

右手/左手系複合同軸線路を用いた  
スリーブアンテナに関する研究

防衛大学校理工学研究科後期課程

電子情報工学系専攻 エレクトロニクス工学教育研究分野

福嶋 崇嗣

平成30年12月

# 目次

第 1 章	序論	1
1.1	スリーブアンテナの特徴と課題	1
1.1.1	スリーブアンテナの特徴	1
1.1.2	スリーブアンテナの課題	2
1.2	右手/左手系複合伝送線路 (CRLH TL)	4
1.2.1	CRLH TL の回路理論	4
1.2.2	CRLH TL の共振現象	5
1.2.3	電磁バンドギャップ (EBG)	6
1.3	本論文の目的と構成	8
第 2 章	チョークの小型化	10
2.1	まえがき	10
2.2	小型チョークを構成する右手/左手系複合同軸線路 (CRLH CL)	11
2.2.1	構造と動作原理	11
2.2.2	分散特性	11
2.3	小型チョーク付きスリーブアンテナ	16
2.3.1	構造と動作原理	16
2.3.2	設計	18
2.3.3	従来のスリーブアンテナとの比較	22
2.3.4	試作と測定	29
2.4	まとめ	32
第 3 章	固有モード解析を利用した小型スリーブアンテナの設計	34
3.1	まえがき	34
3.2	動作原理と設計手法	36

3.2.1	動作原理 . . . . .	36
3.2.2	小型放射素子を構成する CRLH CL の要求 . . . . .	37
3.2.3	固有モード解析を利用した CRLH TL 共振器の設計手法 . . . . .	38
3.3	小型スリーブアンテナを構成する 2 種類の CRLH CL 共振器 . . . . .	40
3.3.1	小型放射素子を構成する CRLH CL の構造と動作原理 . . . . .	40
3.3.2	分散特性 . . . . .	41
3.3.3	共振モードの電界分布と周波数 . . . . .	42
3.4	小型スリーブアンテナの特性 . . . . .	48
3.4.1	設計 . . . . .	48
3.4.2	従来のスリーブアンテナとの比較 . . . . .	51
3.4.3	試作及び測定 . . . . .	56
3.5	高次共振モードの利用 . . . . .	62
3.5.1	給電部の構造 . . . . .	62
3.5.2	高次共振モードの励振 . . . . .	62
3.5.3	高次共振モードの特性 . . . . .	64
3.6	まとめ . . . . .	67
第 4 章	チヨークの広帯域化 . . . . .	68
4.1	まえがき . . . . .	68
4.2	EBG を利用した広帯域チヨークの動作原理 . . . . .	70
4.3	広帯域な EBG を持つ CRLH CL . . . . .	72
4.3.1	構造と設計方法 . . . . .	72
4.3.2	分散特性 . . . . .	72
4.4	広帯域チヨーク付きスリーブアンテナ . . . . .	75
4.4.1	構造 . . . . .	75
4.4.2	チヨークの設計 . . . . .	75
4.4.3	共振周波数を変えたときの特性 . . . . .	78
4.5	まとめ . . . . .	85
第 5 章	放射素子の広帯域化 . . . . .	86
5.1	まえがき . . . . .	86
5.2	寄生素子による広帯域化 . . . . .	88
5.2.1	構造 . . . . .	88

5.2.2	寄生素子の効果 . . . . .	89
5.2.3	チョークの効果 . . . . .	93
5.2.4	給電同軸線路の影響 . . . . .	94
5.3	平板付加による整合と放射パターンの改善 . . . . .	97
5.3.1	構造 . . . . .	97
5.3.2	設計 . . . . .	98
5.3.3	従来のアンテナとの比較 . . . . .	105
5.3.4	試作及び測定 . . . . .	107
5.4	まとめ . . . . .	111
第 6 章	結論	112
	謝辞	115
	参考文献	117
	研究業績	127



# 第 1 章

## 序論

### 1.1 スリーブアンテナの特徴と課題

#### 1.1.1 スリーブアンテナの特徴

水平面無指向性の放射パターンを持つ最も基本的なアンテナとしてはダイポールアンテナやモノポールアンテナがある。これらのアンテナへ通信機器から情報、電力を伝送するためには同軸線路が利用されることが多い。不平衡回路である同軸線路と平衡回路であるダイポールアンテナを接続すると両者の電圧と電流の関係に差があるため、同軸線路の外部導体に電流が流れてしまう。この電流を漏れ電流と呼ぶ [1]。漏れ電流を抑制するためには平衡回路と不平衡回路を変換するためのバランを用いる。一方、モノポールアンテナに同軸線路から給電するときはバランは不要であるが、十分な大きさの地板が必要である。

バランや地板を用いずに水平面無指向性の放射パターンを得られる実用的なアンテナとしてはスリーブアンテナがある [1–3]。最もシンプルな構造のスリーブアンテナは同軸線路から内部導体を  $1/4$  波長伸ばして放射素子とした簡単なアンテナであるが、同軸線路の外部導体に漏れ電流が流れる。漏れ電流は不要波を放射するので放射パターンを乱してしまう [3]。漏れ電流を抑制するためには  $1/4$  波長の金属円筒を同軸線路の外部導体にチョークとして取り付ける。金属円筒は給電部側を同軸線路の外部導体に短絡し、もう一方を開放とする。金属円筒の内側と同軸線路外部導体の外側で作られる短絡開放の線路は、金属円筒の長さが  $1/4$  波長となる周波数において、入力インピーダンスが無限大になるため、チョークとして動作し、漏れ電流は抑制される。また、 $1/4$  波長の金属円筒の外側は放射素子としても働くので、内部導体を  $1/4$  波長伸ばしたモノポールと合わせて、

1/2 波長ダイポールのように電流が分布し、水平面無指向性で垂直面 8 の字型の放射パターンとなる。このように簡単な構造でバランや地板を必要とせず同軸線路から直接給電でき、水平面無指向性な放射パターンを実現できるので、スリーブアンテナは測定用をはじめ、無線 LAN や地域防災無線など実用的なアンテナとして広く利用されている。

スリーブアンテナと呼ばれるアンテナは、上記で述べた 1/4 波長チョーク付きスリーブアンテナ以外にもある。チョークの代わりに同軸線路の途中に地板を取り付けたものはスリーブモノポールと呼ばれる [4–6]。取り付けた地板により漏れ電流が抑制される。複数の寄生素子を取り付けることで多共振化、広帯域化したものも提案されている [7–9]。ダイポールアンテナの給電部付近に円筒状の寄生素子を被せたアンテナはスリーブダイポールアンテナと呼ばれる [10, 11]。金属円筒の寸法を適切に設計することで簡単に広帯域な特性を実現できる。スリーブダイポールアンテナの円筒状の寄生素子を 2 本の線状導体に置き換えたものはオープンスリーブダイポールアンテナと呼ばれ、より簡単な構造で広帯域な特性を実現できる [12–14]。ただし、スリーブモノポールアンテナには地板が必要であり、スリーブダイポールアンテナとオープンスリーブダイポールアンテナは、ダイポールアンテナと同様にバランが必要である。本論文ではバランと地板を必要とせず、同軸線路から直接給電できる 1/4 波長付きスリーブアンテナについて扱う。

### 1.1.2 スリーブアンテナの課題

近年、携帯電話に代表される移動体通信が急速に広まっている。今後も IoT によりさらに多くの機器が無線通信する時代となることが予想され、様々な機器、システムの要求を満たすアンテナが必要とされる。その要求の中にはスペースや周波数の制限により地板やバランを用いることが困難である場合も想定されるが、スリーブアンテナはそれらの要求に応えることができる。一方でスリーブアンテナはその動作原理のため、以下に挙げる 2 つの欠点がある。1 つはアンテナの放射素子とチョークを合わせた長さが半波長必要なことである。低い周波数で利用する場合、アンテナは波長に依存して大きくなってしまう。もう 1 つは動作周波数が狭帯域であることである。放射素子とチョークは共に共振する 1 つの周波数で動作するためである。これらの課題を改善するために、小型化、広帯域化の方法が提案されている。

#### スリーブアンテナの小型化

スリーブアンテナの小型化のために様々な方法が提案されている。ひとつは平面化することで体積を減らす方法である [15, 16]。平面化することで基板上に金属パターンで構成

できるので、製造の面で非常に有利である。また、アンテナの径を細くする方法も提案されている [17]。同軸線路の一部の誘電体を取り除き空気にすることで、特性インピーダンス  $50\Omega$  を維持しつつ給電用同軸線路の径を細くできるので、アンテナ全体を細径化できる。これは医療で使われるマイクロ波アブレーション用として提案されている。

アンテナの長さを短くする研究はモノポール部分とチョーク部分の小型化に分けられる。モノポール部分の小型化としては、モノポールをメアンダやヘリカル状に曲げる方法が簡単であり、携帯無線端末用等のアンテナとして提案されている [18–20]。モノポールを曲げることによる整合の劣化をチョーク内にショートスタブを装荷することで改善する方法も提案されている [21, 22]。文献 [21] ではモノポールは  $0.08 \lambda_0$  に小型化されており、アンテナ全体としては  $0.31 \lambda_0$  である。チョークの小型化としては、ステップドインピーダンス [23] を利用したものや、チョークに容量素子を装荷したものが提案されている [24, 25]。文献 [25] のチョークの長さは  $0.13 \lambda_0$  に小型化され、アンテナ全体としては  $0.38 \lambda_0$  である。チョークの小型化はモノポールの小型化と比べて簡単ではなく、報告されている件数も少ない。

### スリーブアンテナの広帯域化

広帯域な特性を持つスリーブアンテナは多数報告されているが、その多くはスリーブモノポールタイプ [26–32] とスリーブダイポールタイプ [10–14] であり、地板又はバランが必要である。地板やバランを用いない  $1/4$  波長チョーク付きスリーブアンテナの広帯域化としては、2つのスリーブを持つものが提案されている [33–36]。これらのアンテナは同軸線路とその内部導体を伸ばして構成したモノポール、チョーク、そして寄生素子によって構成される。寄生素子は円筒状の構造をしており、チョークの上面に取付けられ、モノポールの下部を取り囲むように配置される。寄生素子の長さや径を適切に設計することで広い周波数で整合を取ることができる。文献 [36] では  $|S_{11}| < -6$  dB となる比帯域 105% を達成している。しかし、寄生素子の働きは十分説明されておらず、 $|S_{11}| < -10$  dB となるように設計されていない。さらに高い周波数において放射パターンの水平方向にヌルが生じる問題もある。

## 1.2 右手/左手系複合伝送線路 (CRLH TL)

右手/左手系複合伝送線路 (CRLH TL: Composite Right/Left-Handed Transmission Line) が提案されている [37–45]. CRLH TL は適切に設計することで従来の伝送線路にはない特性を実現できるので, 近年アンテナやマイクロ波の分野で注目されている. 本節では CRLH TL の共振現象と電磁バンドギャップ (EBG: Electromagnetic Bandgap) について, それぞれ小型化と広帯域化に有用であることを説明する.

### 1.2.1 CRLH TL の回路理論

同軸線路やマイクロストリップ, 導波管等の従来の伝送線路は右手系伝送線路と呼ばれ, 図 1.1(a) の様に直列にインダクタンス  $L_R$  と並列にキャパシタンス  $C_R$  を持った回路が周期的に並んだ等価回路で表される. この 1 つの周期を単位セルと呼び, 図 1.1(b) に示す. 右手系伝送線路の直列にキャパシタンス  $C_L$ , 並列にインダクタンス  $L_L$  を装荷した図 1.2(a) に示す伝送線路は CRLH TL と呼ばれる. 図 1.2(b) に単位セルの等価回路を示す. 直列のインピーダンス  $Z$  は  $L_R$  と  $C_L$  によって表され, 並列のアドミタンス  $Y$  は  $C_R$  と  $L_L$  によって表される [39].

$$Z = j \left( \omega L_R - \frac{1}{\omega C_L} \right) \quad (1.1)$$

$$Y = j \left( \omega C_R - \frac{1}{\omega L_L} \right) \quad (1.2)$$

$$(1.3)$$

$Z$  と  $Y$  の共振周波数  $\omega_{se}$  と  $\omega_{sh}$  は次の式で表される.

$$\omega_{se} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_L}} \quad (1.4)$$

$$\omega_{sh} = \frac{1}{\sqrt{L_L C_R}} \quad (1.5)$$

CRLH TL の分散特性を図 1.3 に示す.  $Z$  と  $Y$  がそれぞれ誘導性と容量性となる周波数帯域では右手系モードが伝搬する.  $Z$  と  $Y$  がそれぞれ容量性と誘導性となる周波数帯域で左手系モードが伝搬する. 右手系帯域の下限周波数と左手系帯域の上限周波数は  $\omega_{se}$  または  $\omega_{sh}$  によって決まる. 右手系と左手系帯域に挟まれた帯域は EBG と呼ばれ, この帯域では伝搬定数が実数となるので, 振幅は距離に依存して指数関数的に減衰する [39, 44].

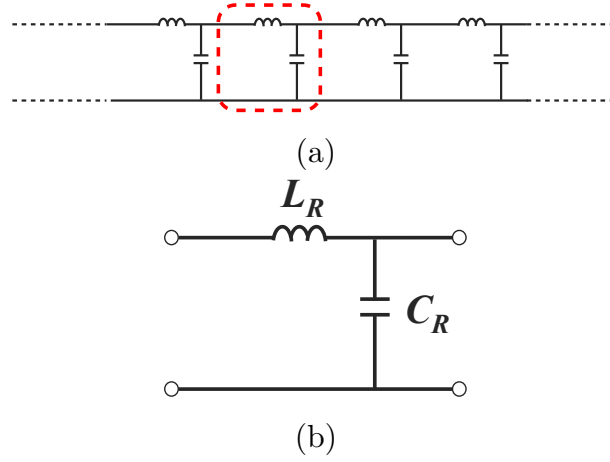


図 1.1 従来の伝送線路 (a) 等価回路, (b) 単位セル.

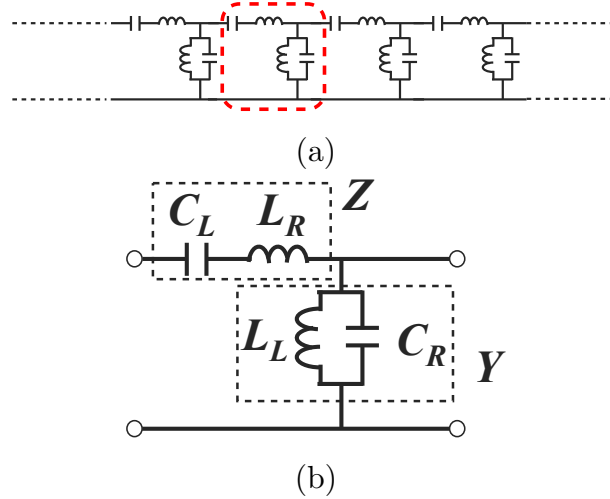


図 1.2 右手/左手系複合伝送線路 (a) 等価回路, (b) 単位セル.

### 1.2.2 CRLH TL の共振現象

CRLH TL の終端が開放または短絡であるとき, CRLH TL は共振器として動作する [46]. 長さ  $l$  の CRLH TL の一方の終端を開放, もう一方の終端を短絡とした場合, 共振が起きる位相定数  $\beta$  は次の式で表される. ただし,  $m$  は共振の次数である.

$$|\beta| = (2|m| - 1) \frac{\pi}{2l} \quad (1.6)$$

共振周波数は分散特性に式 (1.6) の結果をプロットすることで得られる. 図 1.4 に示すように CRLH TL 共振器では, 右手系モードにおいて  $m > 0$  の正の共振が生じ, 左手系

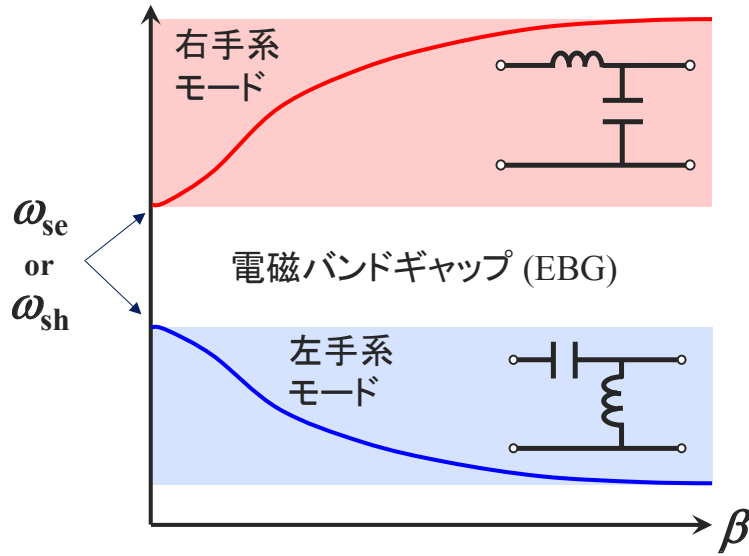


図 1.3 右手/左手系複合伝送線路の分散特性

モードにおいて  $m < 0$  の負の共振が生じる。

次に共振の波長について考える。図 1.4 に Air line を破線で示す。Air line より  $\beta$  が小さい領域は速波領域と呼ばれ、 $\lambda_g > \lambda_0$  である。ただし、 $\lambda_0$  は自由空間を伝搬する波の波長であり、 $\lambda_g$  は管内波長である。Air line より  $\beta$  が大きい領域は遅波領域と呼ばれ、 $\lambda_g < \lambda_0$  である。従って、遅波領域の共振は共振器の小型化に利用することができる。特に左手系モードで生じる負の共振は高次の共振ほど周波数が低くなるので、小型化として効果的である。CRLH TL の共振を利用して共振型アンテナを小型化した研究が報告されている [47–52]。従来のアンテナよりも非常に小型化されており、例えば、 $0.18 \lambda_0$  のダイポールアンテナ [47]、 $0.16 \lambda_0$  のパッチアンテナ [49]、 $0.05 \lambda_0$  のモノポールアンテナ [52] 等が提案されている。

### 1.2.3 電磁バンドギャップ (EBG)

伝搬定数は一般的に  $\gamma = \alpha + j\beta$  で表される。 $\alpha$  は減衰定数であり、 $\beta$  は位相定数である。EBG では  $\beta = 0$  であるため、 $\gamma = \alpha$  の実数となる。従って、EBG では振幅は  $e^{-\alpha z}$  で表され、距離  $z$  に依存して指数関数的に減衰する。ただし、電磁波を遮断できる構造は CRLH TL に限らない。周期構造によって電磁波を遮断する帯域を実現することができるフォトリソニックバンドギャップ (PBG) 構造は古くから研究されており、誘電体を用いた構造 [53–57]、金属を用いた構造 [58–60]、誘電体と金属を用いた構造 [61–63] などが提案

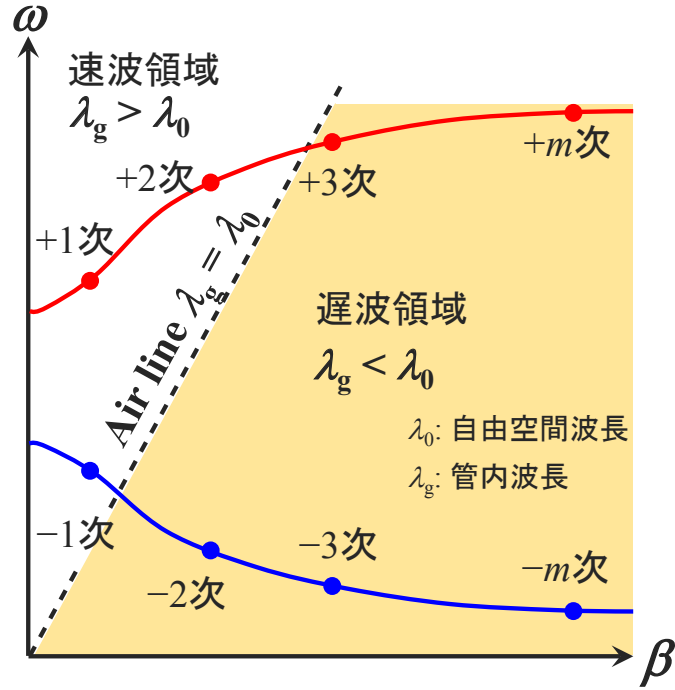


図 1.4 分散特性

されている．また，コルゲーション構造は  $1/4$  波長の溝を周期的に並べた簡単な構造で電磁波の遮断を実現できるが，溝の深さが  $1/4$  波長の大きさが必要である [64–67]．

近年提案されたマッシュルーム構造は基板上にパッチとビアで作ることができる低姿勢な EBG 構造であり，CRLH TL を実現する構造としても広く利用されている [68]．EBG 構造は CRLH TL の考えにより回路的に設計できるため，アンテナへの応用が盛んに研究されている．隣接したアンテナ間に EBG 構造を配列することで，相互結合を低減する方法が提案されている [69–72]．また，アンテナを囲むように EBG 構造を配列することで，基板の表面波抑制やアンテナの利得向上を実現している [73–75]．EBG 構造を反射板として利用することで，金属の反射板よりもアンテナの低姿勢化を実現することもできる [76–79]．

動作周波数が波長に依存するチョークやコルゲーションなどの共振を利用した構造と比較して，EBG 構造は非共振による動作であるため，広い周波数で動作するように設計することができる．CRLH TL で実現する場合，その帯域は直列の共振周波数  $\omega_{se}$  と並列の共振周波数  $\omega_{sh}$  により決定される． $\omega_{se}$  と  $\omega_{sh}$  を適切に設計することで広帯域にすることができる．

### 1.3 本論文の目的と構成

CRLH TL は帯域によって特性が異なり、それぞれの帯域が小型化または広帯域化のために有効である。そこで本論文では CRLH TL を用いて、スリーブアンテナの小型化と広帯域化をそれぞれ達成することを目的とする。本論文は図 1.5 に示すように 6 章で構成され、小型化と広帯域化のために CRLH TL の各帯域を利用している。

第 1 章「序論」では、スリーブアンテナの特徴を述べ、スリーブアンテナが持つ課題として小型化と広帯域化があることを説明する。これら課題の改善方法として、CRLH TL の利用が適していることを述べる。CRLH TL の左手系帯域の共振はアンテナの小型化に応用することができ、EBG は広帯域に電磁波を遮断できることを述べる。

第 2 章「チョークの小型化」では、チョークを小型化するために CRLH TL の左手系帯域を利用する。チョークとして同軸線路に取付けることができる同軸構造の CRLH TL を提案し、分散特性をシミュレーションによって設計する。設計した CRLH TL で構成した小型チョークをスリーブアンテナに取付け、アンテナとしての特性をシミュレーションで求めることで、チョークの性能を評価する。シミュレーションの妥当性を確認するために小型チョーク付きスリーブアンテナを試作し、測定を行った結果を示す。

第 3 章「固有モード解析を利用した小型スリーブアンテナの設計」では、スリーブアンテナのモノポールと代替可能な小型な放射素子を設計し、第 2 章で提案した小型チョークと組み合わせた小型なスリーブアンテナを設計する。小型放射素子には文献 [52] で提案されている CRLH TL を利用した小型放射素子を適用し、小型チョークの動作周波数に合わせて設計する。小型スリーブアンテナは 2 種類の CRLH TL を組み合わせる必要があるため、従来の方法で設計することが困難である。そこで、設計を簡単にするため固有モード解析を利用した設計方法を提案する。設計した小型スリーブアンテナの特性は従来のスリーブアンテナと比較することで評価する。シミュレーションの妥当性を確認するために小型スリーブアンテナを試作し、測定を行った結果を示す。

第 4 章「チョークの広帯域化」では、CRLH TL の EBG を利用して広帯域に漏れ電流を抑制することができるチョークを提案する。共振を利用した従来の  $1/4$  波長チョークとは異なり、EBG の帯域を利用した非共振型のチョークであるため、広帯域に設計することができる。広帯域チョークには第 2 章で提案した小型チョークを構成する同軸構造の CRLH TL の EBG の帯域を利用し、更に EBG の帯域が広がるように設計する。設計した CRLH TL で構成した広帯域チョークをスリーブアンテナに取付け、アンテナとしての特性をシミュレーションで求め、チョークとしての性能を評価する。



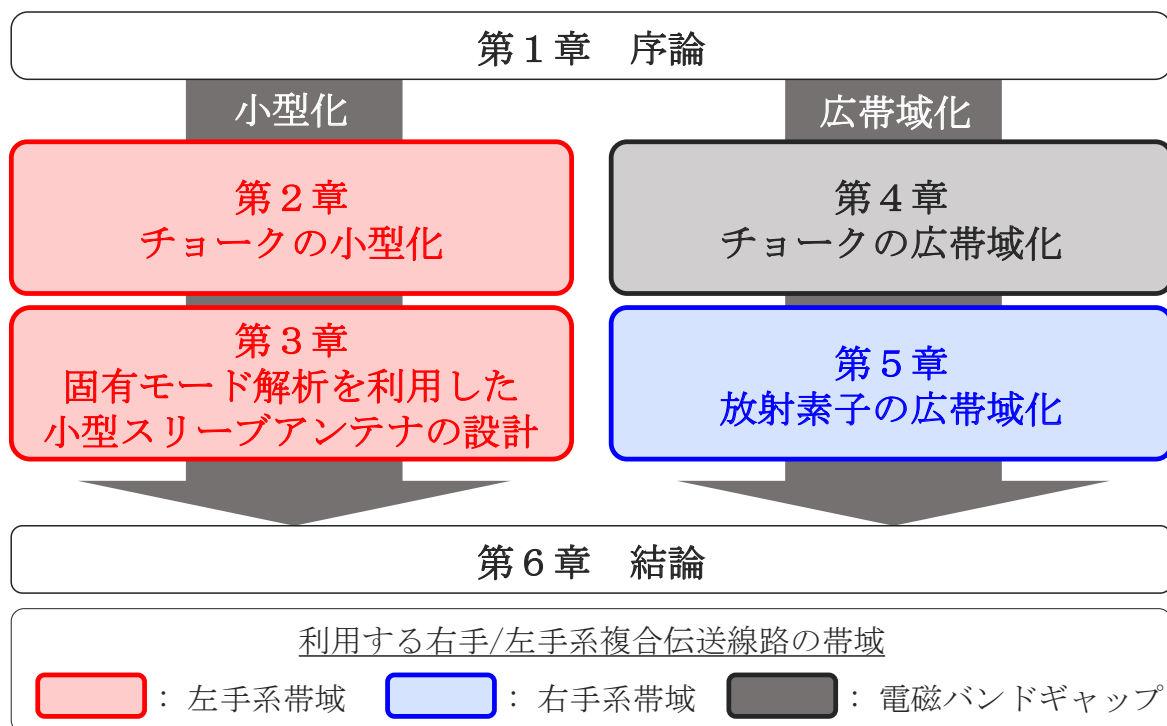


図 1.5 本論文の構成

第5章「放射素子の広帯域化」では，第4章で提案した広帯域チョークの放射素子として利用することを目的として，広帯域に整合することができ，水平方向の放射パターンが周波数変化に対し安定した放射素子を提案する．広帯域な放射素子は平板付きモノポールと寄生素子によって構成される．寄生素子の働きにより多共振化され，平板により広帯域に整合できることを示す．シミュレーションの妥当性を確認するためにアンテナを試作し，測定を行った結果を示す．

第6章「結論」では，本論文についてまとめる．

## 第 2 章

# チョークの小型化

### 2.1 まえがき

スリーブアンテナはチョークを同軸線路の外部導体に取り付けることで漏れ電流を抑制することができる。チョークの一端は同軸線路の外部導体に短絡し、もう一端は開放として短絡開放の線路を構成し、チョークが  $1/4$  波長となる周波数において入力インピーダンスが無限大になるため漏れ電流が抑制される。チョークは  $1/4$  波長の長さが必要であるので、低い周波数で利用するとき大型化してしまう。チョークの小型化としては、ステップインピーダンス [23] を利用したものや、チョークに容量素子を装荷したものが提案されている [24, 25]。文献 [25] ではチョークの長さは  $0.13 \lambda_0$  に小型化され、アンテナ全体では  $0.38 \lambda_0$  に小型化されている。

一方、CRLH TL を利用したアンテナの小型化方法が近年注目されている。CRLH TL は分散特性を設計できるため、短い波長が伝搬する伝送線路を設計することができ、CRLH TL で構成した共振器は小型化として有効である。特に左手系モードで生じる負の共振は高次の共振ほど周波数が低くなるので、小型化として効果的である。CRLH TL の共振を利用した共振型アンテナの小型化が多数報告されている [47–52]。

本章では CRLH TL の左手系モードを利用したスリーブアンテナのチョークの小型化を提案する。2.2 節では小型チョークを構成するために左手系モードが伝搬する右手/左手系複合同軸線路 (CRLH CL) を提案する。設計した CRLH CL は 2.3 節においてスリーブアンテナのチョークに適用し、アンテナとしての性能を従来のスリーブアンテナと比較することで評価する。そして、シミュレーションの妥当性を確認するために提案したアンテナを試作し、測定した結果を示す。

## 2.2 小型チョークを構成する右手/左手系複合同軸線路 (CRLH CL)

第1章では等価回路を使って CRLH TL について説明した．本節では分布定数回路素子によって CRLH TL を実現する．チョークとして同軸線路に取り付けることができる同軸状の CRLH CL を提案する．分散特性をシミュレーションで求め，CRLH CL に左手系モードが伝搬することを示す．

### 2.2.1 構造と動作原理

チョークを構成する CRLH TL は給電用同軸線路に容易に取り付けられなければならない．従って，従来の  $1/4$  波長チョーク同様に同軸状の構造が望ましい．そこで，図 2.1(a) に示す CRLH CL を提案する．CRLH CL は同軸線路がベースであるが，外部導体はギャップ  $g_c$  により分割され，分割されたそれぞれの外部導体は径  $d_{vc}$ ，長さ  $l_{vc}$  のビアによって接続される．CRLH TL には従来の同軸線路の TEM モード [80] に似たモードが伝搬する．CRLH CL の単位セルを図 2.1(b) に示し，構造パラメータを記載する．TEM に似たモードが伝搬するときの単位セルの等価回路を図 2.2 に示す． $L_{RC}$  と  $C_{RC}$  は従来の同軸線路の等価回路にある回路定数である． $C_{LC}$  は外部導体に設けたギャップにより主に作られ， $g_c$  を狭くすると増大する． $L_{LC}$  はビアにより主に作られ，ビアの径  $d_{vc}$  を細くまたは長さ  $l_{vc}$  を長くすると増大する．直列のインピーダンス  $Z_{seC}$  は  $L_{RC}$  と  $C_{LC}$  によって構成され，並列のインピーダンス  $Z_{shC}$  は  $C_{RC}$  と  $L_{LC}$  によって構成される． $Z_{seC}$  と  $Z_{shC}$  がそれぞれ容量性と誘導性となる周波数領域で左手系モードが伝搬する．

### 2.2.2 分散特性

図 2.3 に最低次モードの分散特性を示す．単位セルに周期境界条件を与え，シミュレーションにより求めた．ただし，構造パラメータは  $d_{rc} = 50.0$  mm,  $d_{cc} = 14.0$  mm,  $l_{rc} = 4.5$  mm,  $l_{vc} = 18.0$  mm,  $p_c = 5.0$  mm とし， $d_{vc}$  と  $g_c$  をそれぞれ変化させた．最低次モードは全て，位相速度と群速度の符号が異なる左手系モードであり，400 から 700 MHz の帯域で伝搬する．図 2.3(a) は  $g_c = 0.5$  mm に固定し， $d_{vc}$  を変化させたときの分散特性であり， $d_{vc}$  が細くなると左手系帯域は低くなる． $d_{vc}$  が細くなると  $L_{LC}$  が大きくな

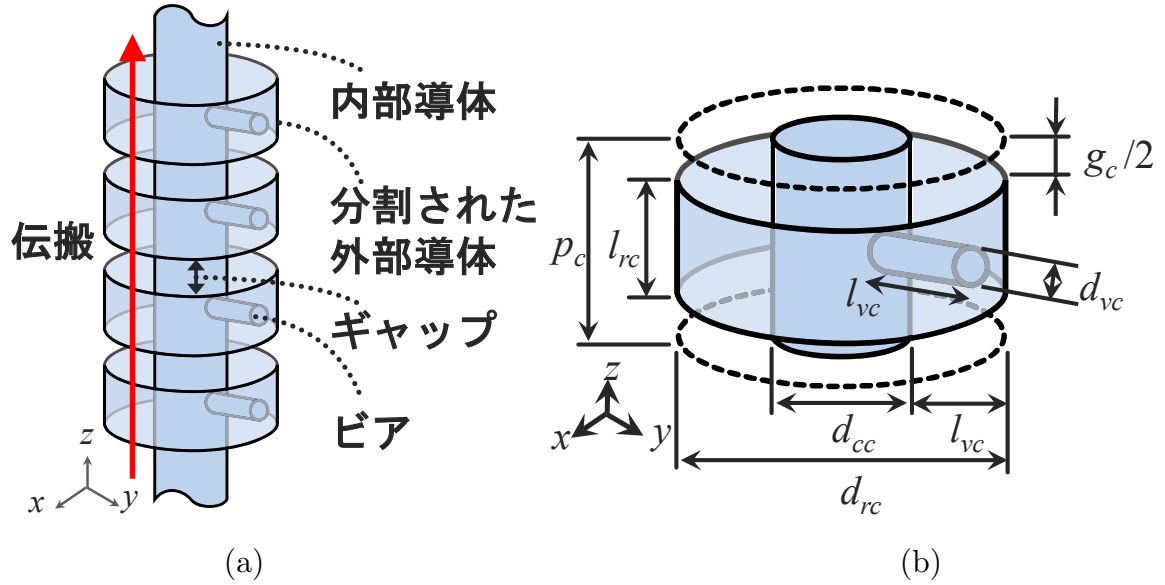


図 2.1 右手/左手系複合同軸線路の構造. (a) 全体図, (b) 単位セル.

