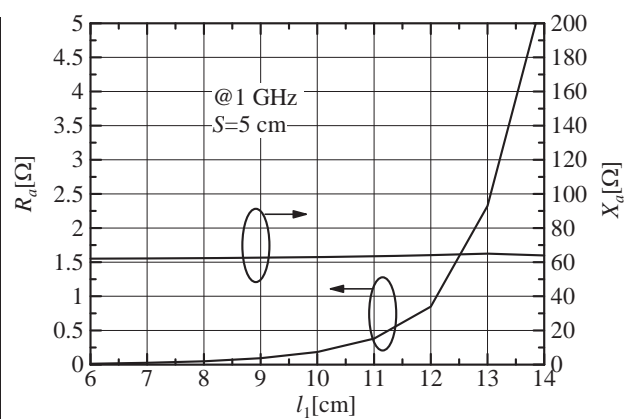
所望のインピーダンスを持つアンテナ設計法を検討する.



方形ループの周囲長Sが大きくなる.



- R_a が大きくなる.
- X_a が大きくなる.



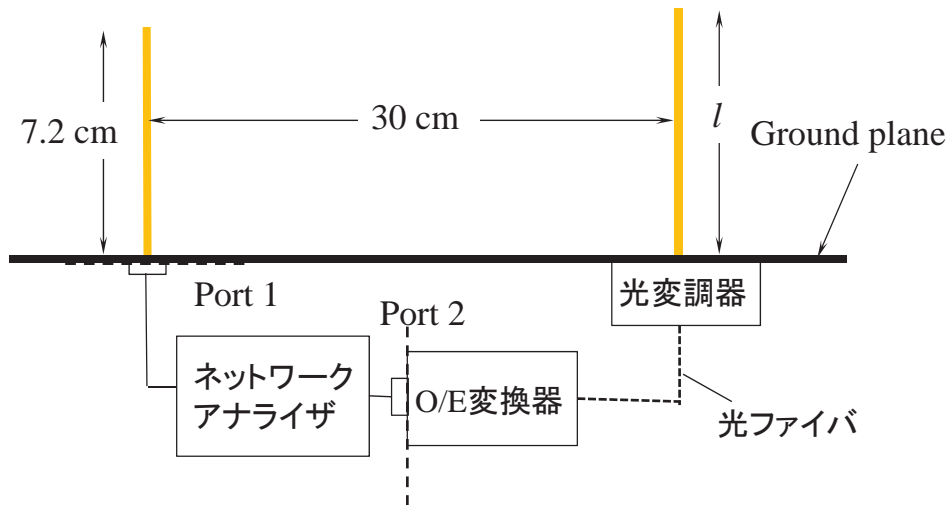
アンテナの長さl1が大きくなる.



- R_a が大きくなる.
- X_a の変化は小さい.

所望の R_a , X_a を持つアンテナ設計法

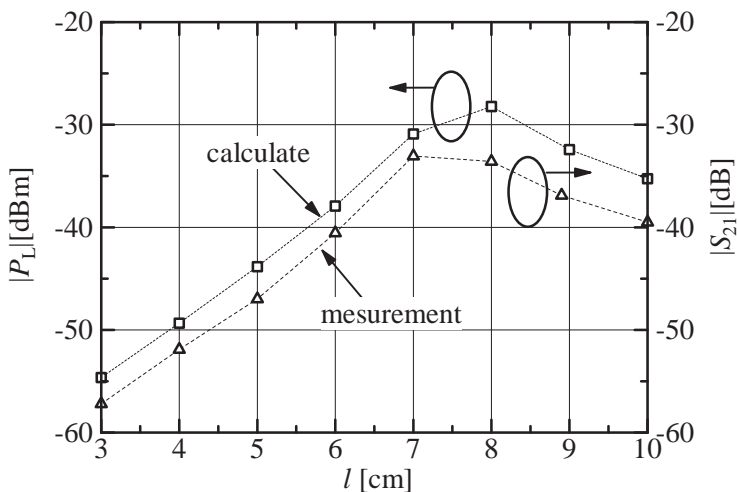
- ①Sを調節し X_a を合わせる.
- ② l_1 を調節し R_a を合わせる.



- ▶ 実験はモノポールを使用.(光変調器の入出力インターフェースが同軸系のため.)
- ▶ 送信アンテナ($1/4\lambda$ @1 GHz)をPort 1, 受信アンテナをPort 2に接続.

S_{21} を測定し, 受信アンテナの感度を評価.

モノポールアンテナの測定結果.