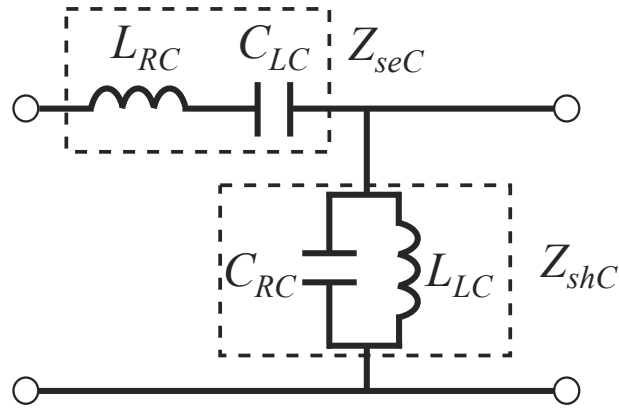


図 2.2 右手/左手系複合同軸線路の単位セルの等価回路.

り,  $Z_{shC}$  が誘導性となる帯域が低くなるためである. 図 2.3(b) は  $d_{vc} = 0.5 \text{ mm}$  とし,  $g_c$  を変化させたときの分散特性であり,  $g_c$  が狭くなると左手系は低くなる.  $g_c$  が狭くなると  $C_{LC}$  が大きくなり,  $Z_{seC}$  が容量性となる帯域が低くなるためである.

図 2.4 にシミュレーションにより求めた分散特性を示す. ただし, 構造パラメータは  $d_{rc} = 50.0 \text{ mm}$ ,  $d_{cc} = 14.0 \text{ mm}$ ,  $l_{rc} = 4.5 \text{ mm}$ ,  $l_{vc} = 18.0 \text{ mm}$ ,  $p_c = 5.0 \text{ mm}$ ,  $d_{vc} = 0.5 \text{ mm}$ ,  $g_c = 0.5 \text{ mm}$  とした. 左手系帯域は 392 から 719 MHz であり, 右手系帯域は 1537 MHz 以上である. 右手系と左手系帯域の間には EBG がある.

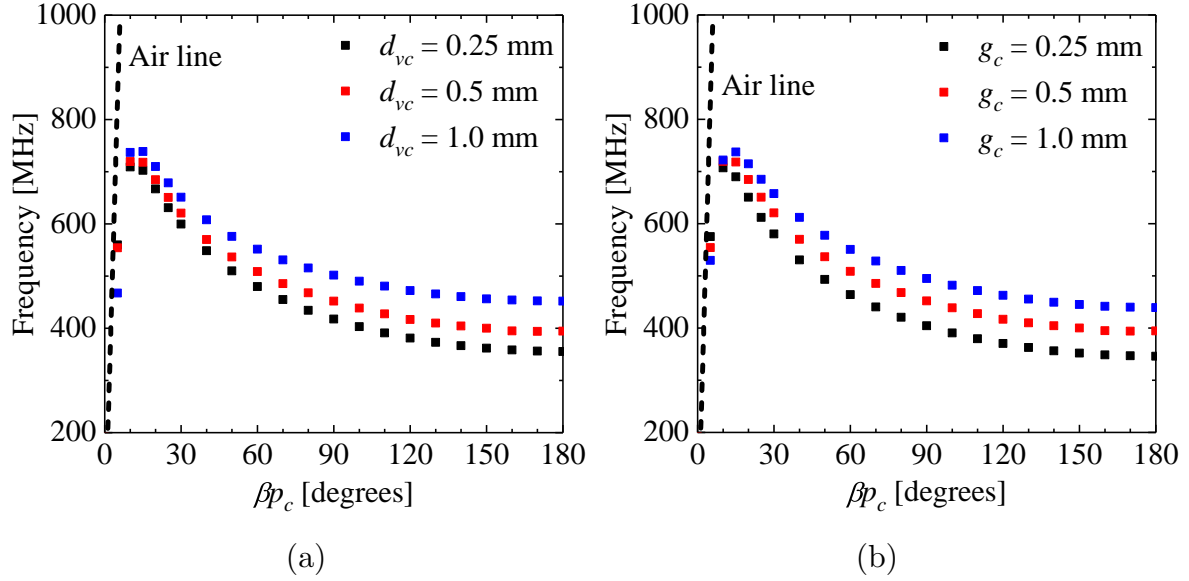


図 2.3 分散特性の構造依存性. (a) ビアの径  $d_{vc}$  の影響, (b) ギャップ  $g_c$  の影響.

### 共振周波数

チョークは小型である方が望ましいので, チョークを構成する CRLH CL のセルの数は少ない方が良い. 一方で, CRLH CL は周期構造であり, 分散特性はセルが無限に並んだ条件で求めている. そのため, セルの数が少なすぎると求めた分散特性と異なることが懸念される.

一般的に, CRLH TL の単位セルを周期  $p$  で  $n$  個配列し, 終端を開放及び短絡とすると CRLH TL は共振器として働く. 次の式を満たすとき CRLH TL は共振するので, これを分散特性上にプロットすることで共振周波数を求めることができる. ただし,  $m$  は共振の次数である.

$$\beta p = (2|m| - 1) \frac{\pi}{2n} \quad (2.1)$$

式 (2.1) を使って図 2.4 に示した CRLH CL の分散特性から  $m = -1$  次共振の周波数を求め, 表 2.1 に示す.  $n = 3, 5, 7$  とすると,  $\beta p_c = 30.0, 18.0, 12.9$  度である. 図 2.4 の分散特性より求めた共振周波数は  $n = 3, 5, 7$  のとき, それぞれ, 620, 698, 718 MHz である. これらの共振は Air line よりも  $\beta p$  が大きい遅波領域にあるので, CRLH CL の管内波長は自由空間の波長よりも短縮されている.

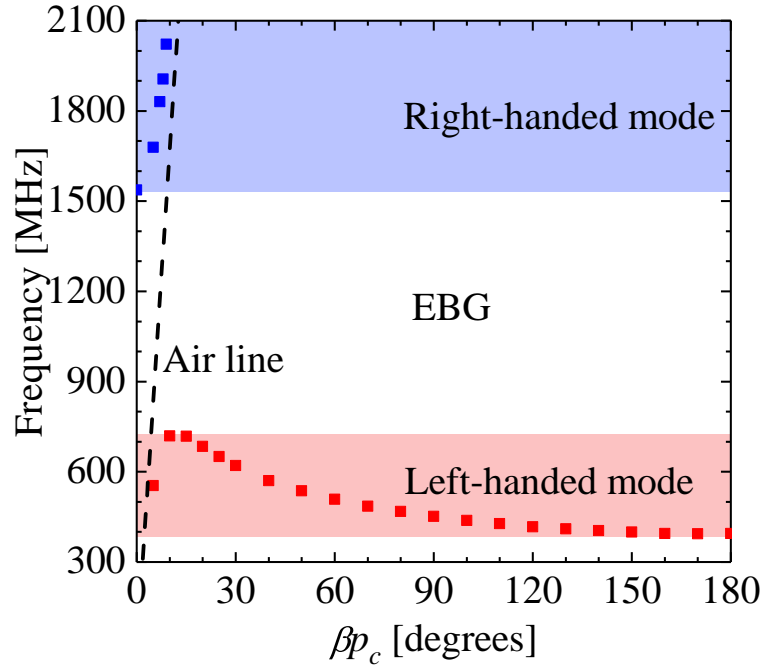


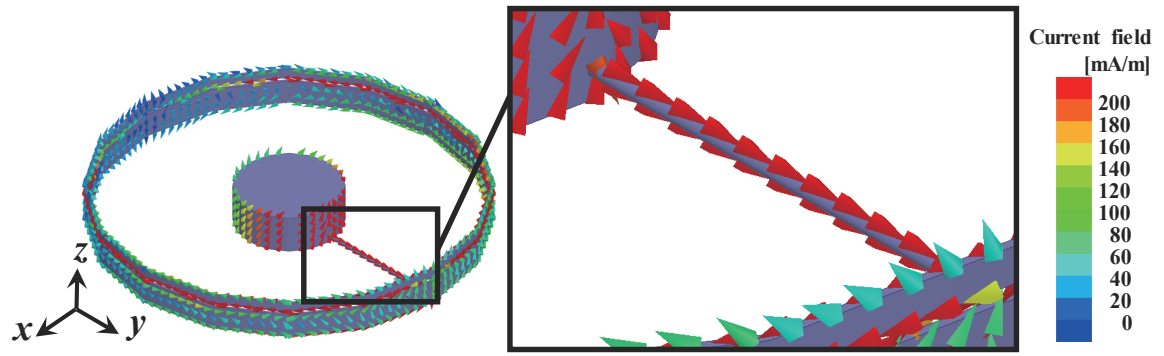
図 2.4 分散特性.

表 2.1 分散特性から求めた  $-1$  次共振の周波数.

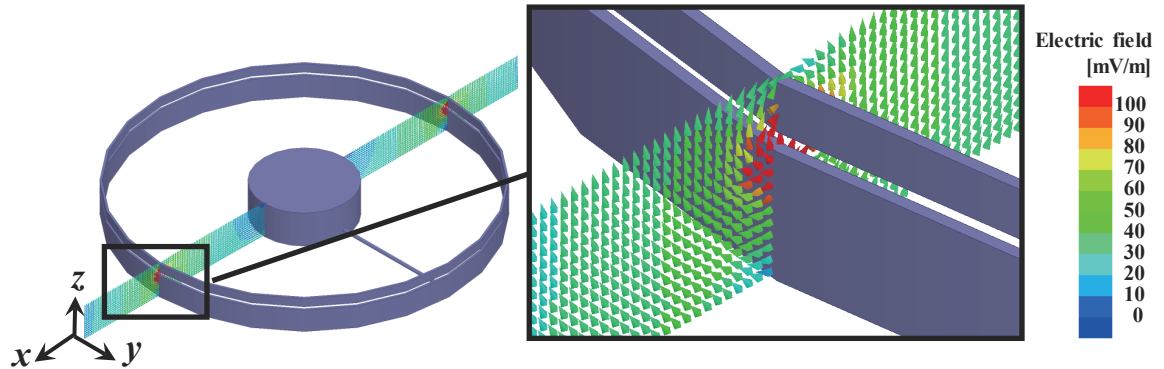
セルの数 $n$	単位セルあたりの位相変化量 $\beta p_c$ [deg.]	共振周波数 [MHz]
3	30.0	620
5	18.0	698
7	12.9	718

### 電磁界分布

図 2.5 に  $\beta p_c = 18$  度における左手系モードの単位セルの電磁界分布を示す. 図 2.5(a) は導体表面に流れる電流分布を示している. 図 2.5(a) の右の拡大図に示す様に, ビアには強い電流が流れており, ビアがインダクタンスとして働いていることが確認できる. 図 2.5(b) は  $zx$  面の電界分布を示している. 図 2.5(b) の右の拡大図に示す様にギャップには電界が集中しており, ギャップがキャパシタンスとして働いていることが確認できる.



(a)



(b)

図 2.5 CRLH CL の左手系モードの単位セルの電磁界分布 ( $\beta p_c = 18$  度). (a) 導体表面の電流分布, (b)  $zx$  面の電界分布.

## 2.3 小型チョーク付きスリーブアンテナ

本節では前節で設計した CRLH CL をスリーブアンテナのチョークとして応用する．まず，小型チョーク付きスリーブアンテナの構造と動作原理を説明する．次に，CRLH CL で構成した小型チョークをスリーブアンテナに取り付け，整合と放射パターンが最適となるようにシミュレーションを利用して設計する．そして，設計した小型チョーク付きスリーブアンテナと従来のスリーブアンテナを比較することで小型チョークを評価する．最後に小型チョーク付きスリーブアンテナを試作，測定し，シミュレーションの妥当性を確認する．

### 2.3.1 構造と動作原理

図 2.6 にスリーブアンテナの動作原理を示す．図 2.6(a) は従来の  $1/4$  波長チョーク付きスリーブアンテナである．モノポールと  $1/4$  波長チョークによって構成され，中央から給電する．モノポールと  $1/4$  波長チョークはそれぞれ  $\lambda_0/4$  となる周波数で動作する．ただし， $\lambda_0$  は自由空間の波長である．図 2.6(b) は提案する小型チョーク付きスリーブアンテナである．このアンテナはモノポールと小型チョークで構成される．モノポールは  $\lambda_0/4$  となる周波数で共振して放射し，小型チョークは  $\lambda_g/4$  となる周波数で共振し漏れ電流を抑制する．ただし， $\lambda_g$  は管内波長である． $\lambda_g$  を  $\lambda_0$  よりも短く設計することでチョークを小型化することができる．

図 2.7(a) に提案する小型チョーク付きスリーブアンテナの構造を示す．提案アンテナは給電用の同軸線路とその内部導体を伸ばして構成したモノポール，そして小型チョークで構成されている．図 2.7(b) に小型チョークの構造を示す．小型チョークは前節で設計した CRLH CL を  $n$  個配列して構成され，上端は同軸線路の外部導体に短絡され，下端は開放である．小型チョークは  $\lambda_g/4$  となる周波数で共振し，チョークとして動作する．

ここで，チョークの取り付け方について考える．図 2.8(a) はダイポールアンテナとその電流分布である．図 2.8(b) は給電部で短絡するようにチョークを取り付けた場合である．この場合，チョークの外側はダイポールアンテナの下側の素子として働き，ダイポールアンテナと同じ電流分布となる．図 2.8(c) は給電部で開放となるようにチョークを取り付けた場合である．給電部が開放であるため，ダイポールの様に電流は分布せず，本章で提案するアンテナには適さない．ただし，図 2.8(c) の給電部で開放となるチョークの取り付け方は，ダイポールアンテナと同軸線路間の漏れ電流抑制に利用される．従って，



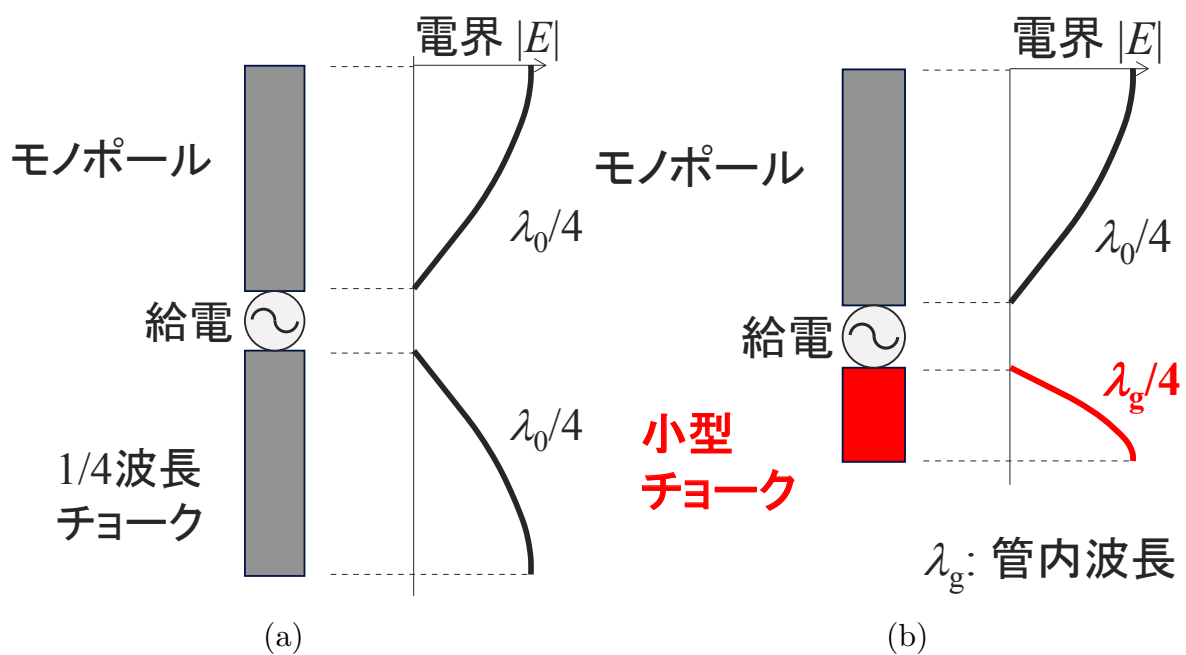


図 2.6 動作原理. (a) 従来の 1/4 波長チョーク付きスリーブアンテナ, (b) 提案する小型チョーク付きスリーブアンテナ.

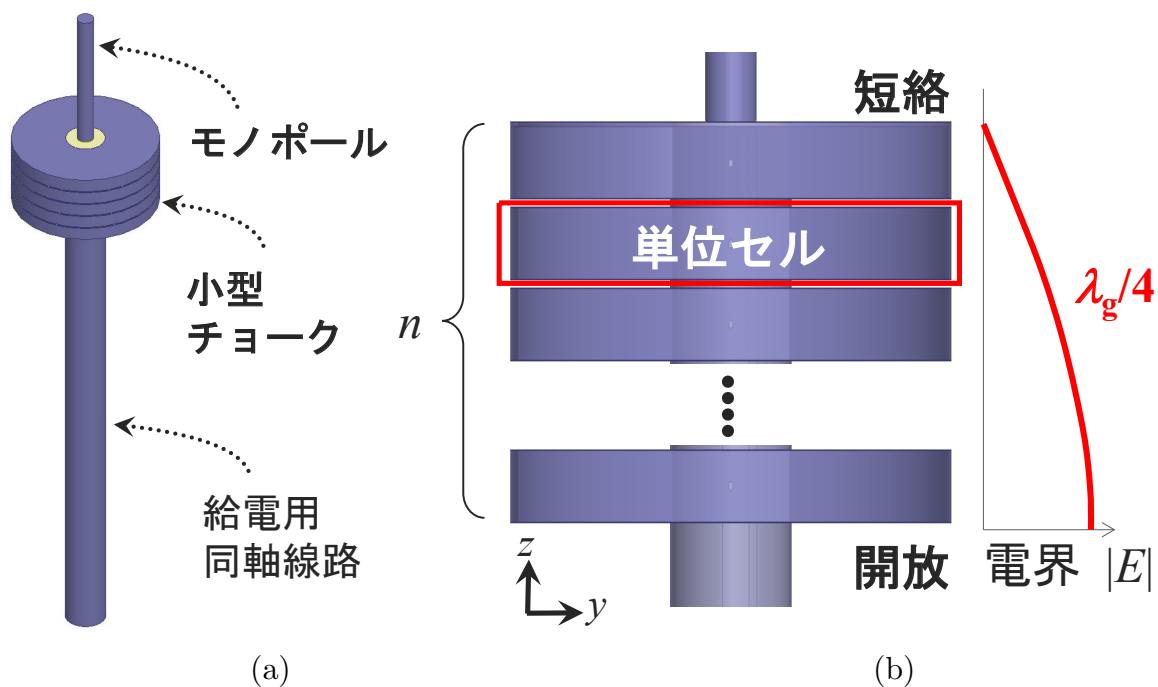


図 2.7 小型チョーク付きスリーブアンテナの構造. (a) 全体図, (b) チョーク構造.

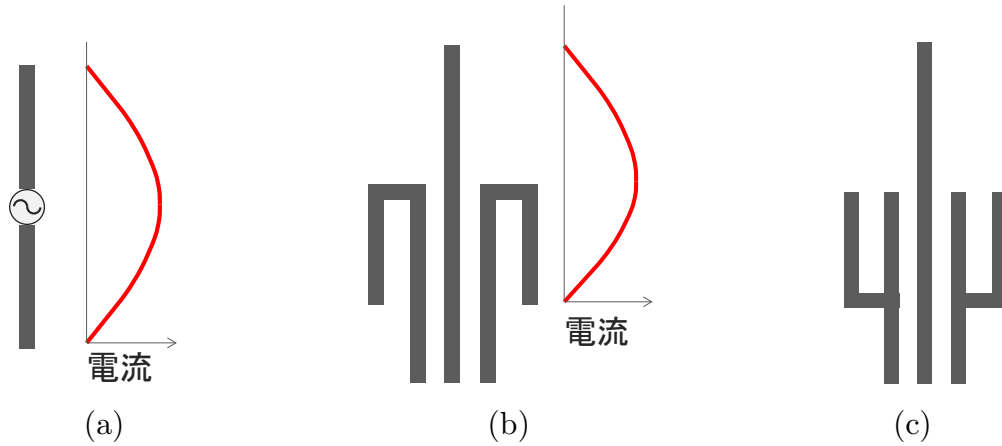


図 2.8 チョークの取り付け方. (a) ダイポールアンテナ, (b) 給電部短絡, (c) 給電部開放.

図 2.8(b) の取り付け方が適しており，提案アンテナにおいても給電部を短絡する構造を採用する．

### 2.3.2 設計

#### セルの数 $n$ の影響

まず，セルの数  $n$  による  $|S_{11}|$  特性への影響を確認する． $n = 3, 5, 7$  と変化させたときの  $|S_{11}|$  特性を図 2.9(a), (b), (c) に示す．このとき，モノポールの長さ  $h_m$  を 30, 50, 70 mm と変化させた．共振周波数は内部導体の長さによって変化し，共振周波数における  $|S_{11}|$  の値も変化する．すなわち，各セルの数  $n$  において，最も整合の良いモノポールの長さ  $h_m$  が存在する．図 2.9(a) に示す 3 セルのとき，650 から 700 MHz で共振し， $h_m = 70$  mm のとき 672 MHz で最もよく整合する．2.9(b) に示す 5 セルのとき，730 から 780 MHz で共振し， $h_m = 50$  mm のとき 766 MHz で最もよく整合する．2.9(c) に示す 7 セルのとき，770 から 830 MHz で共振し， $h_m = 50$  mm のとき 809 MHz で最もよく整合する．図 2.9 の各共振周波数の結果を表 2.2 にまとめた．共振周波数の波長に対するアンテナの長さを記載している． $|S_{11}| < -10$  dB を満たしつつ，アンテナの長さが最も短いのは No. 3 と 5 に示した  $n = 3$ ,  $h_m = 70$  mm のときと， $n = 5$ ,  $h_m = 50$  mm のときである．ここでは  $|S_{11}|$  特性が僅かに良い  $n = 5$ ,  $h_m = 50$  mm を採用する．

ここで，分散特性から求めたチョークの共振周波数と最も良く整合する周波数を表 2.3 に示す．分散特性から求めた共振周波数は  $n = 3, 5, 7$  のとき，それぞれ 620, 698, 718 MHz なので，分散特性よりも高い周波数で整合している．ただし，単位セルの数が多い

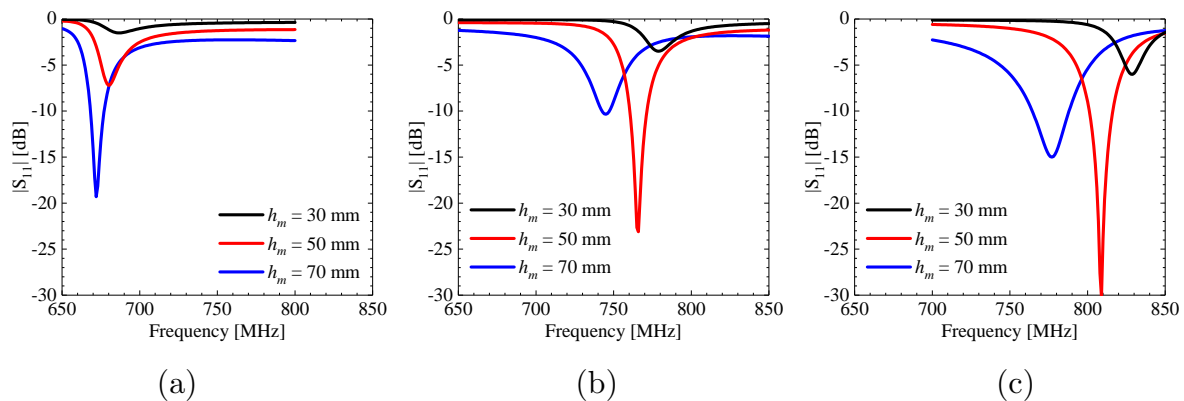


図 2.9 セル数  $n$  の影響. (a)  $n = 3$  セル, (b)  $n = 5$  セル, (c)  $n = 7$  セル.

表 2.2 モノポール長さ  $h_m$  とセルの数を変化させたときの  $|S_{11}|$  の結果.

No.	セルの数 $n$	モノポール長さ $h_m$ [mm]	アンテナ長さ $[\lambda_0]$	$ S_{11} $ [dB]	評価
1	3	30	0.10	-1.5	NG
2	3	50	0.15	-7.2	NG
3	3	70	0.19	-19.3	Best
4	5	30	0.14	-3.5	NG
5	5	50	0.19	-23.1	Best
6	5	70	0.24	-10.3	Good
7	7	30	0.18	-6.0	NG
8	7	50	0.23	-30.2	Good
9	7	70	0.27	-15.0	Good

ほど、整合する周波数は高くなる点においては、分散特性から求めた傾向と一致する。

#### 製作を考慮した構造

小型チョークを構成する CRLH CL の単位セルには両端にギャップ  $g_c/2$  があるため、単純に小型チョークの上端を短絡とすると、図 2.10(a) に示すように終端にギャップ  $g_c/2$  が存在することになる。ただし、設計した CRLH CL は  $g_c = 0.5$  mm なので、 $g_c/2 = 0.25$  mm となり、製作が困難である。そこで、図 2.10(b) に示す終端にギャップがない構造を考える。図 2.9(b) と同じ構造パラメータとして、終端のギャップをなくした場合の

表 2.3 分散特性から求めたチョークの共振周波数とアンテナが最も良く整合する周波数の比較.

セルの数 $n$	分散から求めたチョークの 共振周波数 [MHz]	アンテナが最も 良く整合する周波数 [MHz]
3	620	672
5	698	766
7	718	809

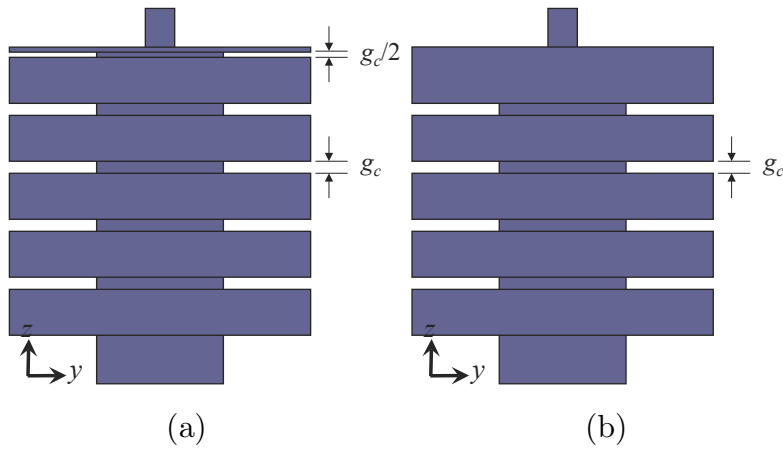


図 2.10 製作を考慮した小型チョークの構造. (a) 終端にギャップあり, (b) 終端にギャップなし.

$|S_{11}|$  特性を図 2.11(a) に示す. 図 2.9(b) と同様に  $h_m = 50$  mm のとき良く整合し, 共振周波数は 766 MHz から 716 MHz に低下した.

次に, 放射パターンを確認する.  $h_m$  を 30.0, 50.0, 70.0 mm と変化させたときの  $|S_{11}|$  特性における各共振周波数 704, 716, 724 MHz の  $zx$  面の放射パターンを図 2.11(b) に示す. いずれのモノポール長さでも放射パターンは 8 の字型であるが,  $h_m = 50.0$  mm のとき最も水平方向の利得が大きい. 従って,  $|S_{11}|$  と放射パターンより,  $h_m = 50.0$  mm が最適である. このとき, 716 MHz におけるモノポールと小型チョークの長さはそれぞれ  $0.12 \lambda_0$  と  $0.06 \lambda_0$  であり, 従来の  $1/4$  波長付きスリブアンテナの 48% と 24% に小型化されている.

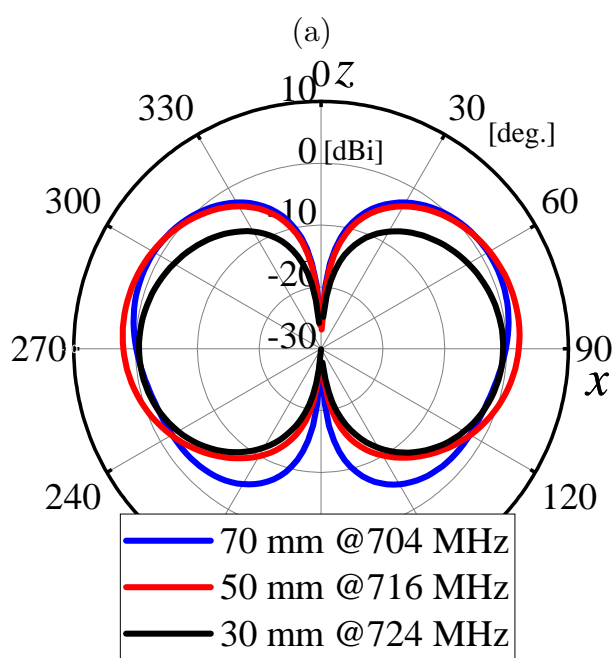
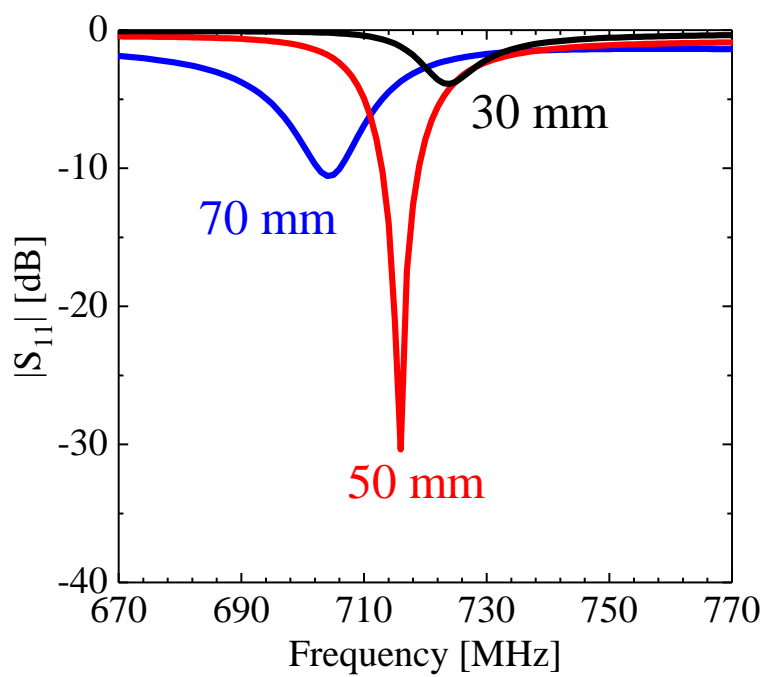


図 2.11 各共振周波数における放射パターン．(a)  $|S_{11}|$  特性，(b) 放射パターン．

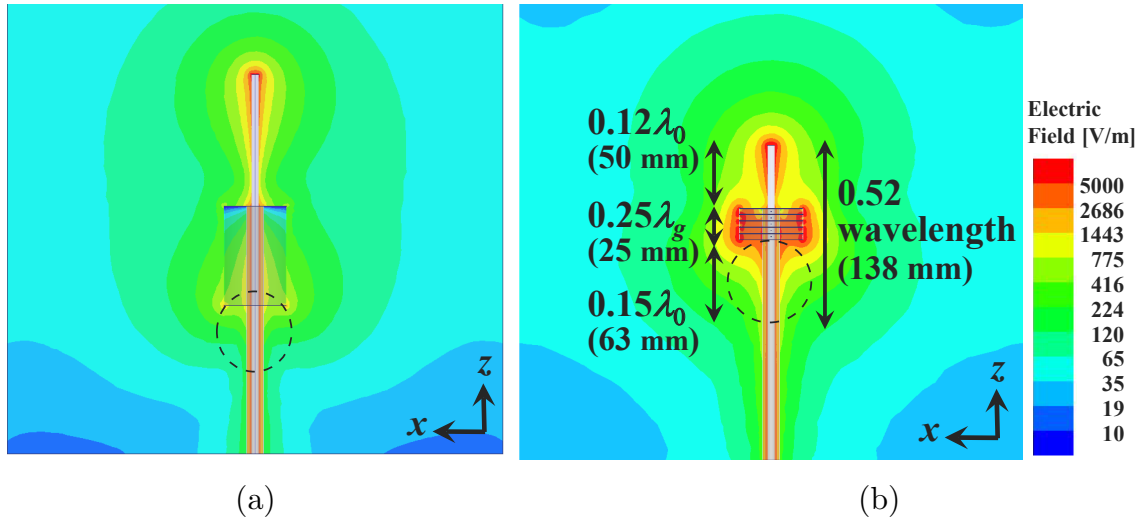


図 2.12 電界分布. (a) 1/4 波長チョーク, (b) 小型チョーク.

#### 内部導体が短い理由の考察

小型チョークを取り付けたスリーブアンテナの内部導体は  $\lambda_0/4$  よりも短い. この理由について図 2.12 に示す共振周波数 716 MHz の電界分布から説明する. 図 2.12(a) は 1/4 波長チョーク付きスリーブアンテナであり, モノポールとチョークはそれぞれおよそ  $\lambda_0/4$  である. 円で囲ったチョークの直ぐ下には強い電界はなく, ここからの放射はほとんどないことがわかる. 図 2.12(b) は小型チョーク付きスリーブアンテナであり,  $\lambda_0/4$  より短い  $0.12 \lambda_0$  のモノポールと自由空間より短縮された管内波長  $\lambda_g$  のチョークで構成されている. 円で囲ったチョークの直ぐ下の同軸線路の外部導体付近には強い電界がある. つまり, 同軸線路の外部導体の一部も放射素子として働いていると考えられる. 電界の強い部分の長さは  $0.15 \lambda_0$  である. 放射素子として働く部分の長さをすべて足すと  $0.12 \lambda_0$  (モノポール) +  $0.25 \lambda_g$  (小型チョーク) +  $0.15 \lambda_0$  (同軸線路の一部) =  $0.52$  波長であり, およそ半波長である. すなわち, 小型チョーク付きスリーブアンテナは非対称給電されたアンテナであることが分かった. ここで,  $\lambda_g < \lambda_0$  のためチョークが小型化されたことを改めて強調しておく.

#### 2.3.3 従来のスリーブアンテナとの比較

前項で設計した小型チョーク付きスリーブアンテナを評価するために従来のスリーブアンテナと比較する. 比較するスリーブアンテナの構造を図 2.13 に示す. 図 2.13(a), (b)

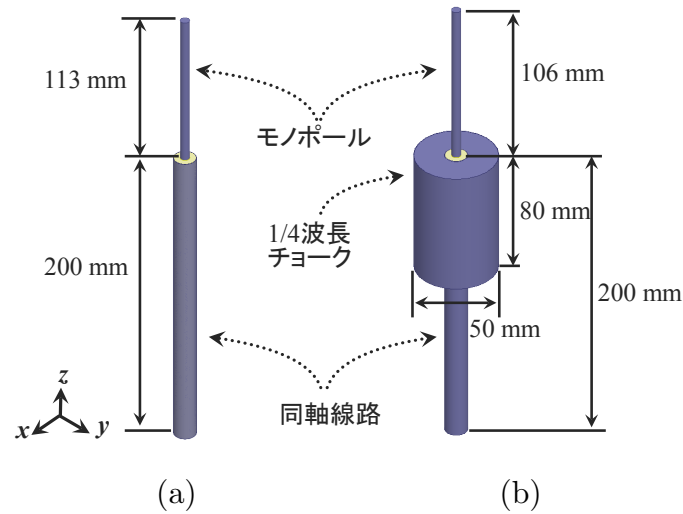


図 2.13 従来のスリーブアンテナの構造. (a) チョークなし, (b) 1/4 波長チョーク付き.

はそれぞれ, チョークなしと 1/4 波長チョーク付きスリーブアンテナである. 寸法は記載の通りであり, 提案アンテナと同じ周波数で共振するように設計されている.

### 放射パターン

まず, 放射パターンを比較する. 図 2.14 は 716 MHz における提案アンテナと従来アンテナの放射パターンである. 提案アンテナのモノポールの長さは  $h_m = 50.0$  mm とする. 図 2.14(a), (b) は  $zx$  面と  $yz$  面の放射パターンである. チョークなしのとき, 上方向への放射が抑制されており, 漏れ電流から放射される不要放射による影響であると考えられる. 1/4 波長チョーク付きでは, チョークが漏れ電流を抑制するので放射パターンは 8 の字型である. また, 提案アンテナの放射パターンも 8 の字型であり, 小型チョークが漏れ電流を抑制できていることがわかる. 図 2.14(b) において, 提案アンテナの放射パターンが非対称であるのは, 小型チョークを構成する CRLH CL のビアが  $+y$  方向にだけあり, 構造的に非対称なためである. 図 2.14(c) は  $xy$  面の放射パターンである. それぞれの放射パターンは水平面無指向性である. 1/4 波長チョーク付きスリーブアンテナと提案アンテナの水平面内の最大利得はそれぞれ 1.4 と 1.8 dBi である.

### 給電用同軸線路の長さの影響

漏れ電流は同軸線路の外部導体に流れ, 不要波を放射する. 漏れ電流が十分抑制されない場合, 同軸線路が長いほど放射パターンは強く受ける. 提案する小型チョークが十分に

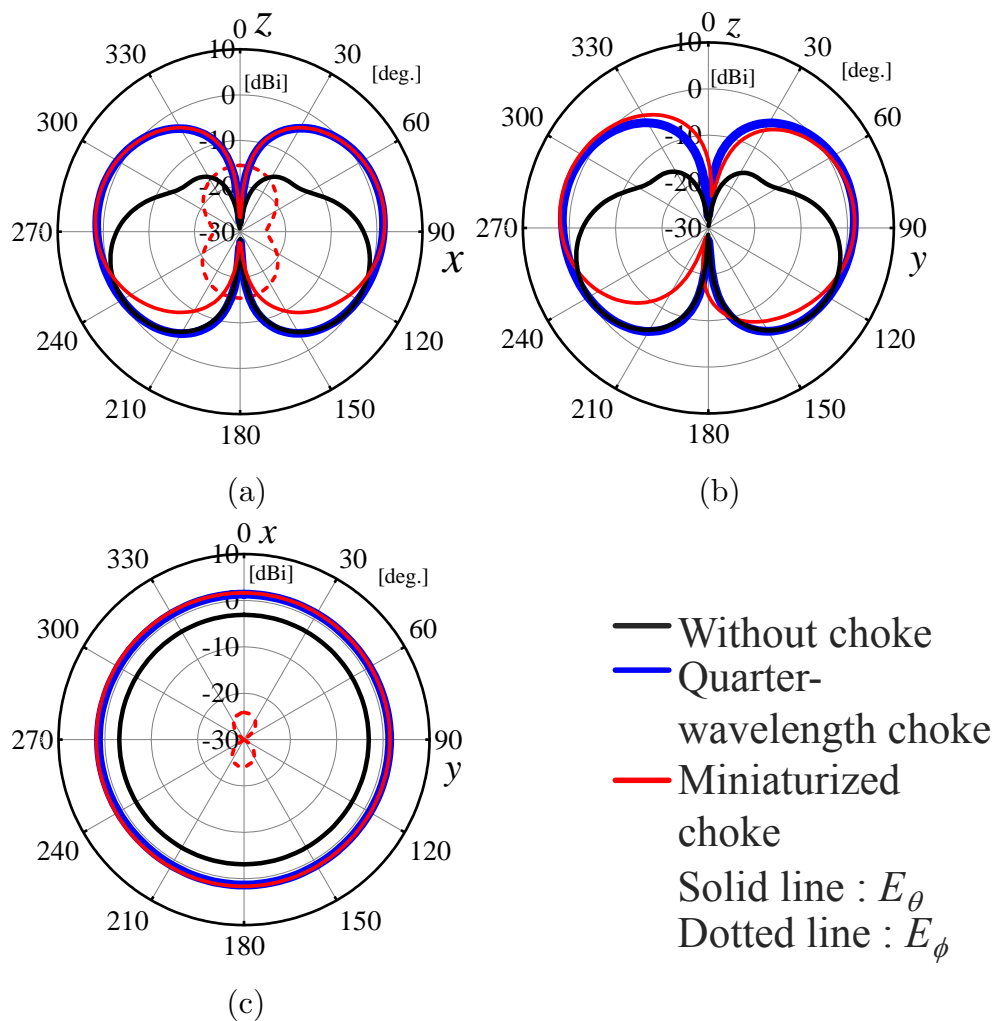


図 2.14 放射パターンの比較. (a)  $zx$  面, (b)  $yz$  面, (c)  $xy$  面.

漏れ電流を抑制することを示すために、同軸線路の長さを変化させたときの放射パターンへの影響を確認する。

図 2.15(a), (b), (c) に同軸線路の長さ  $l_c$  を 200, 400, 800 mm と変化させたときの各アンテナの 716 MHz における  $zx$  面の放射パターンをそれぞれ示す。チョークなしの場合、ケーブルが長いほどヌルの数が増える。漏れ電流が流れているため、同軸線路の長さの影響を強く受けている。1/4 波長チョーク付きの場合、図 2.15(b), (c) において放射パターンが僅かに乱れる。提案する小型チョークの放射パターンは図 2.15(b), (c) において 1/4 波長チョークと同様に僅かに乱れる。従って、小型チョークは共振周波数において、1/4 波長チョークと同等に漏れ電流を抑制できることが確認できた。



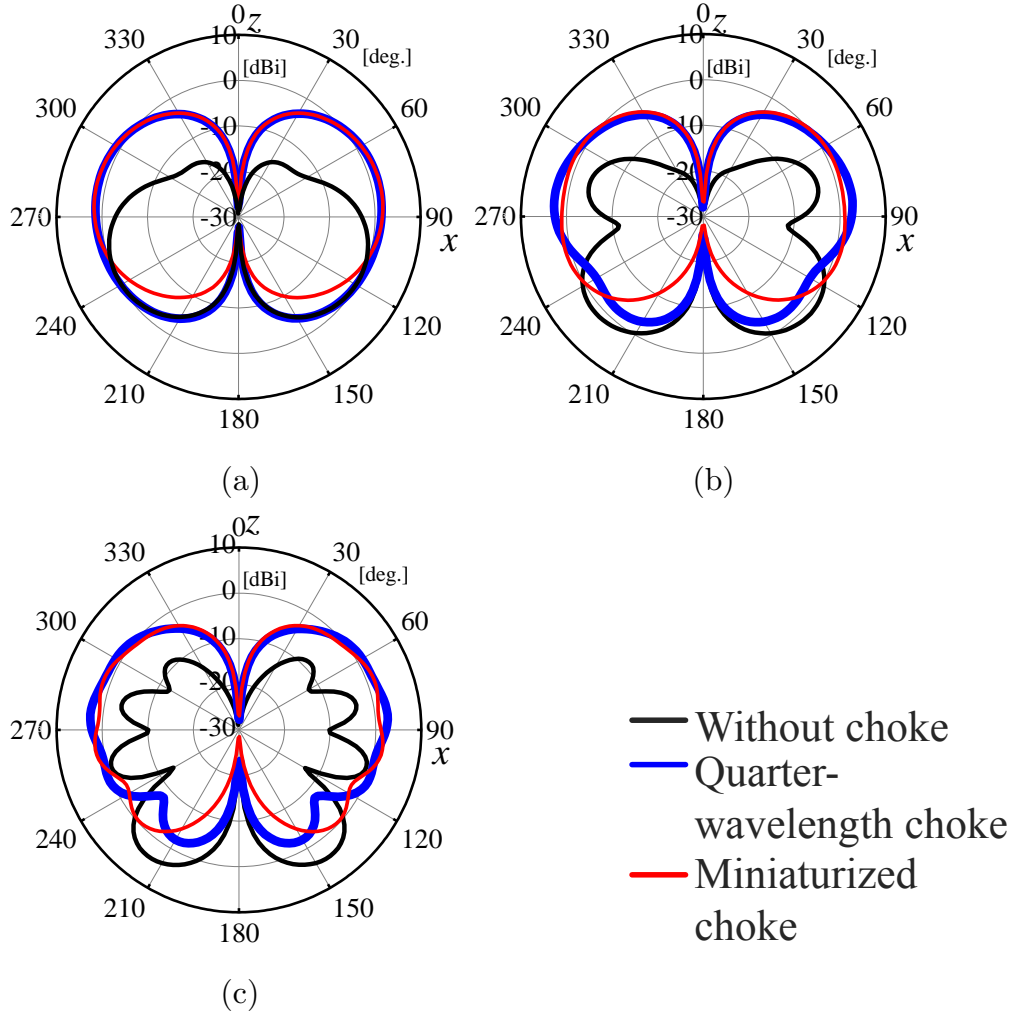


図 2.15 給電線路の長さが放射パターンに与える影響の比較. (a) 200 mm, (b) 400 mm, (c) 800 mm.

#### Total antenna efficiency

Total antenna efficiency  $e_0$  は次の式で表される [81].

$$e_0 = e_r e_{cd} \quad (2.2)$$

ただし,  $e_r$  と  $e_{cd}$  はそれぞれ reflection efficiency と放射効率である. つまり, Total antenna efficiency は不整合損を含んでおり, 提案アンテナの様に狭帯域な整合特性のアンテナの評価に適している. 図 2.16 にシミュレーションで求めた Total antenna efficiency を示す. チョークなしの場合, 共振周波数において 69.9% であり, 他の周波数でも 70% 程度である. 1/4 波長チョーク付きの場合は, 共振周波数において 99.8% であ

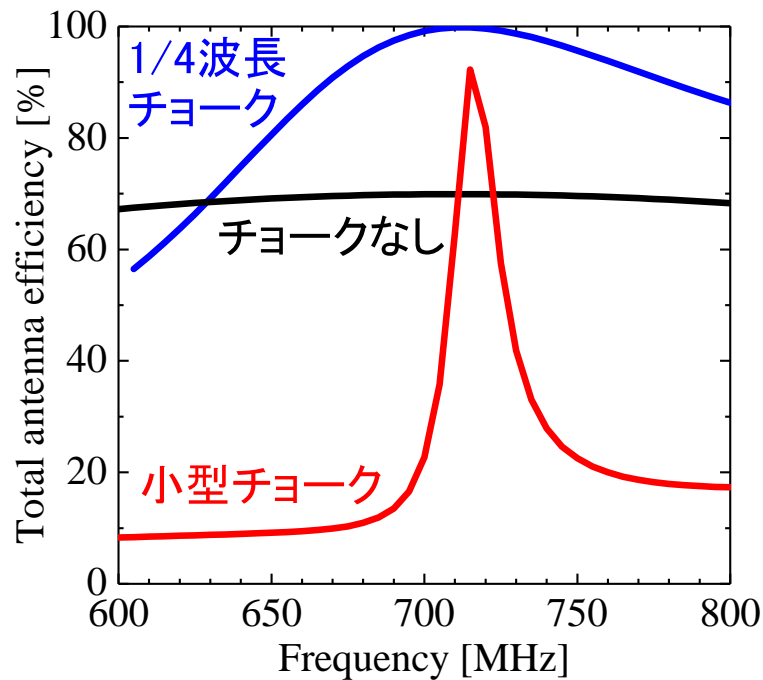


図 2.16 Total antenna efficiency の比較.

り、他の周波数では不整合損により効率が悪くなる．提案アンテナの場合、共振周波数における効率は 92.3% であり、従来の 1/4 波長チョーク付きより劣るが高い効率である．また、1/4 波長チョーク付きと比較すると効率が低い帯域が狭い．これは整合する帯域が狭いためである．

### 電流分布

同軸線路に流れる漏れ電流を比較するために、共振周波数 716 MHz の電流分布を求め、図 2.17 に示す．アンテナそれぞれの電流分布は給電部の内部導体に流れる電流の値で規格化している．同軸線路の電流分布は、チョーク近傍ではチョークの共振の影響を受けるので、図 2.17 の破線で囲った同軸線路の下部の電流分布を比較する．チョークがない場合は 0.16 から 0.25 の漏れ電流が流れる．1/4 波長チョークを付けると 0.1 以下、すなわち、給電部分の 1/10 以下に抑制される．そして、小型チョークを取り付けた場合も 0.1 以下に抑制される．

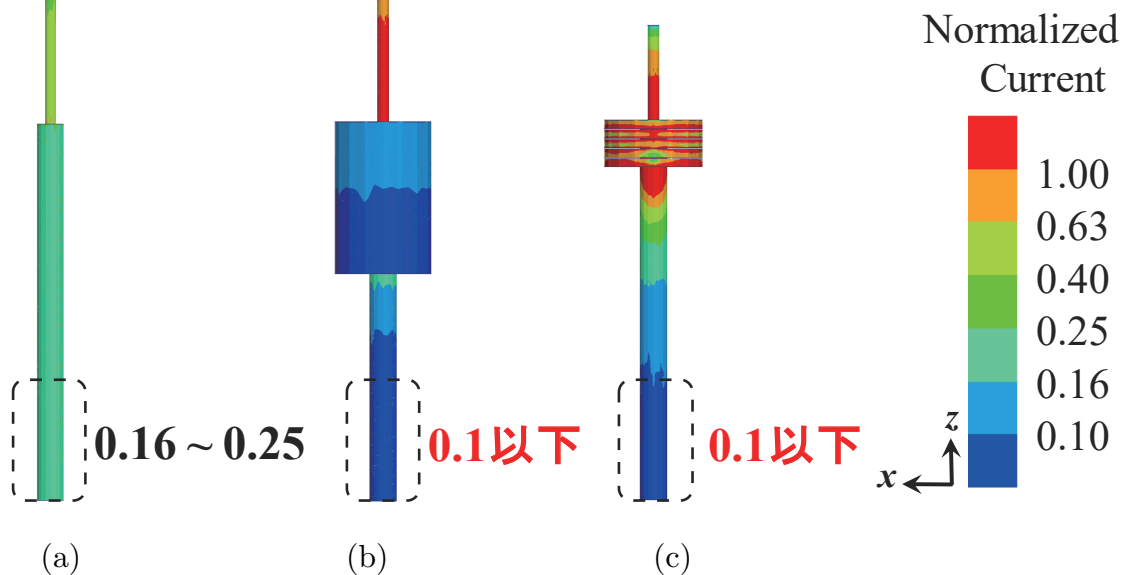


図 2.17 電流分布の比較. (a) チョークなし, (b) 1/4 波長チョーク付き, (c) 小型チョーク付き.

### 電流阻止特性

チョークの電流阻止特性を評価するために電流比  $|I_l/I_f|$  を定義する [25]. 図 2.18(a) に示すように, アンテナの給電点であるモノポールの付け根に流れる電流を  $I_f$  とし, 同軸線路外部導体に流れる漏れ電流を  $I_l$  とする.  $I_l$  は  $I_f$  から 100 mm 離れている. 図 2.18(b) にシミュレーションで求めた電流阻止特性を示す. 従来の 1/4 波長チョークの  $|I_l/I_f|$  は 0.85 GHz で最小となる. 0.85 GHz の 1/4 波長は 88.2 mm であり, チョークの長さ 80 mm に対応する. 1/4 波長チョーク付きスリーブアンテナの整合周波数は 0.72 GHz であり,  $|I_l/I_f|$  が最小となる周波数よりも低いが, 整合周波数において  $|I_l/I_f| = -13.5$  dB である.

小型チョークの電流阻止特性は 1/4 波長チョークとは異なる. 図 2.18(b) には小型チョークを構成する CRLH CL の分散特性のカットオフ, 左手系, EBG の帯域を合わせて示している. カットオフの領域に共振はない.  $|I_l/I_f|$  は左手系帯域の上限付近の 705 GHz で最小となり,  $-1$  次共振と対応する. また, 左手系帯域の低い周波数には複数の共振があり, 負の高次共振に対応する. 左手系帯域と EBG の境界付近の 0.730 GHz で  $|I_l/I_f|$  は最大となる. そして, EBG の 0.8 GHz 以上では安定して  $-10$  dB 以下となっ

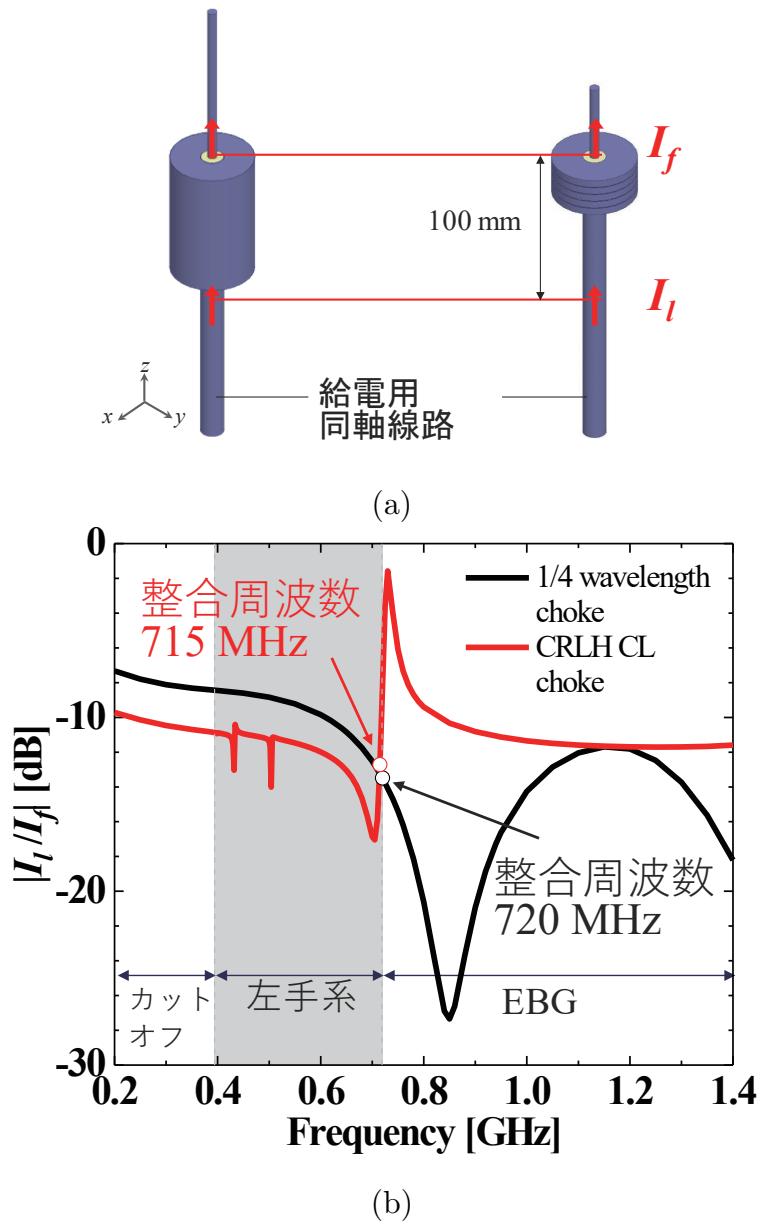


図 2.18 電流阻止特性. (a) 電流の計算場所, (b) 電流阻止特性.

ている。提案アンテナが最も良く整合する周波数は 715 MHz であり、その前後で  $|I_l/I_f|$  は大きく変化する。整合周波数と  $|I_l/I_f|$  が最小となる周波数はずれているが、整合周波数において  $|I_l/I_f| = -12.7$  dB に抑制している。

表 2.4 従来の 1/4 波長チョーク付きスリーブアンテナと提案する小型チョーク付きスリーブアンテナの比較結果一覧.