計算値

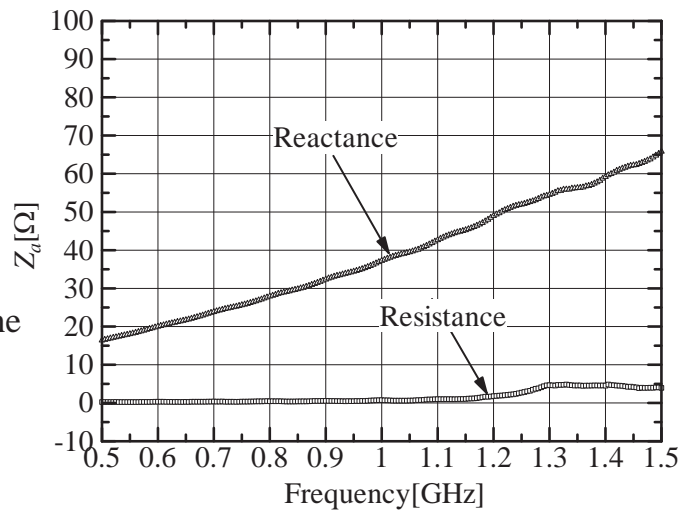
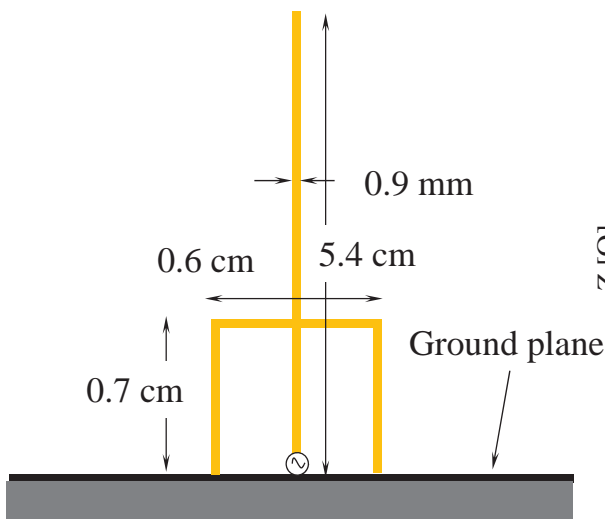
Z_a と V_0 はFEKOによる計算値
(1 V/mの平面波を入射時)
 Γ_{in} , S_{21} は実験値を式(2)に代入.

$$P_l = \frac{1 - |\Gamma_a|^2}{|1 - \Gamma_a \Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{V_0^2}{4R_a} \quad (2)$$

l に対する P_l の変化量は計算値と実測値で一致.

P_l の計算方法は妥当.

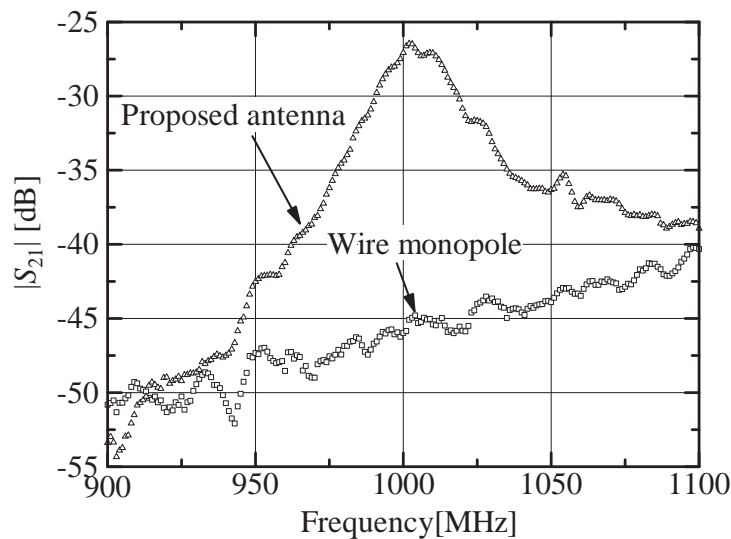
設計した線状モノポールアンテナ



- 1 GHzにおける Z_{in} は $1-j38[\Omega]$.
- 設計アンテナのインピーダンスは1 GHzにおいて $0.75+j37[\Omega]$.

所望のインピーダンスに近いインピーダンスを持つアンテナを作成.

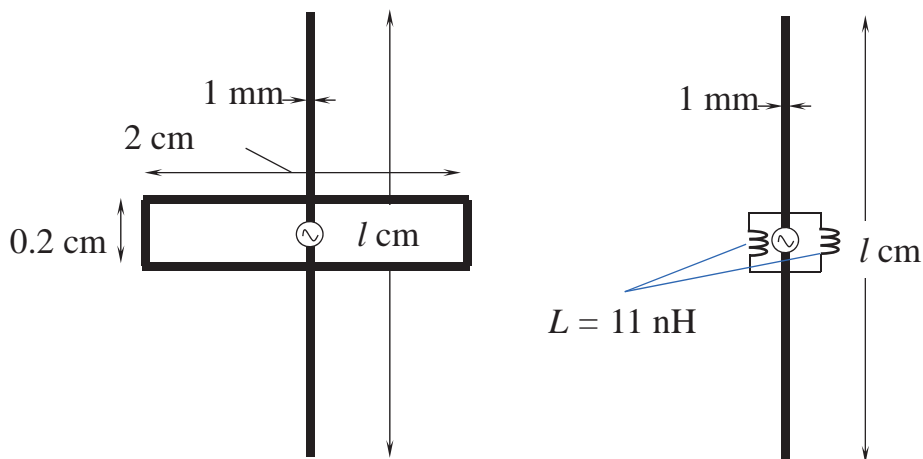
提案アンテナの測定.