項目	従来	提案
モノポールの長さ	$0.25 \lambda_0$	$0.12 \lambda_0$
チョークの長さ	$0.19 \lambda_0$	$0.06 \lambda_0$
合計の長さ	$0.50 \lambda_0$	$0.18 \lambda_0$
最大利得	1.4 dBi	1.8 dBi
total antenna efficiency	99.8%	92.3%
漏れ電流	0.1 以下	0.1 以下

#### 比較結果のまとめ

本項の最後に、従来の 1/4 波長チョーク付きスリーブアンテナと提案する小型チョーク付きスリーブアンテナを比較した結果を表 2.4 にまとめる. 提案アンテナは従来より小型化されており, total antenna efficiency が僅かに劣るものの, 最大利得と漏れ電流抑制は同等である.

### 2.3.4 試作と測定

#### 試作

シミュレーションの妥当性を確認するために提案アンテナを試作し, 測定を行った. 図 2.19 に試作した小型チョーク付きスリーブアンテナの写真を示す. 試作したアンテナはシミュレーションで設計したアンテナと同じように同軸線路と内部導体を伸ばしたモノポール, 小型チョークで構成される. モノポールと小型チョークの外部導体は真鍮とし, 小型チョークのビアには電流が多く流れるため導電率の良い銅線とした. 小型チョークのギャップにはギャップを維持するために樹脂のスペーサが挟んであり, チョーク全体を固定するために樹脂の固定具を取り付けている. 構造パラメータは  $d_{rc} = 49.0 \text{ mm}$ ,  $d_{cc} = 12.7 \text{ mm}$ ,  $l_{rc} = 4.5 \text{ mm}$ ,  $g_c = 0.5 \text{ mm}$ ,  $d_{vc} = 0.55 \text{ mm}$ ,  $l_{vc} = 18.2 \text{ mm}$ ,  $p_c = 5.0 \text{ mm}$ ,  $h_c = 200 \text{ mm}$ ,  $h_m = 59.2 \text{ mm}$  であり, 製作のために前項の構造パラメータから少し変更した.

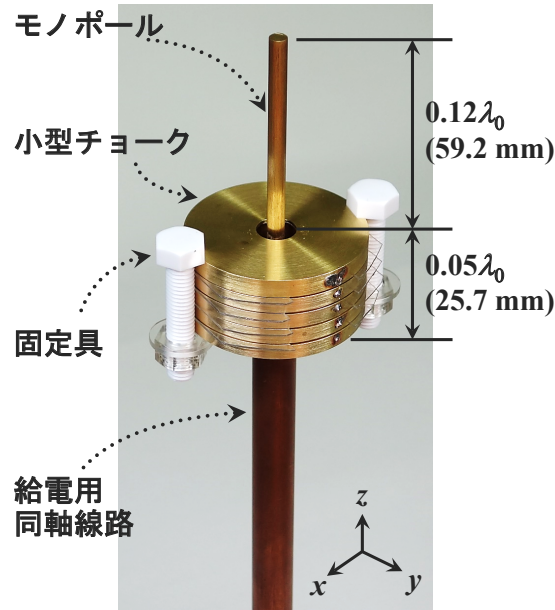


図 2.19 試作した小型チョーク付きスリーブアンテナの写真.

### $|S_{11}|$ 特性

図 2.20 に測定した試作アンテナの  $|S_{11}|$  特性を示す．測定結果の共振周波数は 585 MHz である．Sim. 1 はスペーサと固定具を含んだ構造のシミュレーション結果を示しているが，共振周波数は 537 MHz であり，測定結果よりも 48 MHz 低い．測定結果とシミュレーション結果の共振周波数の違いは試作品の製作誤差によるものと考えられる．特にギャップ  $g_c = 0.5$  mm は狭く，正確に製作することが困難である．試作したアンテナのギャップを測ると平均 0.58 mm であり，設計値よりも 0.08 mm 大きいことが分かった．図 2.20 の Sim. 2 は  $g_c = 0.58$  mm としたときのシミュレーション結果である．Sim. 2 の共振周波数は測定結果とよく一致しており，ギャップによる製作誤差により，周波数が高くなったことが確認できた．

試作アンテナの共振周波数 585 MHz において，モノポールとチョークの長さはそれぞれ  $0.12 \lambda_0$  と  $0.05 \lambda_0$  であり，従来の  $1/4$  波長チョーク付きスリーブアンテナの 46% と 20% に相当する．

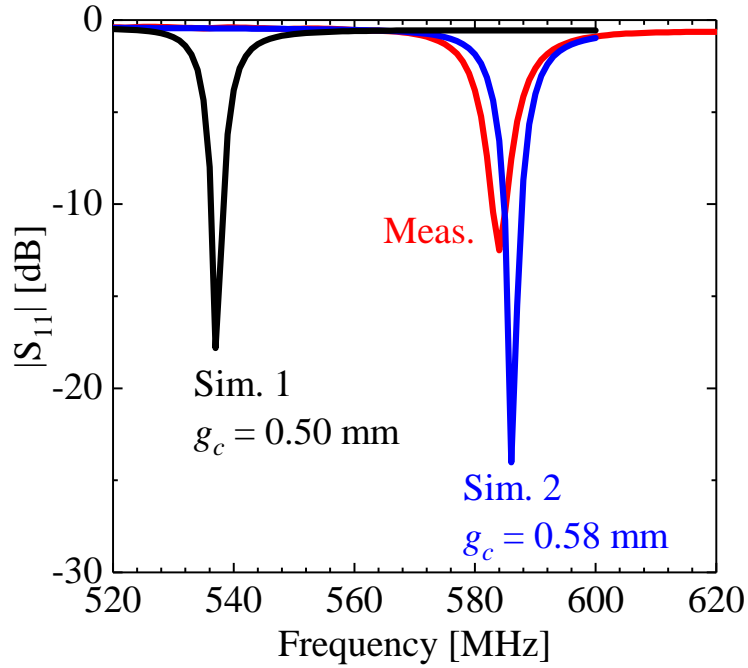


図 2.20 測定した  $|S_{11}|$  特性.

### 放射パターン

図 2.21 は共振周波数 585 MHz における放射パターンの測定結果である．比較のために  $g_c = 0.58$  mm としたときのシミュレーションで求めた放射パターンも示している．図 2.21(a), (b) は  $zx$  面と  $yz$  面の測定した放射パターンである．測定した放射パターンはいずれも 8 の字型であり，シミュレーション結果とよく一致している．図 2.21(c) は  $xy$  面の放射パターンを示しており，測定結果とシミュレーション結果はよく一致している．

### Total antenna efficiency

最後に，Total antenna efficiency の測定結果をシミュレーション結果とともに図 2.22 に示す．シミュレーションの Total antenna efficiency の最大値は 62.1% である．図 2.16 よりも Total antenna efficiency が低いのはチョークのギャップに挿入したスペーサの誘電正接の影響である．Total antenna efficiency は測定した放射界をアンテナを囲む球の立体角で積分することで得られる [82]．試作アンテナの共振周波数付近の放射効率を図 2.22 に示す．584 MHz における Total antenna efficiency は 43.4% である．また，Total antenna efficiency の周波数特性は測定結果とシミュレーション結果でよく一致している．

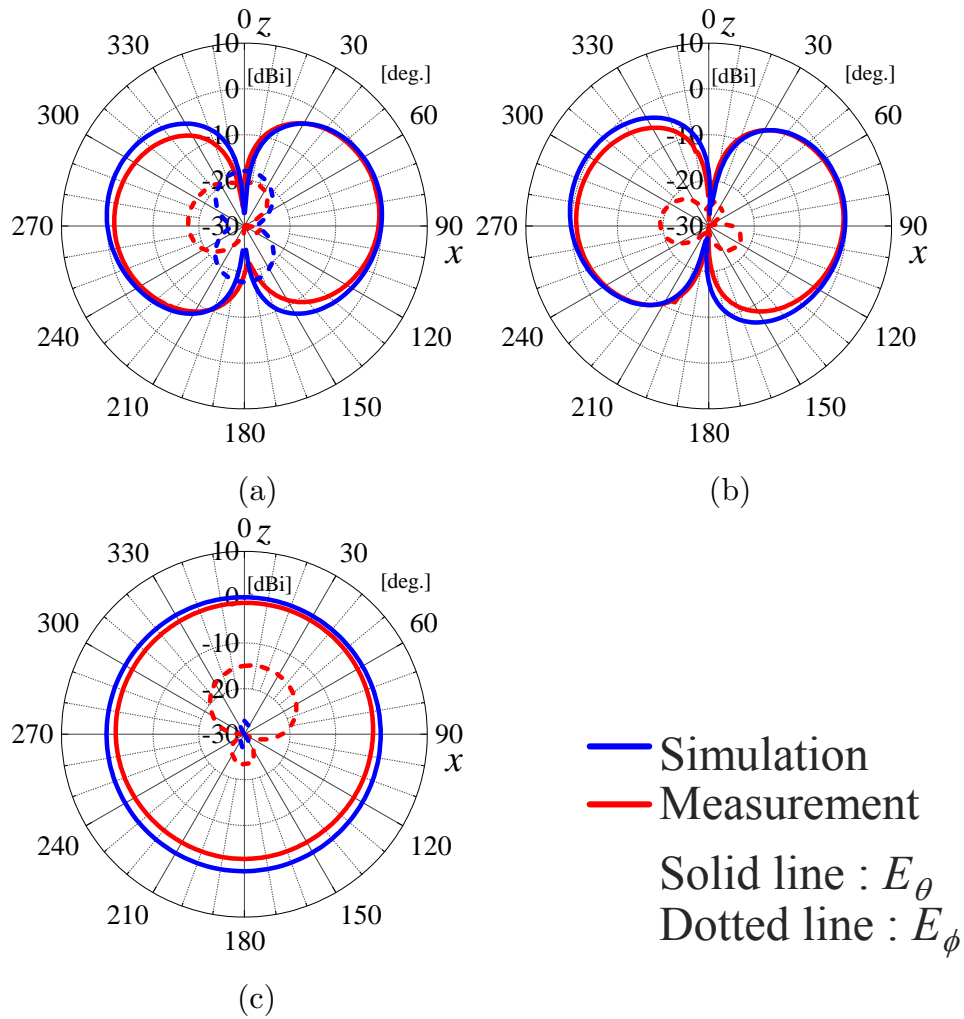


図 2.21 測定した放射パターン．(a)  $zx$  面，(b)  $yz$  面，(c)  $xy$  面．

## 2.4 まとめ

本章では CRLH CL の左手系モードの共振を利用してチョークを小型化し，小型チョークを取り付けたスリーブアンテナの特性を確認した．

CRLH CL はチョークとして給電用同軸線路の外部導体に取り付けられるように同軸構造を採用した．提案する CRLH CL は外部導体を分割したギャップと，内部導体と外部導体をビアにより直列のキャパシタンスと並列のインダクタンスを実現している．CRLH CL の分散特性をシミュレーションにより求め，左手系モードが 392 から 719 MHz，右



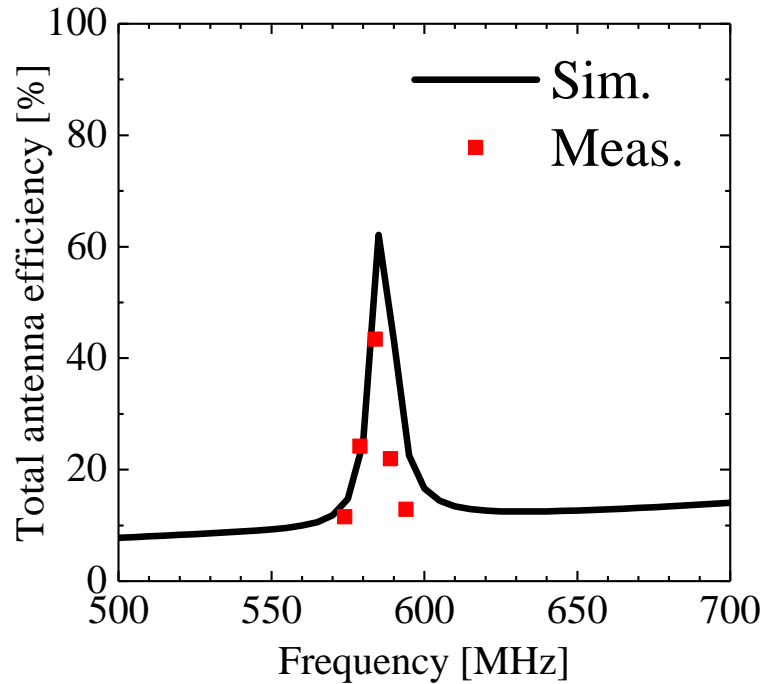


図 2.22 測定した total antenna efficiency.

手系モードが 1537 MHz 以上で伝搬し、右手系と左手系モードの間に EBG があることを確認した。

設計した CRLH CL は配列して終端を短絡開放とすることで小型チョークを構成した。小型チョークをスリーブアンテナに取り付け、 $|S_{11}|$  特性が  $-10$  dB 以下で、放射パターンの垂直面が 8 の字型となるように設計した。設計した小型チョーク付きスリーブアンテナは従来のスリーブアンテナと比較することで性能をシミュレーションにより評価した。小型チョークは長さが  $0.06 \lambda_0$  に小型化された。そのほかの特性は利得は 1.8 dBi, total antenna efficiency は 92.3%, 漏れ電流は 0.1 以下であり、従来の  $1/4$  波長チョーク付きスリーブアンテナと同等である。

シミュレーションの妥当性を確認するために小型チョーク付きスリーブアンテナを試作した。 $|S_{11}|$  特性と放射パターン, total antenna efficiency を測定し、シミュレーションとよく一致することを確認した。

## 第 3 章

# 固有モード解析を利用した小型スリーブアンテナの設計

### 3.1 まえがき

第 2 章ではスリーブアンテナのチョークを CRLH TL の  $-1$  次の共振を使って  $0.06 \lambda_0$  に小型化した。小型化したチョークはスリーブアンテナに取付けてアンテナとしての特性を評価した。しかし、このこのアンテナにおいて、放射素子として働くモノポールは従来の線状導体のままである。放射素子に CRLH TL を適用することで、スリーブアンテナを更に小型化できる可能性がある。

小さな放射素子としては、地板上で動作する CRLH CL で構成された小型なアンテナが提案されている [52, 83–86]。この小型放射素子は第 2 章で提案した CRLH CL とは異なる構造の CRLH CL で構成されており、 $-5$  次の共振で動作する。共振周波数における放射素子の高さは  $0.05 \lambda_0$  と非常に小型である。モノポールアンテナの様に水平面無指向性の放射パターンであり、実験によっても評価されている。

CRLH TL で構成されるアンテナの典型的な設計方法としては、まず CRLH TL の分散特性を設計し、次に CRLH TL の単位セルをいくつか並べてアンテナ素子を構成し、給電する方法がある [87–90]。CRLH TL で構成したアンテナの共振は分散特性から導出した共振周波数とずれることがしばしばある。この理由は終端条件、給電線路などの近接する構造、セルの数が少ないことなどが考えられる。2 種類の CRLH TL を組み合わせる場合、1 種類だけのときよりもより複雑になることが予想されるので、簡単に設計する方法が求められる。

固有モード解析や特性モード値解析（CMA: Characteristic Mode Analysis）は構造に

存在し得るモードを求める方法として利用される。複数のモードが存在する場合でも、それらを分離して求めることができるため、多共振アンテナの動作原理解明 [91, 92] やアンテナの最適化 [93] に利用される。また、これらの解析方法は給電を必要としないため、整合の問題と切り離して設計することができる。そのため、筐体に取り付けるために最適な形状のアンテナを設計するためにも利用されている [94–96]。

本章では文献 [52, 83–86] の小型放射素子と第 2 章で提案した小型チョークを組み合わせた小型スリーブアンテナを設計する。小型スリーブアンテナは 2 種類の CRLH TL を組み合わせるので、設計が複雑になるが、これを避けるために固有モード解析を利用した設計方法を提案する。提案する固有モード解析を利用して設計した小型スリーブアンテナは従来のスリーブアンテナと比較することでアンテナとしての特性を評価する。シミュレーションの妥当性を確認するために小型チョーク付きスリーブアンテナを試作、測定を行った結果を示す。最後に更なる小型化のために、左手系モードの高次共振を利用した小型スリーブアンテナについて検討する。固有モード解析を含めた全ての電磁界シミュレーションは、有限要素法に基づく Ansoft 社の High Frequency Structure Simulator (HFSS) を用いて行った。

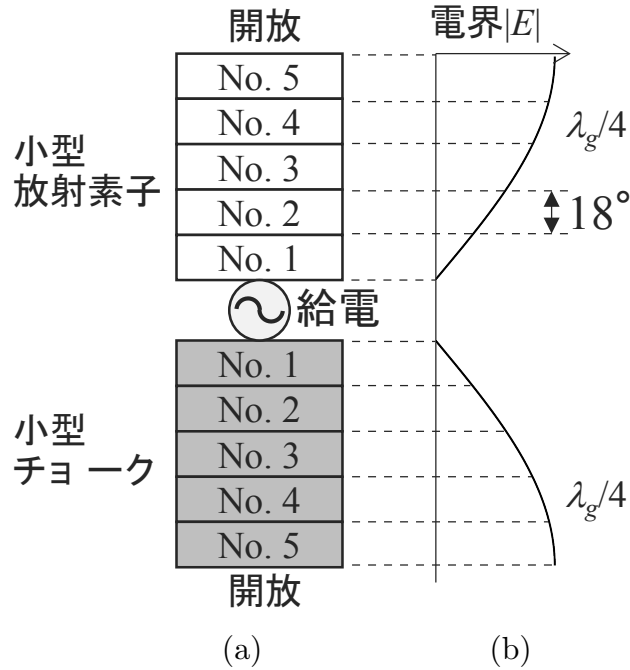


図 3.1 動作原理. (a) 提案アンテナの概念図, (b) 電界分布.

## 3.2 動作原理と設計手法

### 3.2.1 動作原理

本章で提案する小型スリーブアンテナの動作原理を説明する．小型スリーブアンテナの概念図を図 3.1(a) に示す．小型スリーブアンテナは小型放射素子と小型チョークで構成される．小型放射素子と小型チョークはそれぞれ 5 つの CRLH CL の単位セルで構成する．単位セルの数に制限はなく，同じ数である必要もないが，前章で設計した小型チョークを利用すること，設計を簡単にすることを考慮して 5 個ずつとした．小型放射素子の上端と小型チョークの下端はそれぞれ開放であり，中央から給電する．提案アンテナの電界分布を図 3.1(b) に示す．小型放射素子と小型チョークはそれぞれ  $\lambda_g/4$  となる周波数で共振し，放射および漏れ電流を抑制する． $\lambda_g$  が  $\lambda_0$  よりも短いとき提案アンテナは従来の  $1/4$  波長チョーク付きスリーブアンテナよりも小型になる．

表 3.1 小型スリーブアンテナを構成する小型放射素子と小型チョークの条件.

項目	小型放射素子	小型チョーク
セルの数	5 個	5 個
終端条件	開放短絡	開放短絡
共振モード	-1 次共振	-1 次共振
共振周波数	700 MHz 程度	700 MHz 程度

表 3.2 小型放射素子と小型チョークを構成する CRLH CL の要求事項.

項目	小型放射素子用 CRLH CL	小型チョーク用 CRLH CL
伝搬モード	左手系モード	左手系モード
単位セルあたりの 位相変化量が 18 度の周波数	700 MHz 程度	700 MHz 程度

### 3.2.2 小型放射素子を構成する CRLH CL の要求

小型な放射素子としては、地板上で動作する CRLH CL で構成された小型なアンテナが提案されている [83–86]. このアンテナは小型チョークとは異なる構造の CRLH CL で構成されており,  $-5$  次の共振で 505 MHz で動作する. このアンテナを小型スリーブアンテナの小型放射素子として応用する. ただし, 小型放射素子は 2 章の小型チョークの動作周波数に合わせて再設計する. 小型スリーブアンテナを構成する小型放射素子と小型チョークの条件を表 3.1 にまとめる. このような条件を満たす CRLH CL は, 左手系モードが伝搬し, 単位セルあたりの位相変化量が 18 度のとき 700 MHz 程度である必要があることがわかる. 小型放射素子と小型チョークを構成する CRLH CL の要求事項を表 3.2 にまとめる.

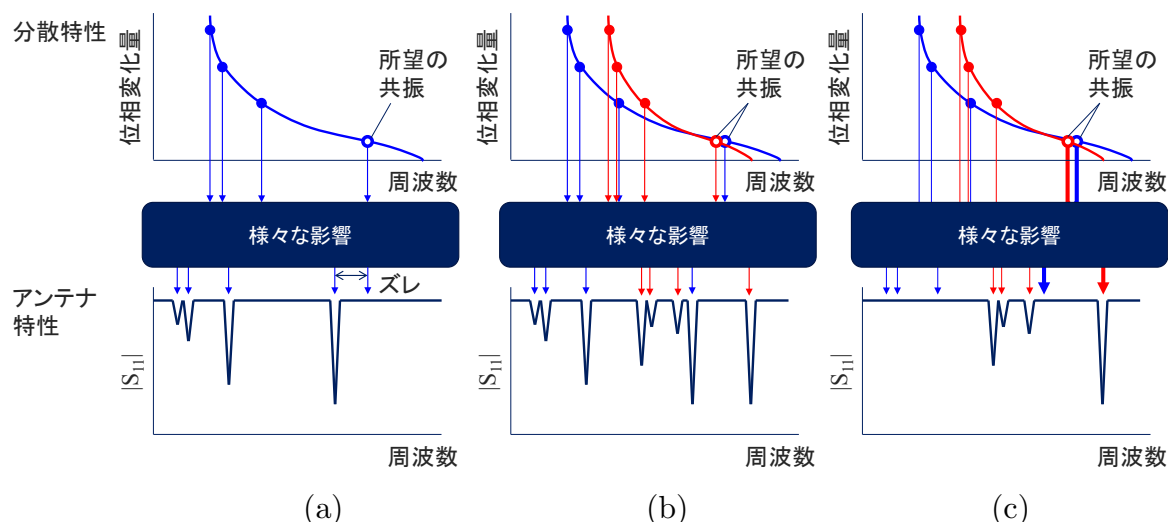


図 3.2 従来の設計手法. (a)CRLH TL が 1 種類の場合, (b)CRLH TL が 2 種類あり, 全ての共振モードが励振される場合, (c)CRLH TL が 2 種類あり, 一部の共振モードが励振されない場合.

### 3.2.3 固有モード解析を利用した CRLH TL 共振器の設計手法

提案アンテナは 2 種類の CRLH TL 共振器を組み合わせることで実現する. ここでは従来の設計手法の問題点を示し, それらの問題を解決するために, 固有モード解析を利用した設計手法を提案する.

#### 従来の設計手法

はじめに従来の設計手順について説明する. 図 3.2(a) は CRLH TL が 1 種類だけの場合である. まず, 図 3.2(a) の上側に示すように CRLH TL の分散特性を求める. CRLH TL 共振器を構成するセルの数に応じて複数の共振が起きるので, 所望の周波数で所望の共振が起きるように分散特性を設計する. このときの分散特性はセルが無限に並んだ理想的な状態を想定している. 次に, 設計した CRLH TL で共振器を構成し, 給電したときのアンテナ特性を求める. このときアンテナは図 3.2(a) の下側に示す  $|S_{11}|$  特性のように, 設計した分散特性とズレた周波数で共振する可能性がある. 共振周波数がズレる主な要因としては CRLH TL 共振器のセルの数が有限であること, セルの終端が理想的な開放や短絡でないこと, 共振器周囲に給電線路などがあることなどが考えられる. 第 2 章の小型チョーク付き同軸給電モノポールアンテナにおいても, 分散特性とアンテナの共振周波数が完全に一致しなかったが, セルが 5 個しかなく, 給電用の同軸線路があること, モ

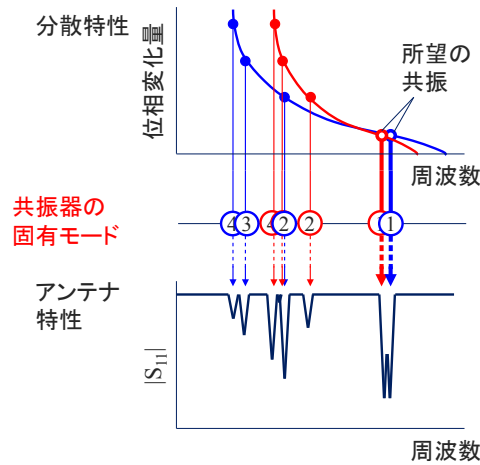


図 3.3 提案する固有モード解析を利用した設計手法.

ノポールが小型チョークに隣接していることが原因であると考えられる．しかし，CRLH TL が 1 つだけであれば第 2 章で示したように共振周波数がずれてしまっても設計することは難しくない．

図 3.2(b) と (c) は CRLH TL が 2 種類の場合の設計手順を示している．CRLH TL が 1 種類のとくと同様にそれぞれの CRLH TL について分散特性を設計し，設計した CRLH TL でアンテナ素子を構成して，給電する．このとき，全ての共振モードが励振されると図 3.2(b) の下側に示す  $|S_{11}|$  特性の様に，複数の周波数に共振があり，どの共振が所望の共振か見分けることが困難となる．様々な要因によって 2 種類の CRLH CL 共振器の共振周波数はそれぞれ分散特性からズレてしまうためである．また，図 3.2(c) の様に所望共振モードを含む一部の共振モードが励振されない場合も考えられる．このように， $|S_{11}|$  特性だけではどの周波数に所望の共振があるか判別するのが困難である．

### 固有モード解析を利用した設計手法

そこで，固有モード解析を用いた設計方法を提案する．図 3.3 に示すように分散特性を設計した後に，CRLH TL 共振器の固有モードを解析する．固有モード解析によって，共振周波数と電磁界分布が求められるので，所望の共振モードがどの周波数にあるのか確認することができる．また，固有モード解析は給電がない状態の共振を確認することができるので，セル数の無限と有限，終端条件の理想と現実，給電線路の有無など，それぞれの条件が共振にどのように影響を与えるのか確認することができる．

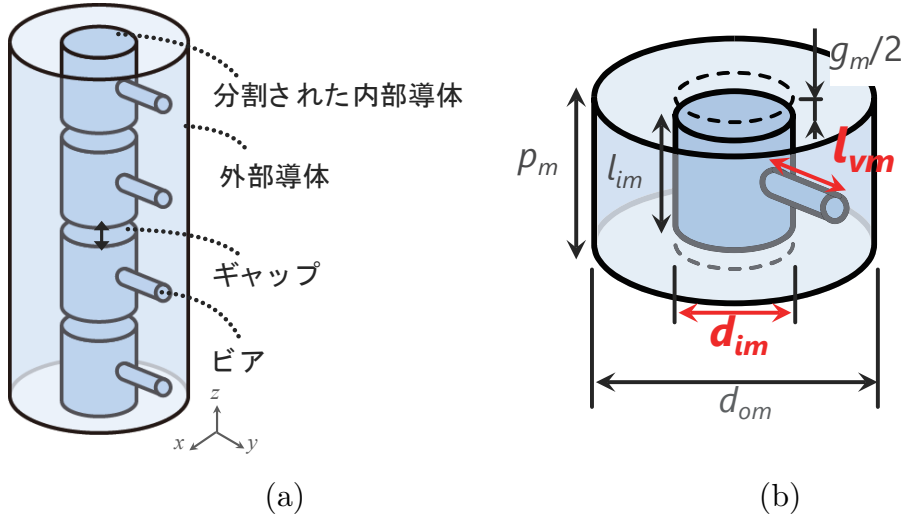


図 3.4 小型放射素子を構成する CRLH CL の構造. (a) 全体図, (b) 単位セル構造.

### 3.3 小型スリーブアンテナを構成する 2 種類の CRLH CL 共振器

#### 3.3.1 小型放射素子を構成する CRLH CL の構造と動作原理

##### 構造

小型放射素子を構成する CRLH CL の構造を図 3.4(a) に示す. この CRLH CL は同軸線路がベースとなっているが, 内部導体は分割され, ギャップ  $g_m$  を有しており, 分割された各内部導体と外部導体はビアによってそれぞれ接続されている. 図 3.4(b) は単位セル構造を示している. この単位セルが  $z$  方向に周期  $p_m$  で配列されることで図 3.4(a) を構成している.

##### 動作原理

図 3.4 の CRLH CL には従来の同軸線路の TEM モードに似たモードが伝搬する. このときの単位セルの等価回路を図 3.5 に示す. 直列のインダクタンス  $L_{RM}$  と並列のキャパシタンス  $C_{RM}$  は従来の同軸線路の等価回路にもある.  $L_{RM}$  は内部導体または外部導体に流れる電流により作られ,  $C_{RM}$  は内部導体と外部導体の間に蓄えられる電界によって作られる. 直列のキャパシタンス  $C_{LM}$  は内部導体に設けたギャップにより作られる. ギャップ  $g_m$  を狭くするか, 内部導体の径  $d_{im}$  を大きくすると  $C_{LM}$  は増大する. 並列の



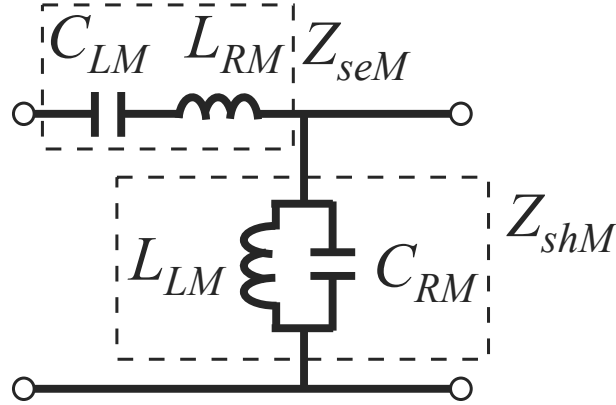


図 3.5 小型放射素子を構成する CRLH CL の単位セルの等価回路.

インダクタンス  $L_{LM}$  は内部導体と外部導体を接続するビアによって作られる．ビアの長さ  $l_{vm}$  を長くするか，ビアの径  $d_{vm}$  を細くすると  $L_{LM}$  は増大する．直列のインピーダンス  $Z_{seM}$  は  $L_{RM}$  と  $C_{LM}$  によって構成され，並列のインピーダンス  $Z_{shM}$  は  $C_{RM}$  と  $L_{LM}$  によって構成される． $Z_{seM}$  と  $Z_{shM}$  がそれぞれ容量性と誘導性となる周波数領域で左手系モードが伝搬する．

### 3.3.2 分散特性

表 3.2 に示したように，単位セルあたりの位相変化量が 18 度となるととき 700 MHz 程度となるように分散特性を設計する．小型放射素子を構成する CRLH CL の構造パラメータは  $p_m = 5.0$  mm,  $l_{im} = 4.7$  mm,  $g_m = 0.3$  mm,  $g_{in} = 0.15$  mm,  $d_{vm} = 0.5$  mm とする．ただし，外部導体の径  $d_{om} = 50.0$  mm を変えずに内部導体の径  $d_{im}$  とビアの長さ  $l_{vm}$  を変化させる．小型チョークを構成する CRLH CL の構造パラメータは  $p_c = 5.0$  mm,  $l_{rc} = 4.5$  mm,  $g_c = 0.5$  mm,  $d_{vc} = 0.5$  mm,  $d_{cc} = 14.0$  mm,  $l_{vc} = 18.0$  mm であり，2 章で設計した小型チョークと同じ構造パラメータである．図 3.6(a) に小型放射素子と小型チョークを構成する CRLH CL の最低次モードの分散特性を示す．最低次モードは全て左手系である． $\beta p_m = \beta p_c = 18$  度における各モードの周波数は Air line よりも周波数が低い．すなわち，自由空間よりも波長が短縮されていることが確認できる．

18 度付近の分散特性を図 3.6(b) に示す．2 つ CRLH CL の分散特性は 18 度付近で 700 MHz に近いことが確認できる．また，小型放射素子を構成する CRLH CL の内部導体の径  $d_{im}$  とビアの長さ  $l_{vm}$  を変更することで，分散特性の周波数を調整することができることが分かった．

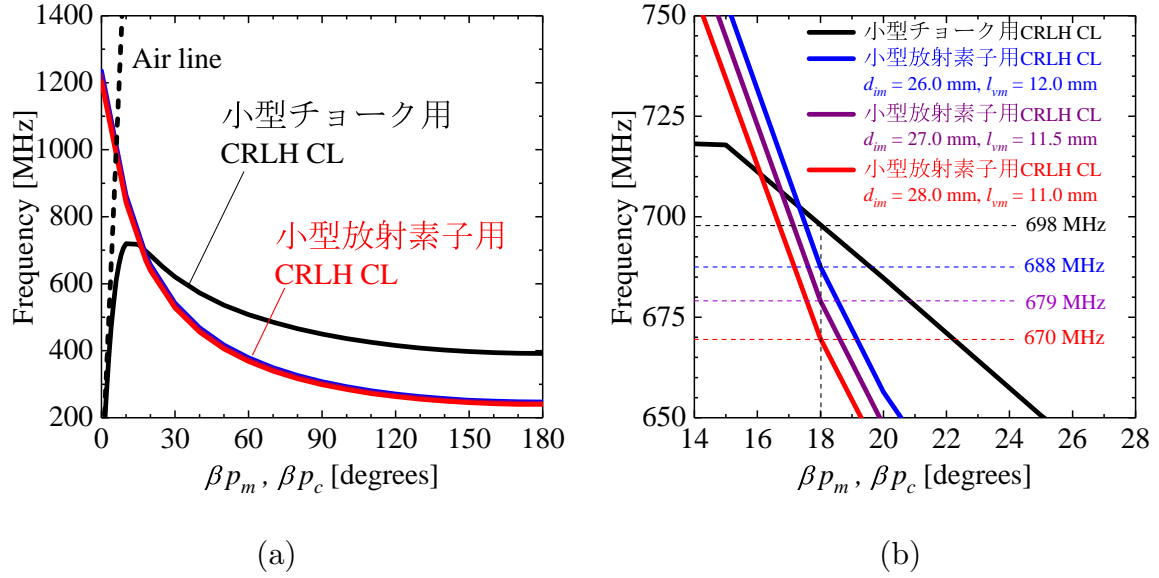


図 3.6 小型放射素子を構成する CRLH CL の分散特性. (a)0 から 180 度, (b)18 度付近.

CRLH TL の単位セルを  $n$  個配列し、終端を開放、短絡とすると CRLH TL は共振器として働く. 式 2.1 を満たすとき CRLH TL は共振するので、これを分散特性上にプロットすることで共振周波数を求めることができる. 計算結果を図 3.7 の各分散特性上にプロットした. ただし、小型放射素子を構成する CRLH CL の構造パラメータは  $d_{im} = 28.0$  mm,  $l_{vm} = 11.0$  mm とした. それぞれ 5 つの負の共振がある. そのうち、2 つの  $-1$  次共振は近い周波数である.

### 3.3.3 共振モードの電界分布と周波数

前節では小型放射素子と小型チョークを構成する CRLH CL の分散特性をそれぞれ設計したが、3.2.3 項で説明したように、これは単位セルが無限に配列されたときの特性である. この CRLH CL で小型放射素子と小型チョークを構成するとき、言い換えると、セルの数が有限で終端が理想的でない共振器を構成するとき、共振周波数は分散特性からずれる可能性がある. 本節ではまず、固有モード解析を利用して、図 3.8(a), (b) に示す小型放射素子と小型チョークの共振モードを確認し、次に図 3.8(c) に示す小型放射素子に小型チョークを取り付けた構造の共振モードを確認する.

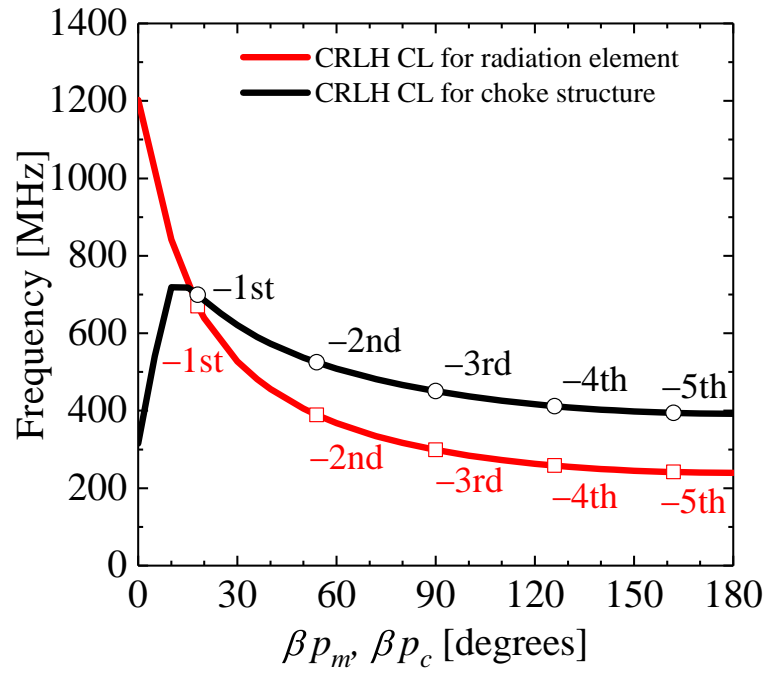


図 3.7 分散特性から求めた共振周波数.

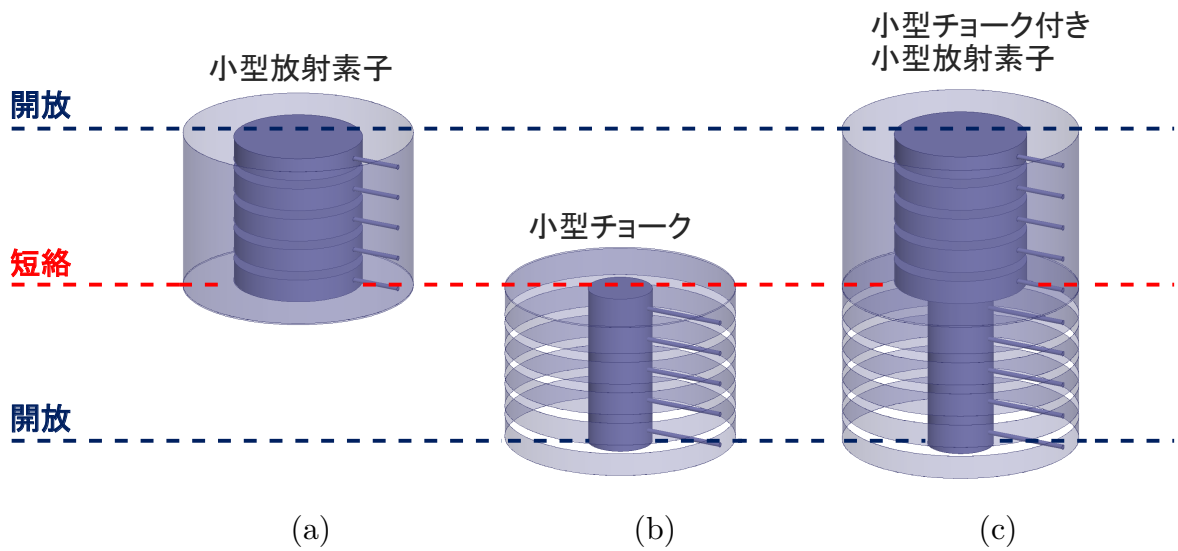


図 3.8 CRLH CL 共振器. (a) 小型放射素子, (b) 小型チョーク, (c) 小型チョーク付き小型放射素子.

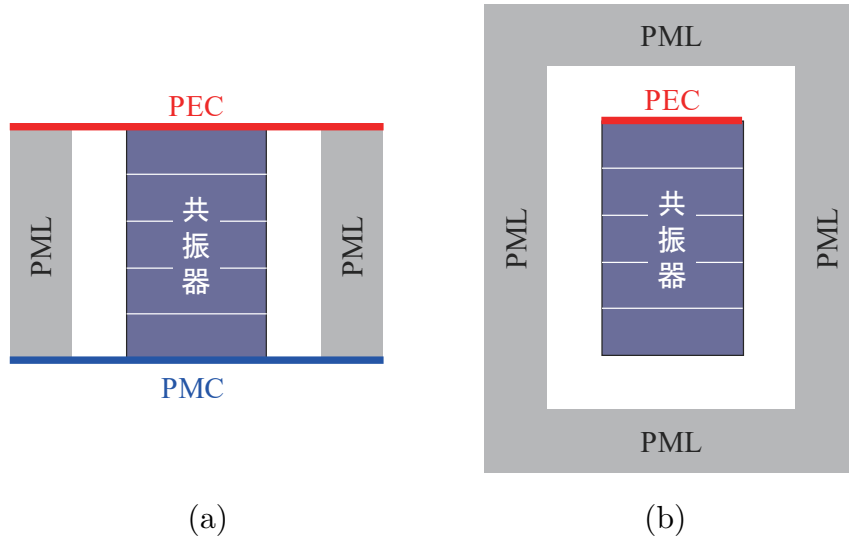


図 3.9 固有モード解析の境界条件. (a) 理想的な終端, (b) 現実的な終端.

### 固有モード解析の境界条件

固有モード解析を使って小型放射素子と小型チョークの共振モードの周波数と電磁界分布を求める. 図 3.9 に解析を行う 2 種類の境界条件を示す. 図 3.9(a) は理想的な終端条件である. 5 個の単位セルで構成した共振器 (小型放射素子または小型チョーク) の上端を完全電気導体 (PEC), 下端を完全磁気導体 (PMC) とすることで, 同軸線路の理想的な開放短絡終端としている. 共振器の側面は十分な距離を離して完全整合層 (PML) で覆う. 図 3.9(b) は現実的な終端条件である. 共振器の一端を共振器と同じの径の PEC の円盤で覆い, もう一端は何も接続しない. 共振器の周囲は十分な距離を設けて全て PML で覆う.

### 共振周波数

図 3.10 に固有モード解析で求めた小型放射素子と小型チョークの共振周波数を示す. 縦軸は周波数であり, 横軸は共振の次数である. 小型放射素子を構成する CRLH CL の構造パラメータは  $p_m = 5.0$  mm,  $l_{im} = 4.7$  mm,  $g_m = 0.3$  mm,  $g_{in} = 0.15$  mm,  $d_{vm} = 0.5$  mm,  $d_{om} = 50.0$  mm,  $d_{im} = 28.0$  mm,  $l_{vm} = 11.0$  mm とし, 小型チョークを構成する CRLH CL の構造パラメータは  $p_c = 5.0$  mm,  $l_{rc} = 4.5$  mm,  $g_c = 0.5$  mm,  $d_{vc} = 0.5$  mm,  $d_{cc} = 14.0$  mm,  $l_{vc} = 18.0$  mm とする. 比較のために, 3.3.3 項で示した分散特性から求めた共振周波数を図 3.10 にプロットしている. 小型放射素子と小型チョーク

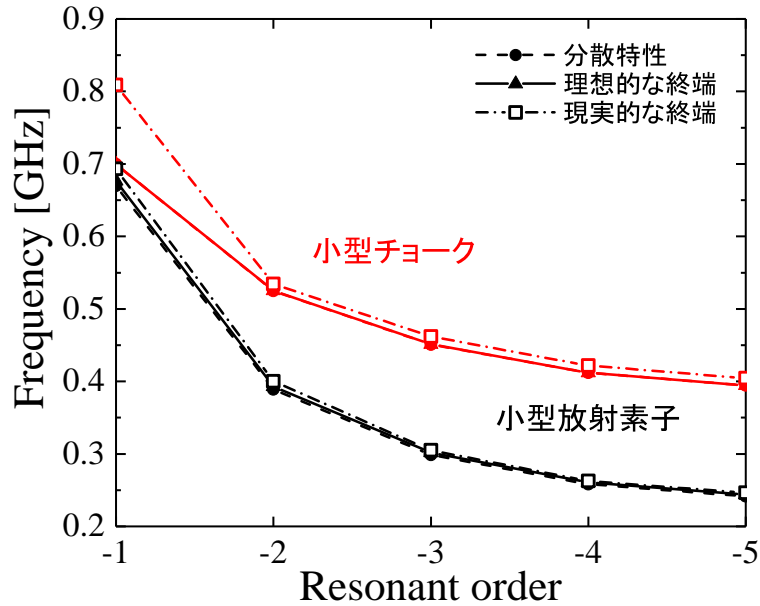


図 3.10 固有モード解析で求めたの小型放射素子と小型チョークそれぞれの共振周波数.

において，分散特性からはそれぞれ  $-1$  次から  $-5$  次の 5 つの負の共振が求められる．

図 3.9(a) の理想的な終端条件と図 3.9(b) の現実的な終端条件によって求められた共振を図 3.10 にプロットする．まず，小型放射素子は分散特性と理想的な終端，現実的な終端はほとんど変化がなく，特に高次モードの方がよく一致している．小型放射素子はセルの数，終端条件の影響が少ないことがわかる．次に，小型チョークについて，分散特性と理想的な終端を比較すると全ての共振周波数はほとんど一致している．小型チョークの理想的な終端と現実的な終端の共振周波数を比較すると， $-2$  次から  $-5$  次の共振は近い周波数であるが， $-1$  次はおよそ 1 GHz 高くなっている．すなわち，小型チョークはセルの数の影響は少ないが，終端の影響を受けることが確認できた．小型チョークよりも小型放射素子の方が影響が少ない．小型放射素子は外部導体にギャップがないので電磁界が閉じ込められているが，小型チョークは外部導体にギャップがあり外部導体の外に電磁界が漏れるため，終端の影響を受けやすいと考えられる．

### 共振モードの電界分布

図 3.11 に  $-1$  次共振の小型チョークと小型放射素子の電界分布を示す．ただし，電界分布を見やすくするためにそれぞれの構造は  $yz$  面で分割している．図 3.11(a) は小型チョークの開放端である  $z = -25$  mm における  $xy$  面の電界分布である．同軸線路の TEM モードに似た放射状の電界分布であるが，ビアがある  $+y$  方向は電界が弱く，ビア

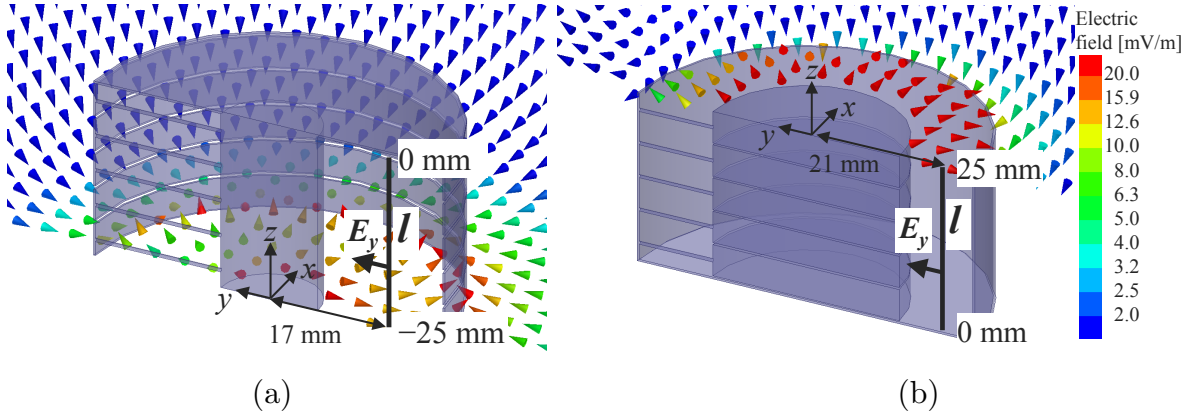


図 3.11  $xy$  面の電界分布. (a) 小型チョーク, (b) 小型放射素子.

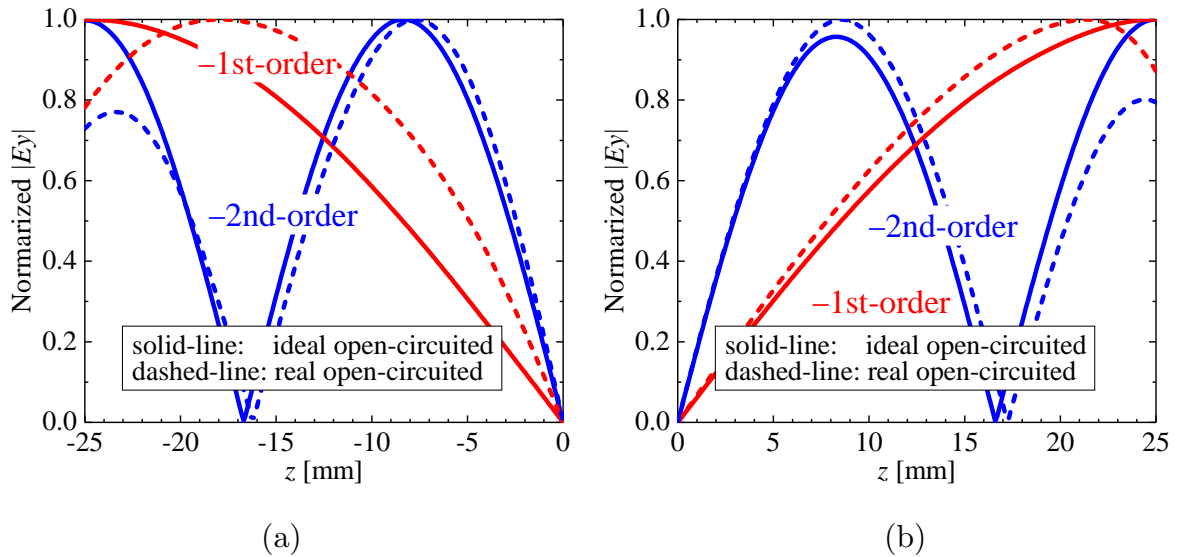


図 3.12 線上の電界分布. (a) 小型チョーク, (b) 小型放射素子.

がない  $-y$  方向は電界が強い. 図 3.11(b) は小型放射素子の開放端である  $z = 25$  mm における  $xy$  面の電界分布である. こちらも同軸線路の TEM モードに似た電界分布であり, ビアがある  $+y$  方向は電界が弱く, ビアがない  $-y$  方向は電界が強い.

図 3.12 に図 3.11(a), (b) に示した線分  $l$  上の電界の  $y$  成分  $|E_y|$  を示す. ただし,  $|E_y|$  はそれぞれの最大値で規格化している.  $-1$  次と  $-2$  次において, 終端が理想の場合と現実的な場合の 2 通りを示す.

図 3.12(a) は小型チョークの電界分布である.  $z = -25$  mm が開放で,  $z = 0$  mm が短絡である.  $-1$  次共振は理想的な終端において, 電界分布は短絡である  $z = 0$  mm であり, 開放である  $z = -25$  mm で 1 となる  $1/4$  波長の共振の分布である. 終端が現実

的なときは短絡である  $z = 0 \text{ mm}$  は 0 であるが，開放である  $z = -25 \text{ mm}$  では 1 より小さく， $1/4$  波長よりもわずかに短縮された電界分布である． $-2$  次共振は理想的な終端において，節が 1 つある  $3/4$  波長の電界分布である．終端が現実的なときは開放端において電界は 1 より小さくなり， $3/4$  波長よりもわずかに短縮された分布である．このように終端が理想的でないとき，波長がわずかに変化するため共振周波数も変化する．

図 3.12(b) は小型放射素子の電界分布である． $z = 0 \text{ mm}$  が短絡で， $z = 25 \text{ mm}$  が開放である． $-1$  次共振の電界分布は，理想的な場合  $1/4$  波長であるが，現実的な場合  $1/4$  波長よりも短縮されている． $-2$  次共振は理想的なとき  $3/4$  波長であり，現実的なとき  $3/4$  波長よりわずかに短い．小型チョークと小型放射素子の現実的な終端における  $-1$  次共振を比較すると，小型チョークの電界分布の方が小型放射素子の波長よりも短縮されていることがわかる．小型チョークの方が小型放射素子よりも共振周波数がシフトするのはこのためである．

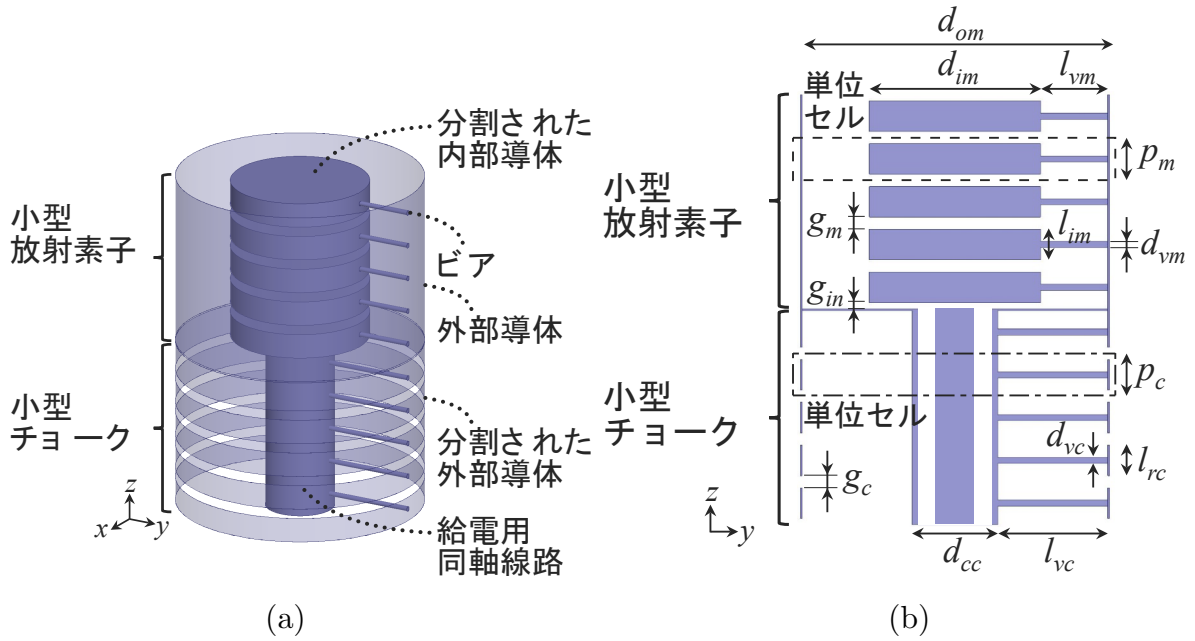


図 3.13 小型スリーブアンテナの構造. (a) 全体図, (b) 断面図.

## 3.4 小型スリーブアンテナの特性

### 3.4.1 設計

前節で設計した小型放射素子と小型チョークを組み合わせ、小型スリーブアンテナを設計する.  $|S_{11}|$  特性と放射パターンから良く整合して垂直面の放射パターンが 8 の字型となる条件を満たす構造パラメータを求める. また, 電界分布から小型スリーブアンテナの動作原理を確認する.

#### 構造

図 3.13(a) に小型スリーブアンテナの構造を示す. 小型スリーブアンテナは小型放射素子と小型チョークによって構成され, 中央から特性インピーダンス  $50\Omega$  の同軸線路により給電される. 前述の通り, 小型放射素子と小型チョークはそれぞれ構造の異なる CRLH CL を 5 つ配列して構成している. 小型放射素子の上端と小型チョークの下端は開放である. 図 3.13(b) に小型スリーブアンテナの  $yz$  面の断面を示す. 給電用同軸線路はチョークの内部導体の中を通り, 小型放射素子の底に接続される. ただし, 給電同軸線路の内部導体と小型放射素子の内部導体は接触しておらず, 間にはギャップ  $g_{in}$  がある.



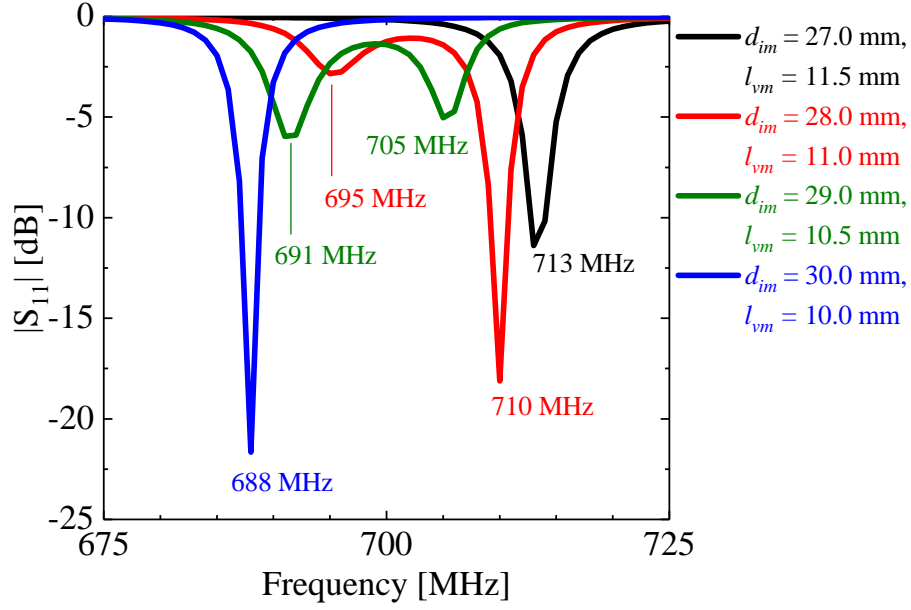


図 3.14  $|S_{11}|$  特性.

#### $|S_{11}|$ 特性

シミュレーションによって求めた  $|S_{11}|$  特性を図 3.14(a) に示す. 小型放射素子の構造パラメータは  $p_m = 5.0$  mm,  $l_{im} = 4.7$  mm,  $g_m = 0.3$  mm,  $g_{in} = 0.15$  mm,  $d_{vm} = 0.5$  mm,  $d_{om} = 50.0$  mm であり, 内部導体の径  $d_{im}$  とビアの長さ  $l_{vm}$  を変化させる. 小型チョークの構造パラメータは  $p_c = 5.0$  mm,  $l_{rc} = 4.5$  mm,  $g_c = 0.5$  mm,  $d_{vc} = 0.5$  mm,  $d_{cc} = 14.0$  mm,  $l_{vc} = 18.0$  mm であり, 変化させない.

$d_{im} = 27.0$  mm,  $l_{vm} = 11.5$  mm のとき, 共振周波数は 713 MHz だけである.  $d_{im} = 28.0$  mm,  $l_{vm} = 11.0$  mm のとき, 共振周波数は 695 と 710 MHz の 2 つになり, 710 MHz は  $|S_{11}| < -10$  dB で整合している.  $d_{im} = 29.0$  mm,  $l_{vm} = 10.5$  mm のとき, 共振周波数は 691 と 705 MHz の 2 つあるが, 整合しない.  $d_{im} = 28.0$  mm,  $l_{vm} = 11.0$  mm のとき, 共振周波数は 688 MHz だけになり,  $|S_{11}| < -10$  dB で整合する.  $d_{im}$  が長く,  $l_{vm}$  が短いとき共振周波数は低くなる. この結果は図 3.6 の分散特性の周波数の変化に対応する.