同じ長さの線状ダイポールアンテナと比較して17 dB受信電力が大きい.

提案アンテナを用いることで感度特性が改善可能.

集中定数のインダクタを用いたアンテナとの比較

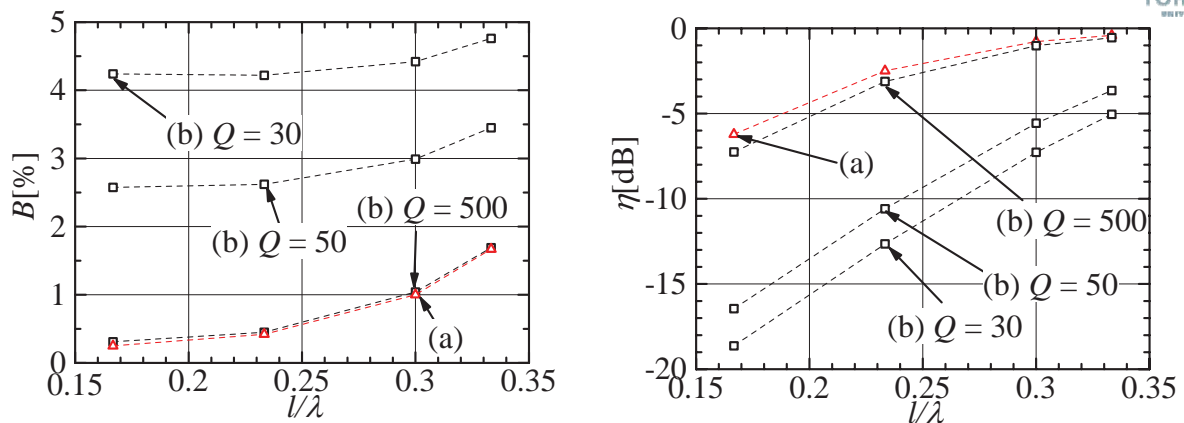


(a) ショートスタブを装荷したアンテナ (b) 集中定数を用いたアンテナ

Numerical method : MoM (FEKO)

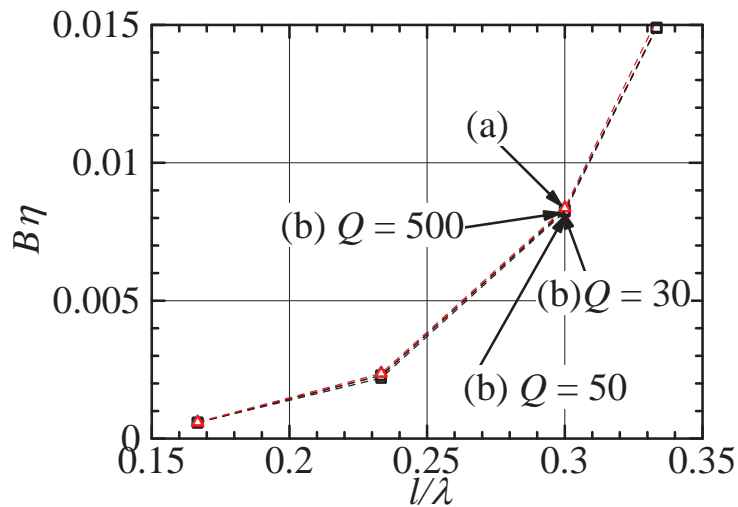
- 1 GHzにおける放射効率 η と $|\Gamma| \leq -10$ dB以下になる比帯域 B を計算.
- 集中定数の L の Q 値を変え比較.

集中定数のインダクタを用いたアンテナとの比較

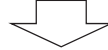


	Q 大	Q 小
η	○	×
B	×	○

- ショートスタブは Q 値が大きいインダクタに相当.
- 小形のインダクタの Q 値は30程度.



➤ $B\eta$ は Q 値によらず一定.



➤ B (帯域幅)と η (感度)はトレードオフの関係.

➤ アンテナのサイズが大きい方が広帯域, 高感度.

まとめ

光電界センサを用いた電界測定の高感度化のため、
光電界センサ用アンテナの設計法を検討した。

➤ 光変調器, 光ファイバ, O/E変換器を2ポートの等価回路とし、
散乱行列の S パラメータを測定した。

➤ 等価回路のインピーダンス整合に適し、
電界測定が可能なダイポール型アンテナの設計法を検討した。

➤ 設計したアンテナを用いることにより、
感度特性が改善可能であることを実験的に示した。

➤ 設計したアンテナは同じ長さの線状モノポールアンテナより、
受信電力が17 dB向上した。