## 放射パターン

図 3.14 の各共振周波数における  $zx$  面の放射パターンを図 3.15 に示す．図 3.15(a) の  $d_{im} = 27.0$  mm,  $l_{vm} = 11.5$  mm, 713 MHz のとき，放射パターンは乱れる．図 3.15(b) の  $d_{im} = 28.0$  mm,  $l_{vm} = 11.0$  mm のとき，695 MHz は水平方向の放射が僅かに抑制されており，710 MHz は 8 の字型である．図 3.15(c) の  $d_{im} = 29.0$  mm,  $l_{vm} = 10.5$  mm のとき，691 MHz は放射水平方向の放射が僅かに抑制されており，705 MHz は 8 の字型である．図 3.15(d) の  $d_{im} = 30.0$  mm,  $l_{vm} = 10.0$  mm, 688 MHz のとき，放射パターンは乱れる．放射パターンが乱れるとき，チョークが動作していないことが考えられる．

## 電界分布

2 つの共振があるとき放射パターンが 8 の字型となる理由について考える．図 3.16 に小型放射素子と小型チョークの内部導体と外部導体に生じる電界の  $y$  成分  $|E_y|$  の電界分布を示す．ただし， $|E_y|$  はそれぞれの最大値で規格化している． $z = 0$  mm が給電部分であり， $0$  mm  $< z < 25$  mm が小型放射素子， $-25$  mm  $< z < 0$  mm が小型チョークである．まず，図 3.15(a) の乱れた放射パターンとなる  $d_{im} = 27.0$  mm,  $l_{vm} = 11.5$  mm, 713 MHz の場合について確認する．小型放射素子には  $1/4$  波長の強い電界が分布し，図 3.12(b) の  $-1$  次共振と同じ分布である．小型チョークの電界は小さく，共振していないことがわかる．従って，小型放射素子の  $-1$  次共振のみが励振され，小型チョークの共振モードは励振されないため，漏れ電流が流れて図 3.15(a) の様に放射パターンが乱れることがわかる．次に，8 の字型の放射パターンとなる図 3.15(b) の  $d_{im} = 28.0$  mm,  $l_{vm} = 11.0$  mm, 695 と 710 MHz の場合，小型放射素子と小型チョーク両方に  $-1$  次共振が励振されていることが確認できる．ただし，695 MHz は小型チョークの電界が強く，710 MHz は小型チョークの電界が強い．また，小型チョークの電界分布は図 3.12(b) の  $-1$  次の分布と似ているが， $z = -5$  mm 付近に節がある点が異なり，完全に  $1/4$  波長ではない．従って，小型放射素子と小型チョークは  $-1$  次共振で動作していることが確認できた．そして小型放射素子だけ共振しても漏れ電流を抑制できないため，放射パターンは乱れる．小型放射素子と小型チョーク両方が共振するとき放射パターンは 8 の字型になる．また，695 MHz の様に放射素子の共振が弱いときは水平方向の放射が小さくなる．

小型スリーブアンテナの  $zx$  面の電界分布を図 3.17 に示す．第 2 章の図 2.12 において，チョークの下と同軸線路の電界が強いことから，同軸線路の一部も放射素子として働いていることを示した．破線囲った小型チョークの直ぐ下の同軸線路には図 2.12(b) と同じように強い電界が分布している．従って，小型スリーブアンテナも非対称給電されていると

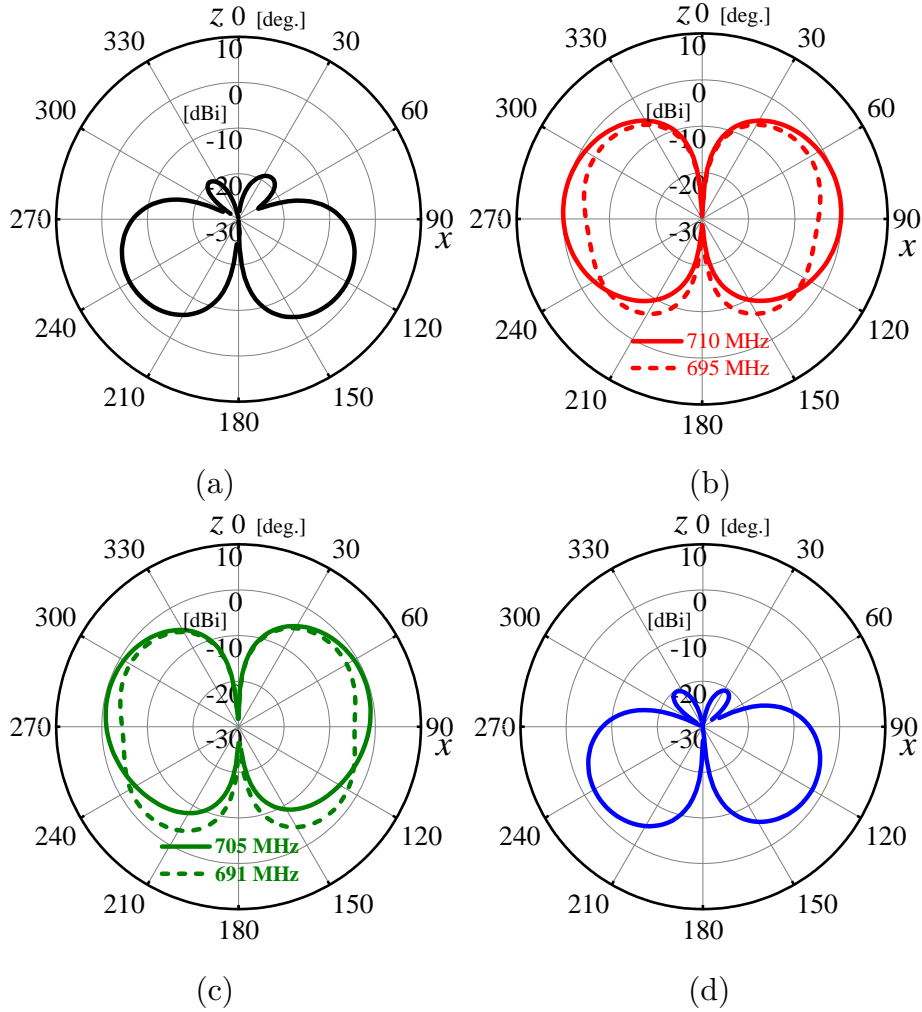


図 3.15 各共振周波数の放射パターン. (a) $d_{im} = 27.0$  mm,  $l_{vm} = 11.5$  mm, 713 MHz, (b) $d_{im} = 28.0$  mm,  $l_{vm} = 11.0$  mm, 695 と 710 MHz, (c) $d_{im} = 29.0$  mm,  $l_{vm} = 10.5$  mm, 691 と 705 MHz (d) $d_{im} = 30.0$  mm,  $l_{vm} = 10.0$  mm, 688 MHz.

考えられる．図 3.16 の  $z = -5$  mm 付近に節があり，チョーク内部の電界分布が完全に  $1/4$  波長ではないことが影響していると考えられる．

### 3.4.2 従来のスリーブアンテナとの比較

前項で設計した小型スリーブアンテナを評価するために従来のスリーブアンテナと比較する．比較するのは第 2 の図 2.13(a), (b) に示したチョークなしと  $1/4$  波長チョーク付きスリーブアンテナである．

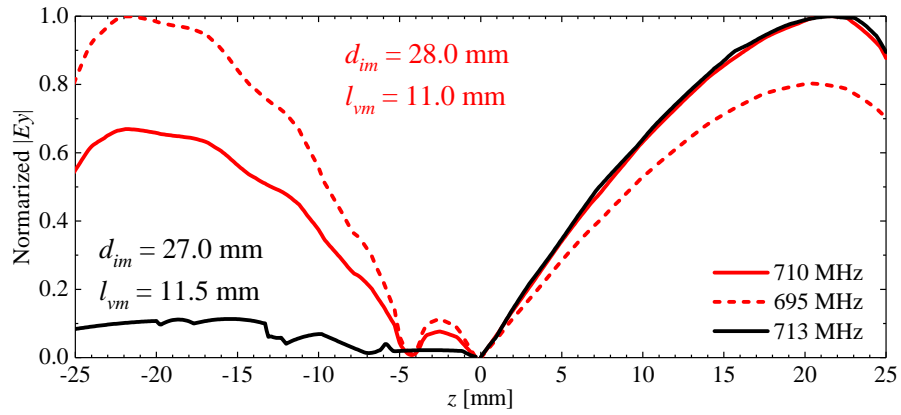


図 3.16 線上の電界分布.

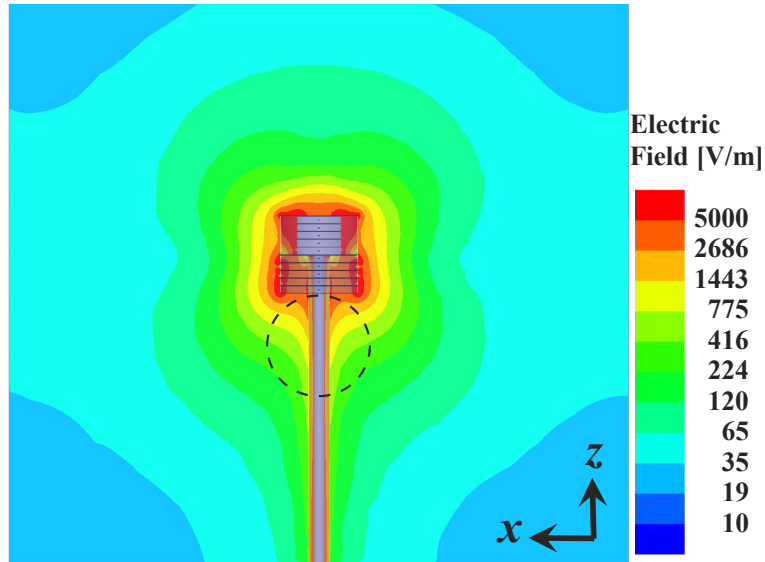


図 3.17 710 MHz における  $zx$  面の電界分布.

### 放射パターン

まず、放射パターンを比較する．図 3.18 は 710 MHz における提案アンテナと従来のスリープアンテナの放射パターンである．図 3.18(a), (b) は  $zx$  面と  $yz$  面の放射パターンである．チョークなしのとき， $+z$  方向への放射が抑制されている．漏れ電流からの不要放射による影響であると考えられる． $1/4$  波長チョーク付きでは，チョークが漏れ電流を抑制するので放射パターンは 8 の字型である．また，提案アンテナの放射パターンも 8 の字型であり，小型チョークが漏れ電流を抑制できていることがわかる．図 3.18(b) におい

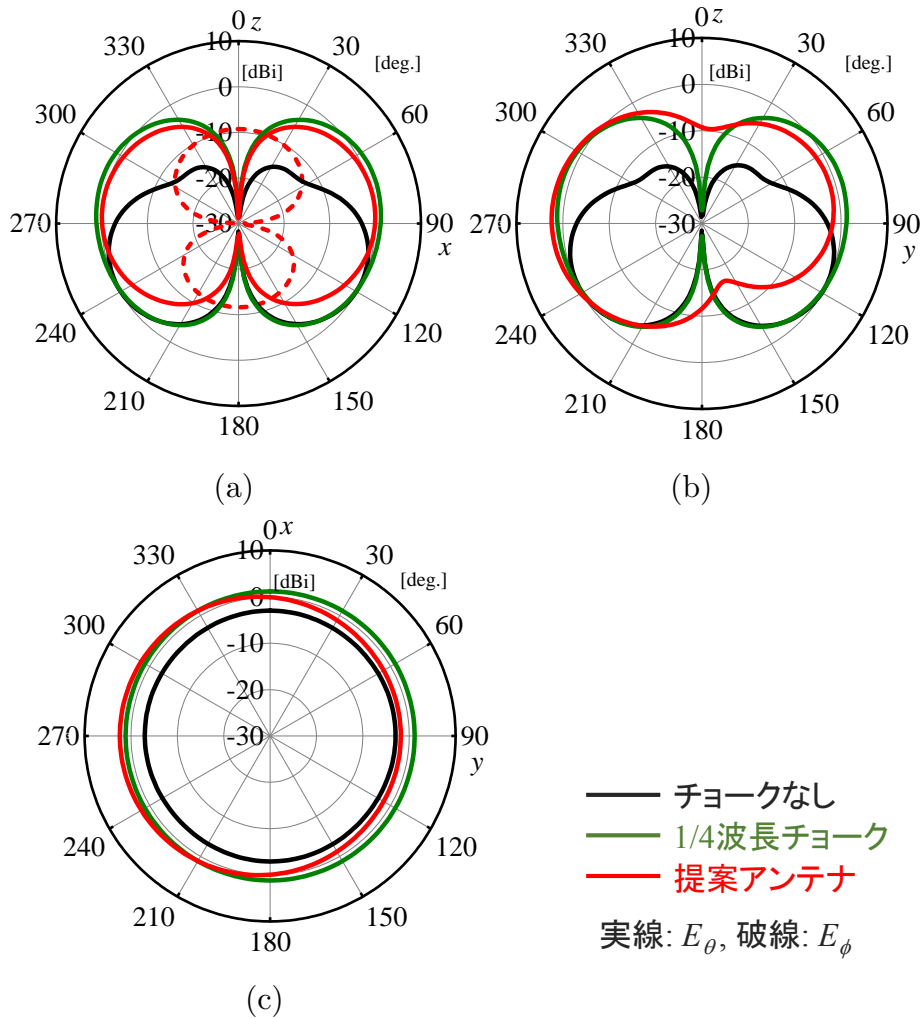


図 3.18 放射パターンの比較. (a) $zx$  面, (b) $yz$  面,  $xy$  面.

て, 提案アンテナの放射パターンが非対称であるのは, 小型放射素子と小型チョークにはビアが  $+y$  方向にだけあり, 構造的に非対称であるためである. 図 3.18(c) は  $xy$  面の放射パターンである. 1/4 波長チョーク付きスリーブアンテナは水平面無指向性であり, 最大利得は +1.4 dBi である. 小型スリーブアンテナは偏差があり,  $+y$  方向に -1.8 dBi,  $-y$  方向に +2.4 dBi の利得である.

#### Total antenna efficiency

図 3.19 にシミュレーションで求めた Total antenna efficiency を示す. Total antenna efficiency は不整合損を含んだ効率である. チョークなしの場合, 共振周波数において 0.70 であり, 他の周波数でも 0.70 程度である. 1/4 波長チョーク付きの場合は, 共振周

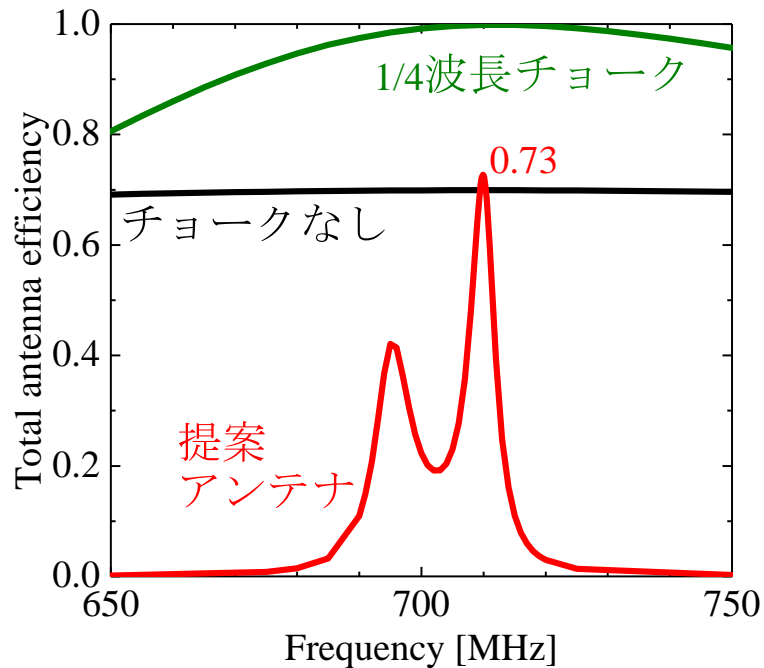


図 3.19 Total antenna efficiency の比較.

波数において 1.00 であり，他の周波数では不整合損により効率が悪くなる．提案アンテナの場合，710 MHz における効率は 0.73 であり，従来の 1/4 波長チョーク付きより劣るものの高い効率である．また，1/4 波長チョーク付きと比較すると効率が低い帯域が狭い．これは整合する帯域が狭いためである．

#### 電流阻止特性

2.3.3 項で定義した電流比  $|I_l/I_f|$  により電流阻止特性を評価する．図 3.20 にシミュレーションで求めた電流阻止特性を示す．チョークがないスリーブアンテナは  $|I_l/I_f|$  が  $-2$  dB 程度であり，漏れ電流が流れていることがわかる．1/4 波長チョーク付きスリーブアンテナは共振周波数において  $|I_l/I_f| = -13.0$  dB である．小型スリーブアンテナは共振周波数において  $|I_l/I_f| = -11.5$  dB であり，1/4 波長チョークと同様に漏れ電流を抑制できている．小型スリーブアンテナの周波数特性は 1/4 波長チョーク付きの場合の周波数特性と異なり，極大となる周波数が 2 つある．これらの周波数は小型放射素子と小型チョークの共振周波数に対応している．

共振周波数 710 MHz の電流分布を図 3.21 に示す．アンテナそれぞれの電流分布は給電部の内部導体に流れる電流の値で規格化している．同軸線路の電流分布は，チョーク近傍ではチョークの共振の影響を受けるので，図 3.21 の破線で囲った同軸線路の下部の電

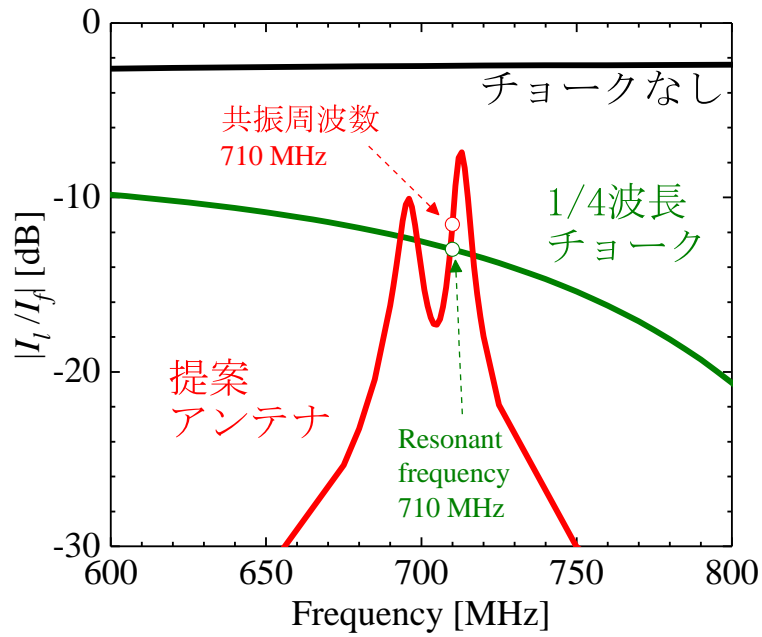


図 3.20 電流阻止特性の比較.

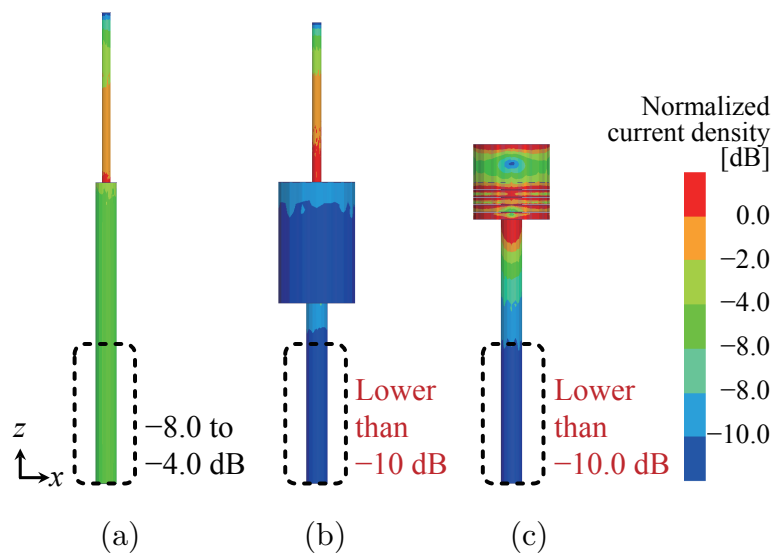


図 3.21 電流分布の比較. (a) チョークなし, (b) 1/4 波長チョーク付き, (c) 提案アンテナ.

流分布を比較する. チョークがない場合は  $-8.0$  から  $-4.0$  dB の漏れ電流が流れる.  $1/4$  波長チョークを付けると  $-10$  dB 以下に抑制される. そして, 小型チョークを取り付けた場合も  $-10$  dB 以下に抑制される.

## Q 値

Quality factor ( $Q$  値) は共振周波数  $f_0$  のとき VSWR が  $s$  となる周波数  $f_h$  と  $f_l$  から次のように計算することができる [97].

$$Q = \frac{s-1}{\sqrt{s}} \times \frac{f_0}{f_h - f_l} \quad (3.1)$$

ただし,  $f_l < f_h$  である. また, アンテナの下限  $Q$  値は次の式から計算することができる [98, 99].

$$Q_{lowerbound} = \frac{1}{(ka)^3} + \frac{1}{ka} \quad (3.2)$$

ただし,  $k$  は自由空間の波数,  $a$  はアンテナを取り囲む球の半径であり,  $ka < 1$  の条件で式が成り立つ. 各アンテナについて  $ka$  と  $Q$  を計算し, 下限  $Q$  と一緒に図 3.22 に示す. 従来の 1/4 波長チョーク付きスリーブアンテナは  $ka = 1.44$  で  $Q$  値は 5.1 であり, グラフの右下の領域に位置する. 小型スリーブアンテナは  $ka = 0.53$  で  $Q$  値は 359 であり, グラフの左上の領域に位置する. また, 小型化されたスリーブアンテナとして文献 [21, 25] をプロットする. 文献 [21] は  $ka = 0.96$  で  $Q$  値は 13 である. 文献 [25] はバリャブルキャパシタによる帯域可変なアンテナであり,  $0.93 < ka < 1.46$  で  $12 < Q < 19$  の範囲である. 文献 [21, 25] のアンテナはグラフにおいて, 従来のスリーブアンテナと小型スリーブアンテナの間に位置する. 提案アンテナは文献 [21, 25] よりも小型であるが,  $Q$  値が高く狭帯域なアンテナである. 提案アンテナの  $Q$  値は下限  $Q$  値よりも非常に大きい. 小型スリーブアンテナの  $Q$  値の改善については次節で示す.

## 比較のまとめ

小型スリーブアンテナと従来のスリーブアンテナの比較を表 3.3 にまとめる. 小型スリーブアンテナは従来よりも小型化され, 1/4 波長チョーク付きスリーブアンテナの 0.27 倍に小型化され, チョークがないスリーブアンテナよりも更に短い. 放射パターン, 電流阻止特性は 1/4 波長チョーク付きと同等であり, total antenna efficiency は 0.73 と従来よりも少し劣る.  $ka$  は従来の 1/3 に近づいたが,  $Q$  値 359 と高い.

### 3.4.3 試作及び測定

シミュレーションの妥当性を確認するために提案アンテナを試作し, 測定した.  $|S_{11}|$  特性, 放射パターン, total antenna efficiency を測定し, それぞれシミュレーションと比較し, よく一致することを示す.



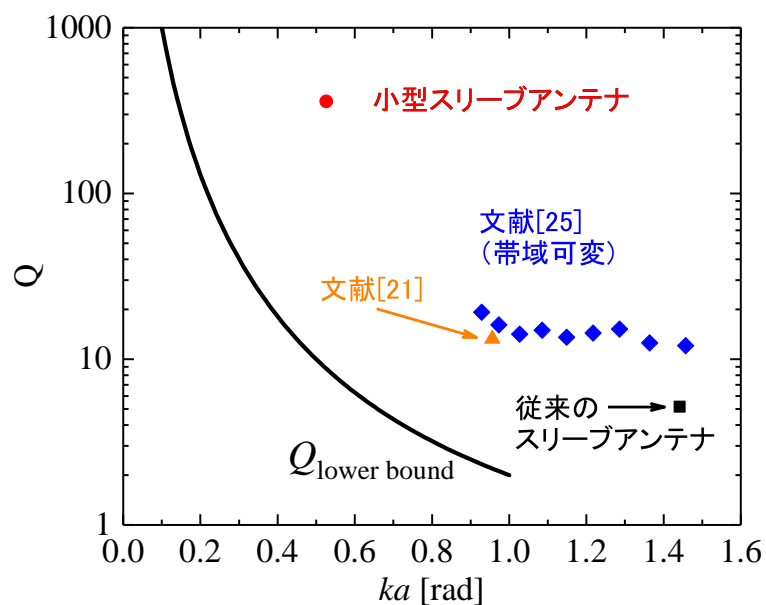


図 3.22  $Q$  値の比較.

表 3.3 小型スリーブアンテナと従来のスリーブアンテナの動作周波数における比較のまとめ.

項目	チョークなし	1/4 波長チョーク付き	提案
アンテナの長さ $[\lambda_0]$	0.27	0.44	0.12
放射パターン	乱れる	8 の字型	8 の字型
水平方向の利得 [dBi]	-2.9	1.1	-1.8 to 2.4
total antenna efficiencies	0.70	1.00	0.73
電流比 $ I_l/I_f $ [dB]	-2.5	-13.0	-11.5
$ka$	-	1.44	0.53
$Q$ 値	-	5	359

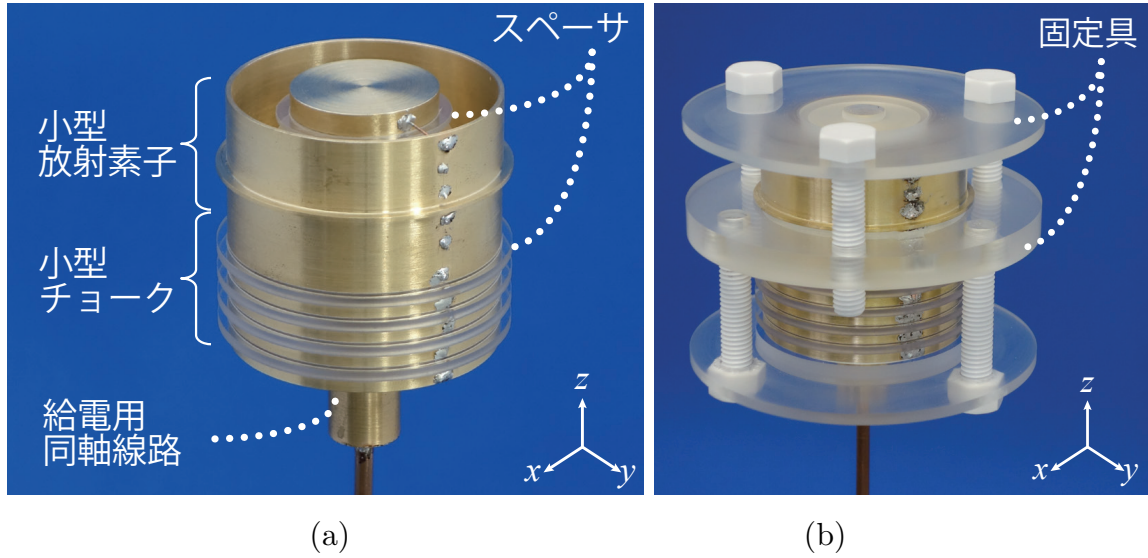


図 3.23 試作した小型スリーブアンテナの写真. (a) 固定具なし, (b) 固定具付き.

#### 試作した小型スリーブアンテナ

3.23(a) に試作した小型スリーブアンテナの写真を示す. 小型スリーブアンテナはシミュレーションと同様に小型放射素子と小型チョークで構成され, 同軸線路で給電される. 製作の都合上, 同軸線路はアンテナに近い部分は太く, 途中からコネクタにかけては細いセミリジッドケーブルになっているが, 特性インピーダンスはどちらも  $50\Omega$  である. 小型放射素子の分割された内部導体と小型チョークの分割された外部導体のギャップを保持するために樹脂のスペーサを挟んでいる. ビアには電流が多く流れるので導電率の良い銅を採用し, そのほかの金属は真鍮とした. 図 3.23(b) に示すように上下から樹脂製の固定具で挟むことで, アンテナを構成する各部品がずれないようにしている. 構造パラメータは  $p_m = 5.0$  mm,  $l_{im} = 4.5$  mm,  $g_m = 0.5$  mm,  $g_{in} = 0.5$  mm,  $d_{vm} = 0.5$  mm,  $d_{om} = 50.0$  mm,  $d_{im} = 28.0$  mm,  $l_{vm} = 11.0$  mm,  $p_c = 5.0$  mm,  $l_{rc} = 3.5$  mm,  $g_c = 1.5$  mm,  $d_{vc} = 2.0$  mm,  $d_{cc} = 14.0$  mm,  $l_{vc} = 18.0$  mm であり, 3.4.1 の設計と少し異なる. 誘電率を持つ樹脂を挿入することによりギャップのキャパシタンスが増加し, 共振周波数が下がるので, 調整したためである.

#### $|S_{11}|$ 特性

図 3.24 に測定した  $|S_{11}|$  特性を示す. 637 MHz と 650 MHz で共振している. 650 MHz の共振は図 3.14 の 710 MHz の共振に対応するので, この周波数で垂直面の放射パ

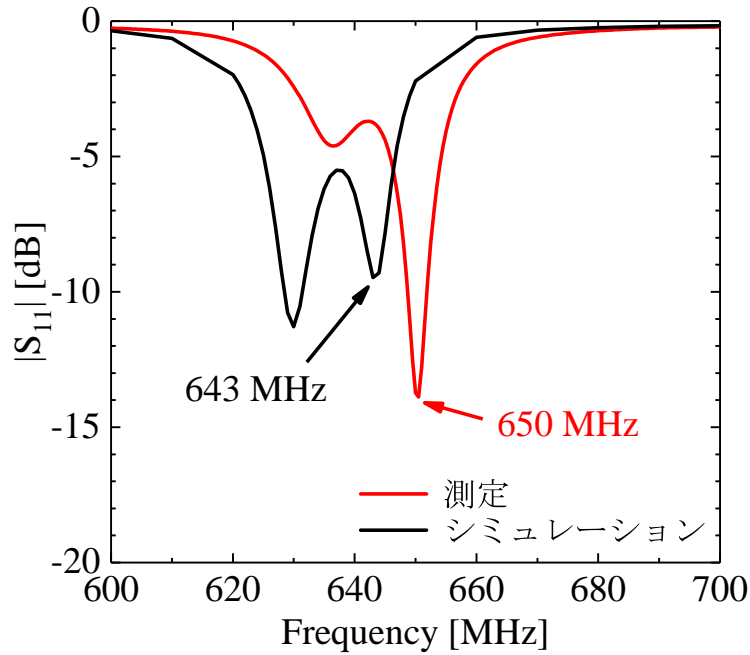


図 3.24  $|S_{11}|$  特性の測定結果.

ターンは 8 の字型となるはずである．試作アンテナは 650 MHz において  $50\ \Omega$  の給電用同軸線路とよく整合することが確認できた．シミュレーションの結果も図 3.24 示す．シミュレーションはスペーサと固定具も考慮している．樹脂は比誘電率は 2.8 と誘電正接 0.01 を，真鍮の導電率は  $150000000\ \text{S/m}$  を設定した．シミュレーションは 630 MHz と 643 MHz で共振する．シミュレーションと測定結果は 2 つの共振があり，2 つ目の共振が近く，よく一致している．試作アンテナの小型放射素子と小型チョークを足した長さは 650 MHz において  $0.11\ \lambda_0$  である．

### 放射パターン

図 3.25(a), (b) に試作アンテナの 650 MHz における  $zx$  面と  $yz$  面の放射パターンを示す．643 MHz におけるシミュレーションの放射パターンも同図に示す．シミュレーションと測定した放射パターンの利得は共に図 3.18 の放射パターンの利得よりも低い．ギャップに挿入したスペーサの誘電体損と真鍮の導体損による影響である． $zx$  面において測定した放射パターンは 8 の字型であり，シミュレーション結果とよく一致する． $yz$  面において，測定した放射パターンは 8 の字型であり， $+y$  方向の利得は  $-y$  方向よりも低く，シミュレーションとよく一致する．

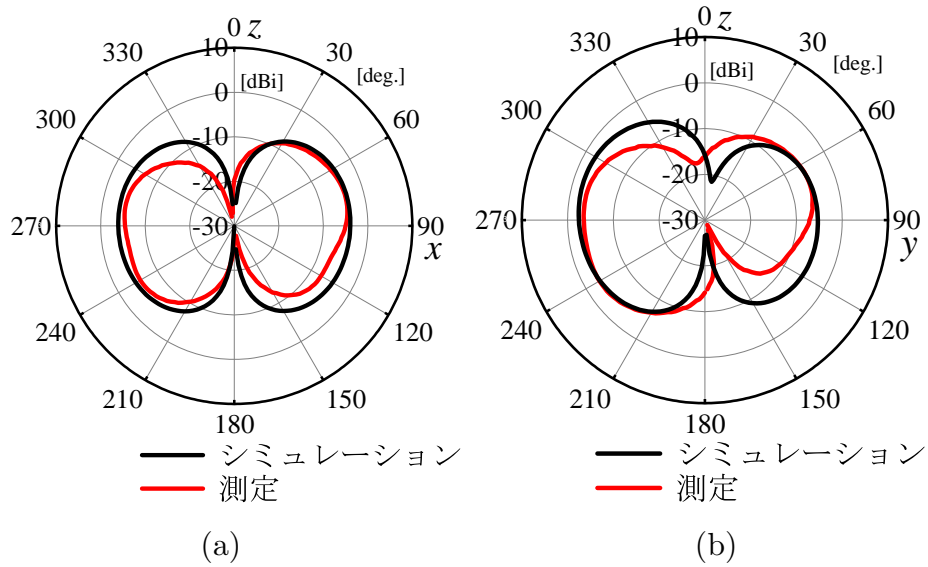


図 3.25 共振周波数  $f_2$  における放射パターンの測定結果. (a)zx 面, (b)yz 面.

#### Total antenna efficiency

Total antenna efficiency を測定し, 図 3.26 に示す. 2 つのピークが 635 MHz と 645 MHz に確認できる. これらは図 3.24 の 637 MHz と 650 MHz の共振と対応する. 効率は 0.3 程度であり, 図 3.19 の 0.73 よりも低下している. シミュレーションの結果を図 3.26 に示す. ただし, スペーサの誘電正接は 0.002 と 0.01 の 2 通り計算した. 誘電正接が 0.002 のとき 0.7 程度であり, 図 3.19 と近い. 誘電正接が 0.01 のとき 0.4 程度に低下し, 測定結果に近づく. したがって, スペーサの誘電正接がアンテナの効率に大きく影響していることが確認できた. 試作アンテナのスペーサの材料は入手と加工の簡単さからポリエチレンテレフタラートを採用したが, 誘電正接はよくない. 誘電正接が低いテフロン等を採用すれば効率が良くなる可能性がある.

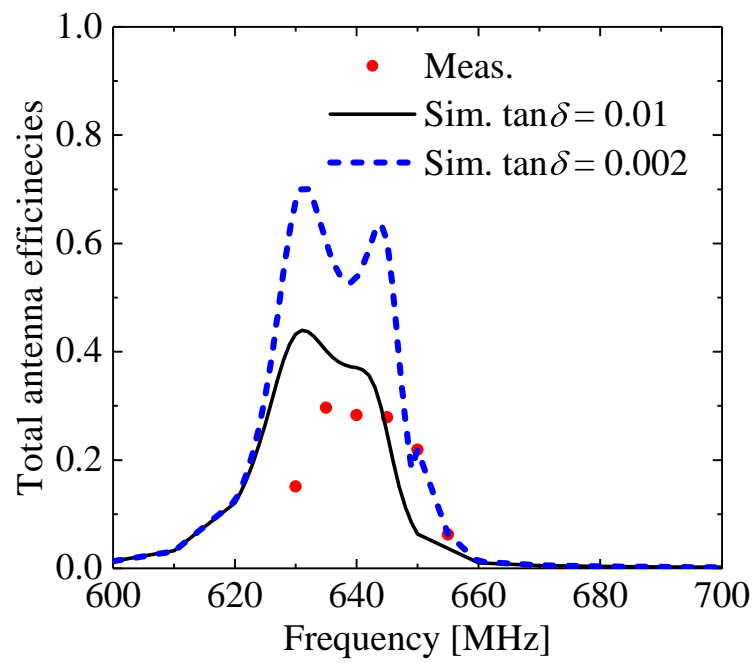


図 3.26 Total antenna efficiency の測定結果.

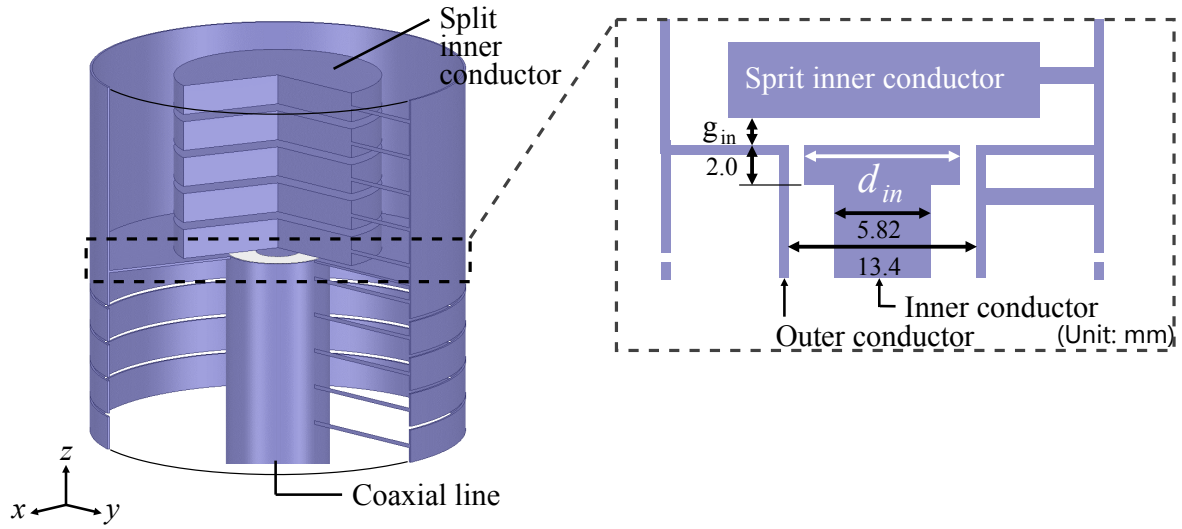


図 3.27 アンテナの給電部分の構造.

## 3.5 高次共振モードの利用

左手系モードの負の共振は、共振の次数が高くなるほど周波数が低下する特徴がある。本章で提案した小型スリーブアンテナは  $-1$  次共振を利用することで従来のスリーブアンテナと比較して小型化されているが、本節では更なる小型化のために高次共振モードを利用することを提案する。

### 3.5.1 給電部の構造

図 3.27 に小型スリーブアンテナに高次共振を利用するための給電部の構造を示す。給電用同軸線路の内部導体のうち、小型放射素子の底面から距離 2.0 mm の部分の径を  $d_{in}$  とし、それ以外の径は 5.82 mm とする。同軸線路と小型放射素子の分割された内部導体の底面との間にはギャップ  $g_{in}$  があるが、これは前節と同じである。3.4.1 項に示した  $-1$  次共振を利用する場合、 $d_{in} = 5.82$  mm,  $g_{in} = 0.15$  mm である。

### 3.5.2 高次共振モードの励振

図 3.28 に  $d_{in}$  を変化させたときの入力インピーダンス特性を示す。構造パラメータは 3.4.2 項と同じであり、小型放射素子の構造パラメータは  $p_m = 5.0$  mm,  $l_{im} = 4.7$  mm,

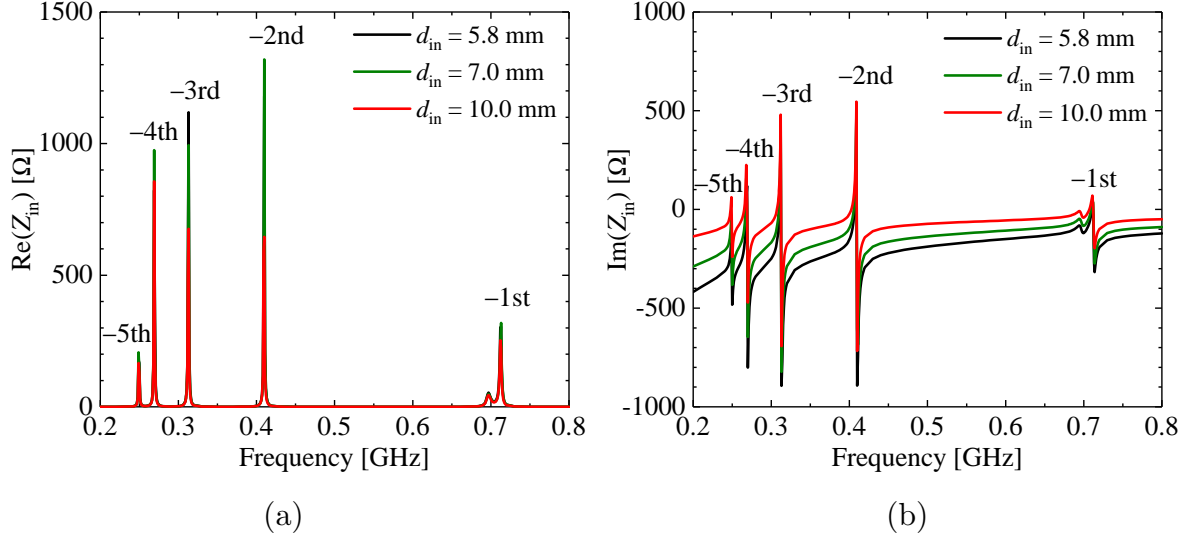
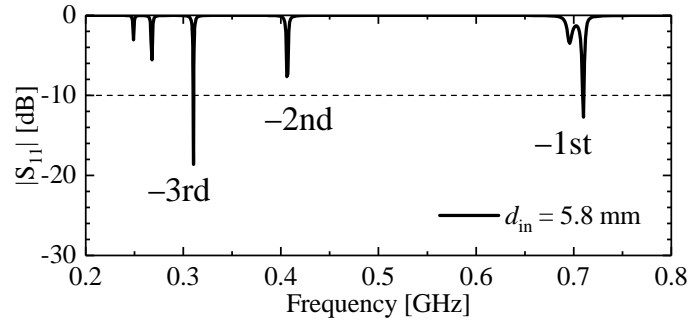


図 3.28  $d_{in}$  を変化させたときの入力インピーダンス特性. (a) 実部, (b) 虚部.

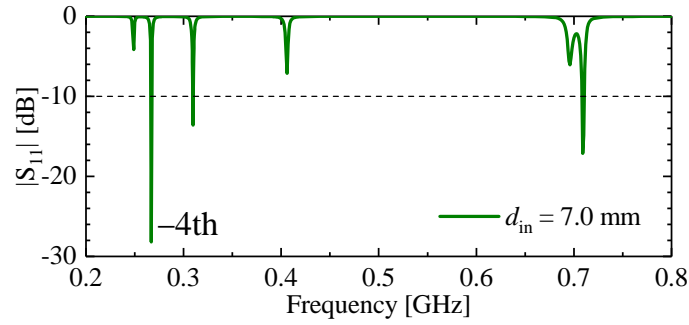
$g_m = 0.3$  mm,  $g_{in} = 0.15$  mm,  $d_{vm} = 0.5$  mm,  $d_{om} = 50.0$  mm,  $d_{im} = 27.0$  mm,  $l_{vm} = 11.5$  mm, 小型チョークの構造パラメータは  $p_c = 5.0$  mm,  $l_{rc} = 4.5$  mm,  $g_c = 0.5$  mm,  $d_{vc} = 0.5$  mm,  $d_{cc} = 14.0$  mm,  $l_{vc} = 18.0$  mm とする. 全ての金属は銅とする. 図 3.28(a) に入力インピーダンスの実部を示す. インピーダンスが大きくなる周波数が 5 つあり, それぞれ小型放射素子の左手系領域の 5 つの負の共振と対応する. 695 GHz の小さなピークは小型チョークの -1 次共振と対応する.  $d_{in}$  を変化させるとインピーダンスの実部は変化する. 3.28(b) に入力インピーダンスの虚部を示す. インピーダンスの虚部が急激に変化する周波数が 5 つ確認でき, 小型放射素子の左手系領域の 5 つの負の共振と対応する. インピーダンスの虚部は  $d_{in}$  を大きくすると増加する. この結果が示すように, 給電用同軸線路の径  $d_{in}$  を変化させることで入力インピーダンスを調整することが可能である.

図 3.29 に  $d_{in}$  を変化させたときの  $|S_{11}|$  特性を示す. 図 3.28 に示した入力インピーダンス特性と同様に複数の共振が確認できる. 0.7 GHz 付近にある 2 つの共振は小型放射素子と小型チョークの -1 次共振である. 0.5 GHz 以下の 4 つの共振はそれぞれ小型放射素子の -2 次から -5 次の共振である.

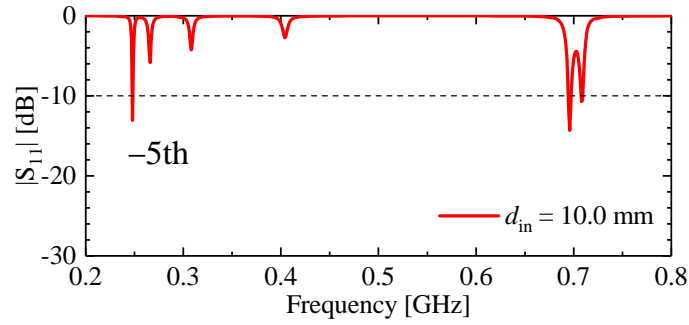
図 3.29(a) は  $d_{in} = 5.8$  mm のときであり, 3.4.2 項と同じ構造パラメータである. -1 次と -3 次共振が  $|S_{11}| < -10$  dB で整合している. 図 3.29(b) は  $d_{in} = 7.0$  mm のときであり, -1 次, -3 次, -4 次共振が  $|S_{11}| < -10$  dB で整合している. 図 3.29(c) は  $d_{in} = 10.0$  mm のときであり, -1 次と -5 次共振が  $|S_{11}| < -10$  dB で整合している. この



(a)



(b)



(c)

図 3.29  $d_{in}$  を変化させたときの  $|S_{11}|$  特性. (a) $d_{in} = 5.8$  mm, (b) $d_{in} = 7.0$  mm, (c) $d_{in} = 10.0$  mm.

ように給電線路の内部導体の径  $d_{in}$  を調整することで整合する共振次数を設計することができる。

### 3.5.3 高次共振モードの特性

図 3.30 に高次共振の  $zx$  面の指向性パターンを示す.  $d_{in} = 5.8, 7.0, 10.0$  mm における  $-3$  次,  $-4$  次,  $-5$  次共振をそれぞれ示している. すべての放射指向性は 8 の字型であ



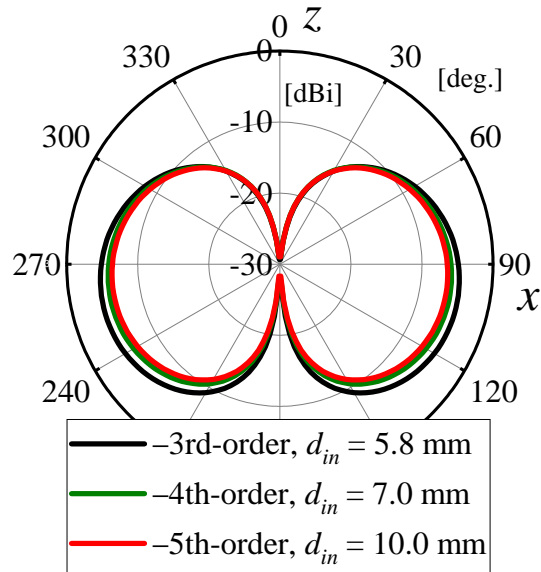


図 3.30 高次共振の放射指向性パターン.

表 3.4 放射効率,  $Q$  値及び構造パラメータ.

共振の次数	$d_{in}$ [mm]	共振周波数 [GHz]	放射効率 [%]	$ka$ [rad]	$Q$ 値
-1 次	5.8	0.710	75.45	0.526	358.6
-2 次	5.0	0.407	7.98	0.301	479.8
-3 次	5.8	0.310	1.29	0.230	438.9
-4 次	7.0	0.267	0.28	0.198	377.5
-5 次	10.0	0.248	0.04	0.184	292.5

る. ただし, 利得は 0 dBi に満たない.

各共振が  $|S_{11}| < -10$  dB を満たすように, 表 3.4 の通りに構造パラメータを与えた. 各共振における放射効率を図 3.31 に放射効率を示す. 放射効率は -1 次共振では 75.45% と高いが, -2 次以降の高次共振では 10% 以下に低下する.

各共振の  $Q$  値を式 3.1 から求め, 図 3.32 に示す. また, 下限  $Q$  値は式 3.2 である. -1 次共振では  $ka = 0.526$  であり, 小形アンテナの定義のひとつである  $ka < 0.5$  を満たさない. -2 次以降の高次共振ではアンテナを囲む球の半径  $a$  は変わらないが, 共振周波数が低下するので  $k$  が小さくなり,  $ka < 0.5$  となる. 次に, 高次共振の  $Q$  値は -1 次共振の  $Q$  値とあまり変化がない. 下限  $Q$  は  $ka$  が小さくなると増加するので, 高次共振の  $Q$  値ほど下限  $Q$  に近づく.

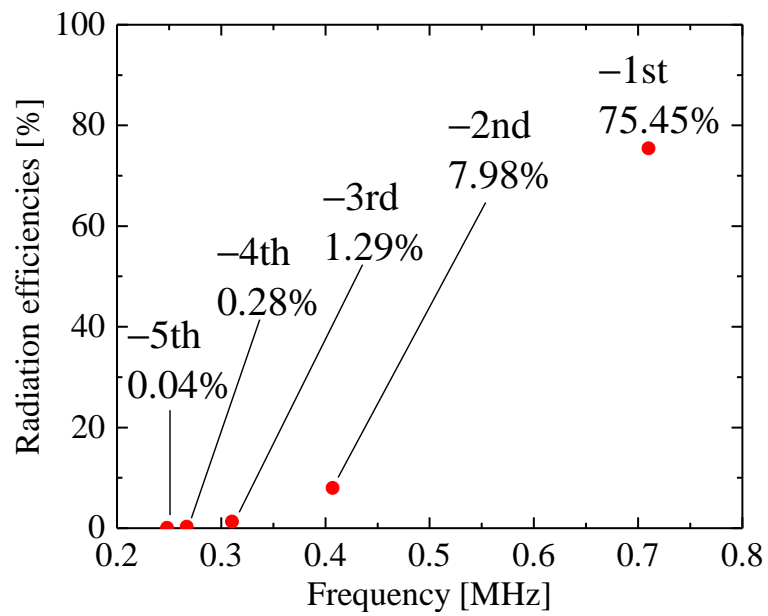


図 3.31 高次共振の放射効率.

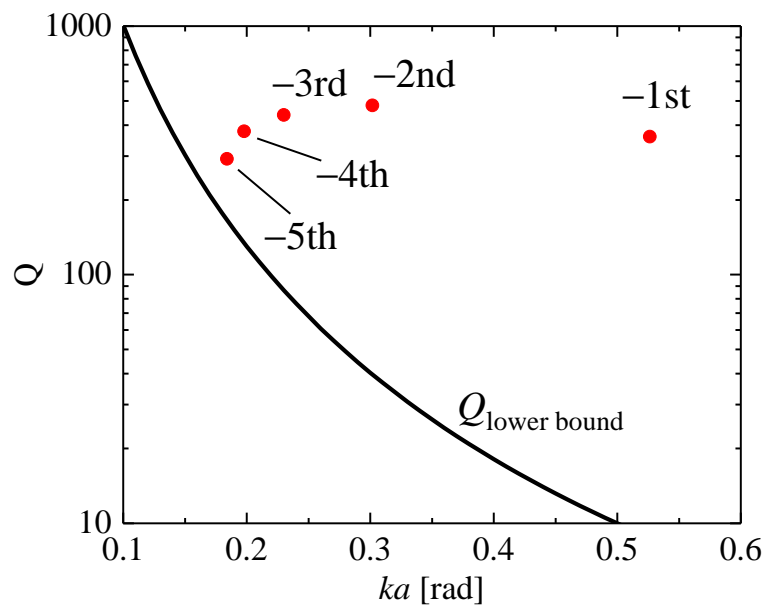


図 3.32 高次共振の  $Q$  値.

### 3.6 まとめ

本章では小型スリーブアンテナを提案した。小型スリーブアンテナは前章で設計した小型チョークと文献 [83–86] で提案された小型放射素子で構成した。小型チョークに合わせて小型放射素子を再設計した。小型スリーブアンテナは 2 つの CLRH TL で構成するため設計が複雑になる。設計を簡単にするために固有モード解析を利用した。固有モード解析により単位セルの数が有限であり、理想的でない終端における共振モードの電界分布と共振周波数を求めた。

小型スリーブアンテナは小型放射素子の内部導体の径  $d_{im}$  とビアの長さ  $l_{vm}$  を調整することで、整合し、放射パターンの垂直面は 8 の字型にすることができた。放射パターンが 8 の字型となる時  $|S_{11}|$  特性に 2 つの共振が見られた。それぞれの共振が小型放射素子と小型チョークの  $-1$  次共振であることを電界分布から確認した。小型チョークの共振は小型放射素子の共振が近いときにしか励振されず、さらに、8 の字型の放射パターンを得るためには 2 つの共振周波数が十分近い必要がある。

設計した小型スリーブアンテナは従来のスリーブアンテナと比較することで特性を評価した。小型スリーブアンテナは長さが  $0.12 \lambda_0$  であり、従来の  $1/4$  波長チョーク付きスリーブアンテナの  $0.27$  倍に小型化されたが、共振周波数における電流阻止特性は  $-11.5$  dB であり、従来と同等である。構造が非対称であるために水平面の利得には偏差があり、 $-1.8$  から  $+2.4$  dBi である。Total antenna efficiency は  $0.73$  であり、従来より劣る。

シミュレーションの妥当性を確認するために小型スリーブアンテナを試作した。 $|S_{11}|$  特性と放射パターン、total antenna efficiency を測定し、シミュレーションとよく一致することを確認した。

最後に左手系モードの高次共振の利用についてシミュレーションで検討した。給電部の構造パラメータを調整することでインピーダンスが変化し、高次共振を励振できることを示した。高次共振において放射指向性は 8 の字型であることを確認した。左手系モードの高次共振は共振周波数が低下するので、相対的にアンテナは小型化されて  $ka < 0.5$  となる。高次共振の  $Q$  値は  $-1$  次と比べてあまり変化がないので、下限  $Q$  値に近づいた。

## 第 4 章

# チヨークの広帯域化

### 4.1 まえがき

スリーブアンテナに使われる  $1/4$  波長チヨークは、チヨークの長さが  $1/4$  波長となる周波数で共振し、入力インピーダンスが無限大となるので漏れ電流を抑制することができる。しかし、その  $1/4$  波長チヨークは共振を利用しているため、動作原理的に狭帯域である。

電磁波を遮断する構造は古くから研究されている。コルゲーション構造は  $1/4$  波長の溝を周期的に並べた簡単な構造で電磁波の遮断を実現できるが、溝の深さが  $1/4$  波長の大きさが必要である [64–67]。フォトリックバンドギャップ (PBG) 構造は周期構造によって電磁波の遮断を実現することができ、誘電体を用いた構造 [53–57]、金属を用いた構造 [58–60]、誘電体と金属を用いた構造 [61–63] などが提案されている。

近年、マッシュルーム構造を利用した EBG 構造が提案されている [68]。マッシュルーム構造は基板上にパッチとビアで作ることができるため低姿勢であり、CRLH TL の考えにより回路的に設計することができるため、アンテナやマイクロ波の分野で注目されている。アンテナへの応用としては、隣接したアンテナ間に EBG 構造を配列することで相互結合を抑制したもの [69–72]、アンテナを囲むように EBG 構造を配列することで表面波の抑制や利得を向上させたもの [73–75]、EBG 構造を反射板として利用することで低姿勢化したもの [76–79] などが報告されている。また、マルチバンド化、広帯域化、小型化した EBG 構造が提案されており [100–106]、広帯域な特性を利用してフィルタへも応用されている [107–113]。

本章では、CRLH TL の EBG を利用して漏れ電流を抑制することができる広帯域なチヨークを提案する。共振を利用した従来の  $1/4$  波長チヨークとは異なり、提案する

チョークは EBG を利用した非共振型であるため，広帯域に設計することができる．スリーブアンテナに EBG を適用した先行研究としては文献 [78, 79] があるが，これらは EBG を反射板として利用しており，本章で提案する広帯域チョークとは目的が異なる．また，これらの文献で扱っているのはオープンスリーブダイポールアンテナであり，本章で扱う同軸線路から直接給電することを考慮した  $1/4$  波長チョーク付きスリーブアンテナではない．

第 2 章で小型チョークを構成するために提案した同軸状の CRLH CL には EBG の帯域が存在した．まず，CRLH CL の分散特性の EBG の帯域が広がるように単位セルを設計する．次に，設計した CRLH CL の単位セルを複数並べてチョークを構成し，スリーブアンテナに取付ける．最後に，アンテナの特性をシミュレーションで求め，チョークが広帯域に動作することを示す．

## 4.2 EBG を利用した広帯域チョークの動作原理

伝搬定数は一般的に  $\gamma = \alpha + j\beta$  で表される． $\alpha$  は減衰定数であり， $\beta$  は位相定数である．EBG では  $\beta = 0$  であるため， $\gamma = \alpha$  の実数となる．従って，EBG では振幅は  $e^{-\alpha z}$  で表され，距離  $z$  に依存して指数関数的に減衰する．EBG は帯域があり，その帯域は直列の共振周波数  $\omega_{se}$  と並列の共振周波数  $\omega_{sh}$  を離すように設計することで広帯域にすることができる．

図 4.1 に提案する小型チョークの概念図を示す．図 4.1(a) は従来の 1/4 波長チョーク付きスリーブアンテナであり，1/4 波長チョークとモノポールで構成され，中央から給電される．各素子の電界分布を図 4.1(a) の右側に示す．モノポールとチョークの長さが  $\lambda_0/4$  となる周波数で共振する．チョークの電界分布は給電部分で小さく，開放である先端では最大となる．このときチョークの入力インピーダンスが無限大になるため，チョークは漏れ電流を抑制することができる．図 4.1(b) に提案する広帯域チョークを取り付けたスリーブアンテナを示す．モノポールと EBG で動作する広帯域チョークで構成され，従来のスリーブアンテナと同様に中央から給電する．各素子の電界分布を右に示す．モノポールは従来のスリーブアンテナと同様に  $\lambda_0/4$  で共振し，放射素子として働く．一方，広帯域チョークの電界分布は給電部では短絡されているので 0 であり，給電部から少し離れたところで極大となり，そこから先端にかけて指数関数的に減衰する．提案する広帯域チョークは EBG の帯域で動作するので，従来の共振で動作する 1/4 波長チョークよりも広い帯域で漏れ電流を抑制することができる．

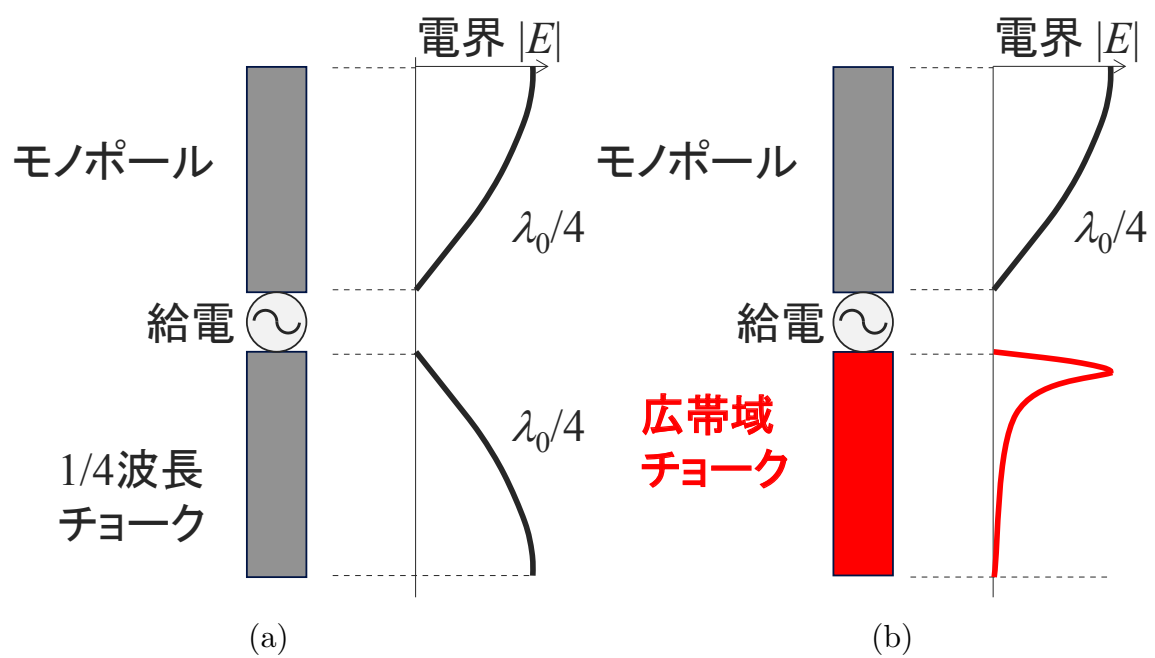


図 4.1 広帯域チョークの概念図. (a) 従来の 1/4 波長チョーク付きスリーブアンテナ, (b) 提案する広帯域チョーク付きスリーブアンテナ.

## 4.3 広帯域な EBG を持つ CRLH CL

### 4.3.1 構造と設計方法

第 2 章で示した図 2.4 の分散特性において，EBG の帯域は左手系帯域の上限周波数 719 MHz から右手系帯域の下限周波数 1537 MHz であり，比帯域 73% である．EBG の帯域を広げるために，右手系帯域の下限周波数を高くするか，左手系帯域の上限周波数を下げる必要がある．図 2.4 の分散特性において，左手系帯域の上限周波数は  $Z_{seC}$  の共振周波数  $\omega_{seC}$  で決まり，右手系帯域の下限周波数は  $Z_{shC}$  の共振周波数  $\omega_{shC}$  で決まる．

$$\omega_{seC} = \frac{1}{\sqrt{L_{RC}C_{LC}}} \quad (4.1)$$

$$\omega_{shC} = \frac{1}{\sqrt{L_{LC}C_{RC}}} \quad (4.2)$$

まず，左手系帯域の上限周波数  $\omega_{seC}$  を下げることにについて考える．式 (4.1) より， $\omega_{seC}$  を下げるには  $L_{RC}$  または  $C_{LC}$  を大きくする必要がある．内部導体と分割された外部導体が  $L_{RC}$  として働くが，外部導体と内部導体の大きさを変えると  $L_{RC}$  以外も変化するため，望ましくない．分割された外部導体間のギャップが  $C_{LC}$  として働き，ギャップを狭くすると  $C_{LC}$  を大きくすることができる．ただし，図 2.4 の分散特性において  $g_c = 0.5$  mm であり，これ以上狭くすると製作が困難になる．

次に，右手系モードの下限周波数を上げることにについて考える．式 (4.2) より， $L_{LC}$  または  $C_{RC}$  を小さくする必要がある．ビアが  $L_{LC}$  として働くので，ビアの径を太くするかビアの数を増やすことで  $L_{LC}$  を小さくすることができる．一方，外部導体と内部導体間は  $C_{RC}$  として働き，特にビアがない  $-y$  方向に電界が集中する．そこで，ビアの数を増やす方法を提案する．例えば， $-y$  方向にビアを追加すると， $L_{LC}$  は小さくなり，更にビアに電流が流れるので外部導体と内部導体間の電界は弱くなり， $C_{RC}$  が小さくなると考えられる．従って，ビアの数を増やすことで， $L_{LC}$  と  $C_{RC}$  が同時に小さくなり，右手系モードの下限周波数を高くすることができると考えられる．

### 4.3.2 分散特性

EBG の帯域を広げるために，図 4.2(a), (b) に示す単位セルあたりのビアが 2 本と 4 本の CRLH CL を提案する．これらの CRLH CL はビアの数以外は図 2.1 の CRLH CL と



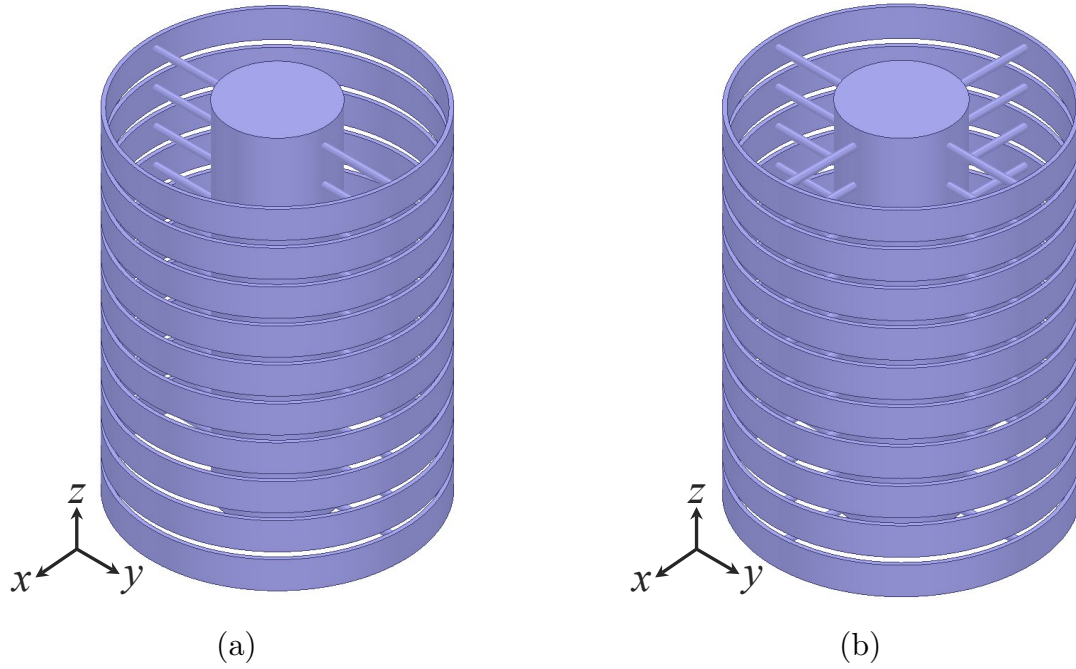


図 4.2 広帯域な EBG を持つ CRLH CL の構造. (a) ビア 2 本, (b) ビア 4 本.

同じ構造である．また，構造パラメータも同じであり， $d_{rc} = 50.0$  mm,  $d_{cc} = 14.0$  mm,  $l_{rc} = 4.5$  mm,  $l_{vc} = 18.0$  mm,  $p_c = 5.0$  mm,  $d_{vc} = 0.5$  mm,  $g_c = 0.5$  mm である．

図 4.3 にビアの数を 1, 2, 4 本と増やしたときの分散特性を示す．右手系帯域の下限周波数はビアの数が 1, 2, 4 本のときそれぞれ 1.54, 2.92, 5.21 GHz であり，ビアの数が増えるほど周波数は高くなる．左手系帯域の上限周波数はビアの数が 1, 2, 4 本のときそれぞれ 0.72, 0.99, 1.25 GHz であり，ビアが増えると僅かに周波数が高くなる．EBG の比帯域はそれぞれ 73, 99, 123% であり，ビアが 4 本のとき最も帯域が広い．

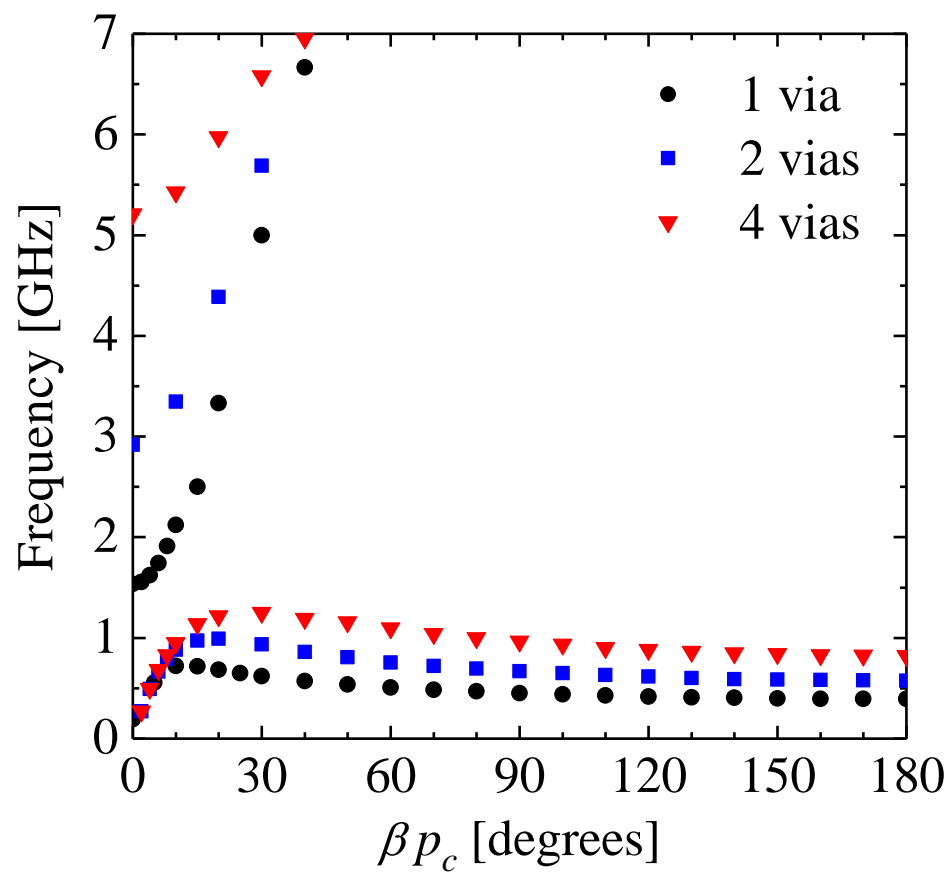


図 4.3 ビアの数を増やしたときの分散特性.

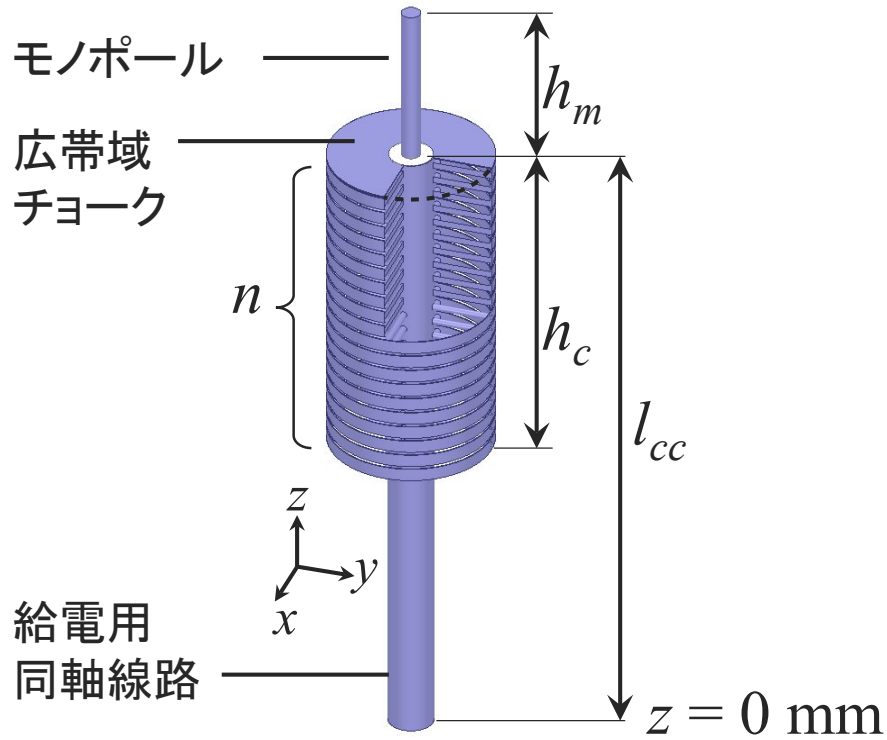


図 4.4 広帯域チョーク付きスリーブアンテナの構造.

## 4.4 広帯域チョーク付きスリーブアンテナ

### 4.4.1 構造

図 4.4 に広帯域チョーク付きスリーブアンテナを示す．このアンテナは給電用同軸線路とそこから伸ばしたモノポール，そして同軸線路の外部導体に取り付けた広帯域チョークで構成される．広帯域チョークは CRLH CL の単位セルを  $n$  個配列して構成されており，上端は同軸線路の外部導体に短絡され，下端は開放である．給電用同軸線路の特性インピーダンスは  $50\Omega$  である．

### 4.4.2 チョークの設計

#### セルの数 $n$ の影響

図 4.5 に  $n = 5, 10, 20$  と変化させたときの  $|S_{11}|$  特性を示す．また，分散特性の EBG の帯域を同図に示す．構造パラメータは  $h_m = 40 \text{ mm}$ ,  $l_{cc} = 200 \text{ mm}$  とし，広帯域

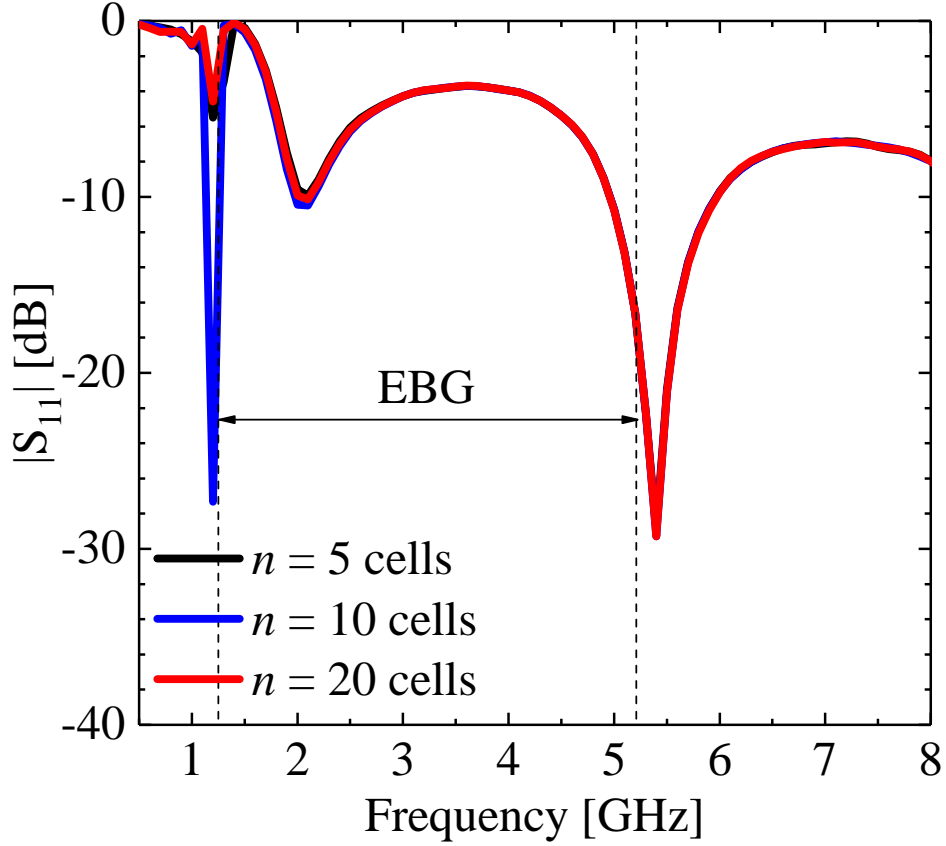


図 4.5 セルの数  $n$  を変化させたときの  $|S_{11}|$  特性.

チョークを構成するビアの数は 4 本とする．セルの数に関わらず，3 つの共振が生じることがわかる．EBG の下限周波数よりも僅かに低い 1.2 GHz には共振があるが，これは左手系モードの共振なので提案しているチョークの動作ではない．2.1 GHz の共振はモノポール の  $\lambda_0/4$  の共振である．2.1 GHz において  $\lambda_0/4 = 35.7$  mm であり，モノポール の長さ  $h_m = 40$  mm と近い．5.4 GHz の共振はモノポール の  $3/4\lambda_0$  の共振である．5.4 GHz において  $3/4\lambda_0 = 41.7$  mm であり，モノポール の長さ  $h_m = 40$  mm と近い．

図 4.6 に電流阻止特性を示す．EBG より低い左手系帯域では  $|I_l/I_f|$  は大きく，EBG の帯域では  $|I_l/I_f|$  が小さい．セル数  $n$  を増やすと EBG の帯域において  $|I_l/I_f|$  は小さくなる．右手系帯域では  $n$  を増やすと  $|I_l/I_f|$  は低くなる周波数とまらない周波数がある．

図 4.7 に整合する 2 GHz における  $zx$  面の放射パターンを示す． $n = 5$  のとき，水平方向と  $\theta = 120, 240$  度付近にヌルがあり，漏れ電流が十分抑制できていないことがわかる． $n = 10$  のとき，ヌルは小さくなり， $n = 20$  のときほとんどなくなる．漏れ電流を抑制す

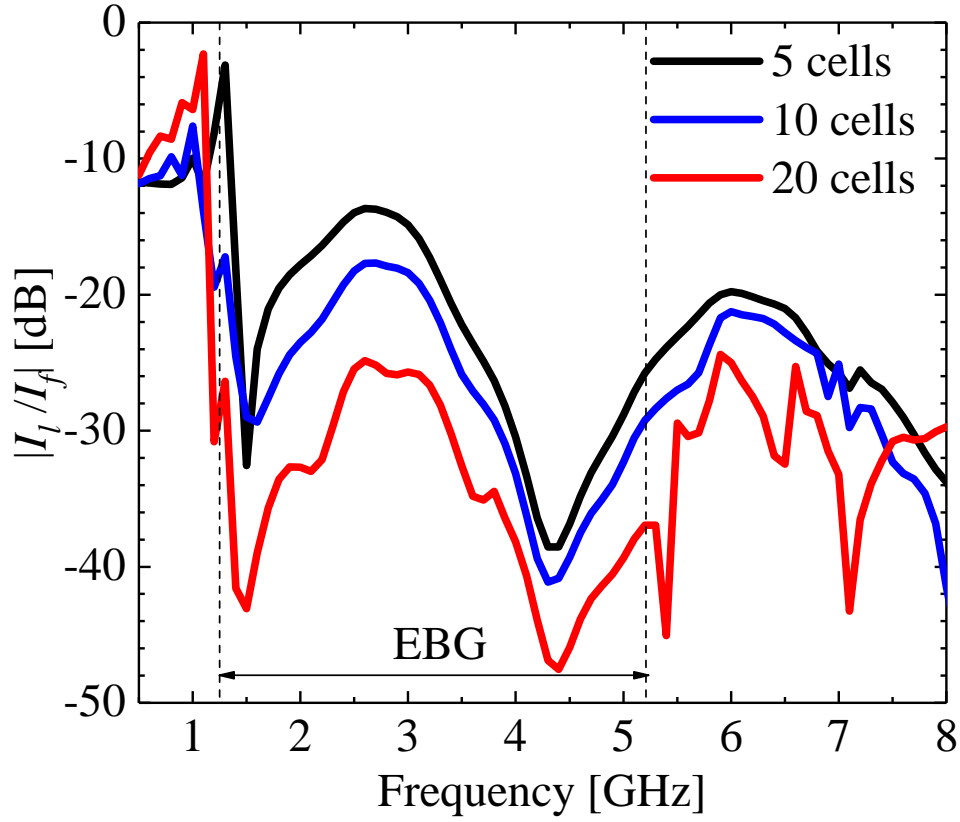


図 4.6 セルの数  $n$  を変化させたときの電流阻止特性.

るために十分な数のセルが必要であることが確認できる.

広帯域チョークの動作原理を確認するために、チョーク内部の電界分布を確認する.  $(x, y) = (17/\sqrt{2}, 17/\sqrt{2})$  を通る  $z$  軸に平行な直線上の電界  $|E_x + E_y|$  を求め、図 4.8 に示す. 同図にモノポールとチョークが  $z$  軸に沿ってどの領域にあるかを示している.  $z = 0$  mm は図 4.4 に示すように給電用同軸線路の下端である.  $z = 200$  mm は給電用同軸線路の上端の給電部分であり、言い換えると、チョークとモノポールの境目である. モノポールは  $200 \text{ mm} < z < 240 \text{ mm}$  にある. チョークは、 $n = 5$  のとき  $175 \text{ mm} < z < 200 \text{ mm}$ ,  $n = 10$  のとき  $150 \text{ mm} < z < 200 \text{ mm}$ ,  $n = 20$  のとき  $100 \text{ mm} < z < 200 \text{ mm}$  にある.

モノポール部分の電界分布は、 $z = 200$  mm で 0,  $z = 240$  mm 付近で 1 となる  $\lambda_0/4$  の共振であり、 $n$  に影響されないことが確認できる. チョーク部分の電界分布は、短絡された上端の  $z = 200$  mm では 0,  $z = 190$  mm 付近で最大であるが、チョークに沿って減衰し、下端で最小となる. 電界はセル数  $n$  が多いほど減衰し、0 に近づく. 以上より、

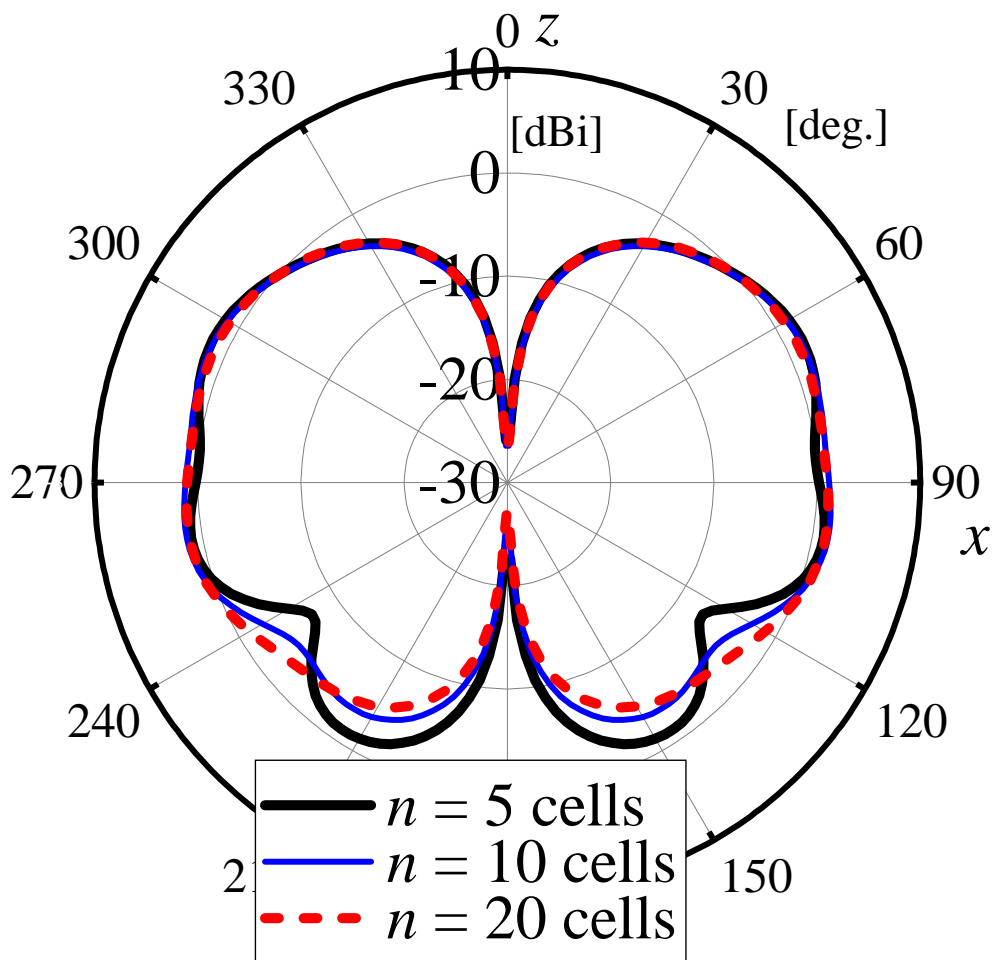


図 4.7 セルの数  $n$  を変化させたときの 2 GHz における  $zx$  面の放射パターン.

チョークが EBG として動作していること，セルを増やすことで漏れ電流が減少することが明らかになった．

#### 4.4.3 共振周波数を変えたときの特性

##### $|S_{11}|$ 特性

広帯域チョークの周波数特性を確認する．図 4.9 に  $n = 20$  とし，モノポールの長さ  $h_m$  を変化させたときの  $|S_{11}|$  特性を示す．モノポールの長さ  $h_m$  を変えることで整合する周波数を変えることができる．図 4.9(a) と (b) はそれぞれ 2, 3, 4 GHz と 5, 6, 7 GHz で整合するように  $h_m$  を設計している．また，同図には分散特性の EBG の帯域を示して

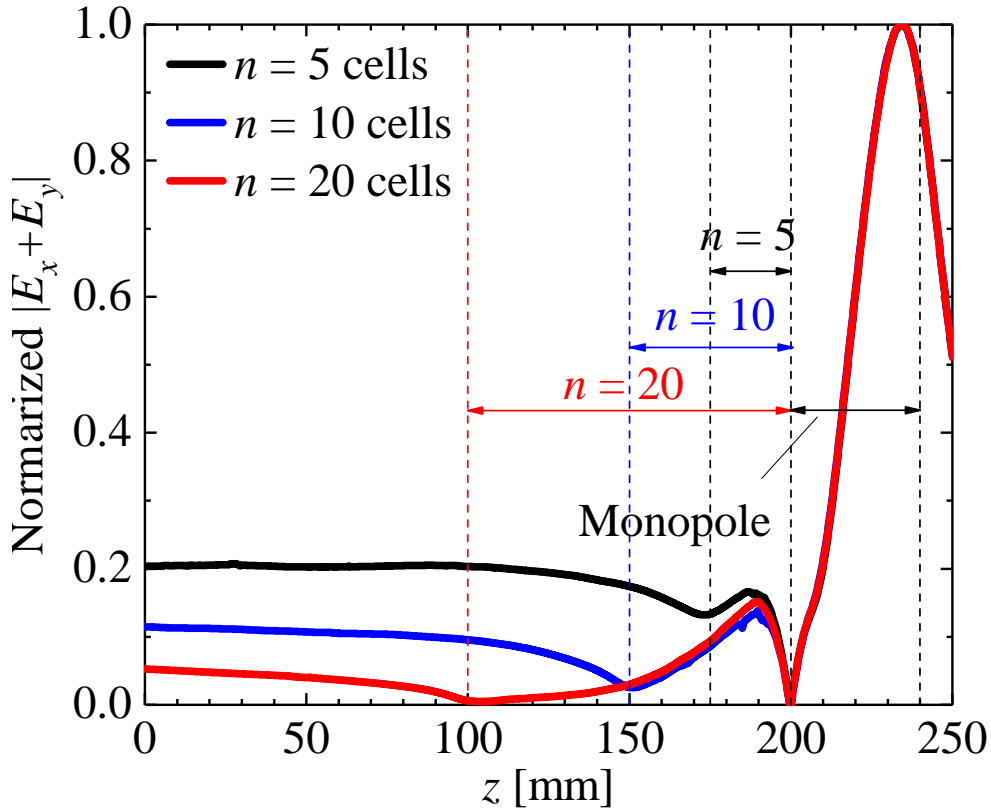


図 4.8 セルの数  $n$  を変化させたときの 2 GHz における電界分布  $|E_x + E_y|$ .

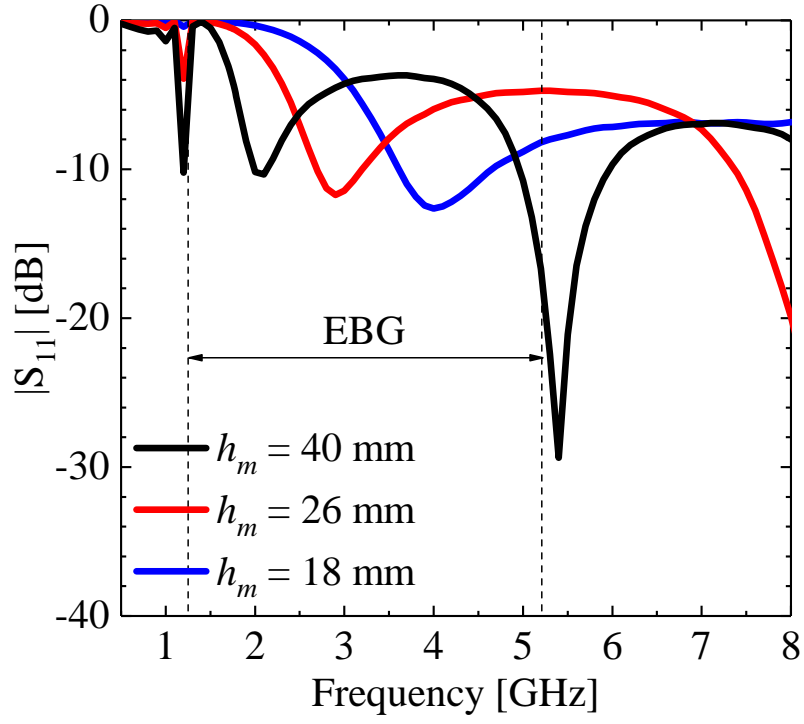
いる。

#### 放射パターン

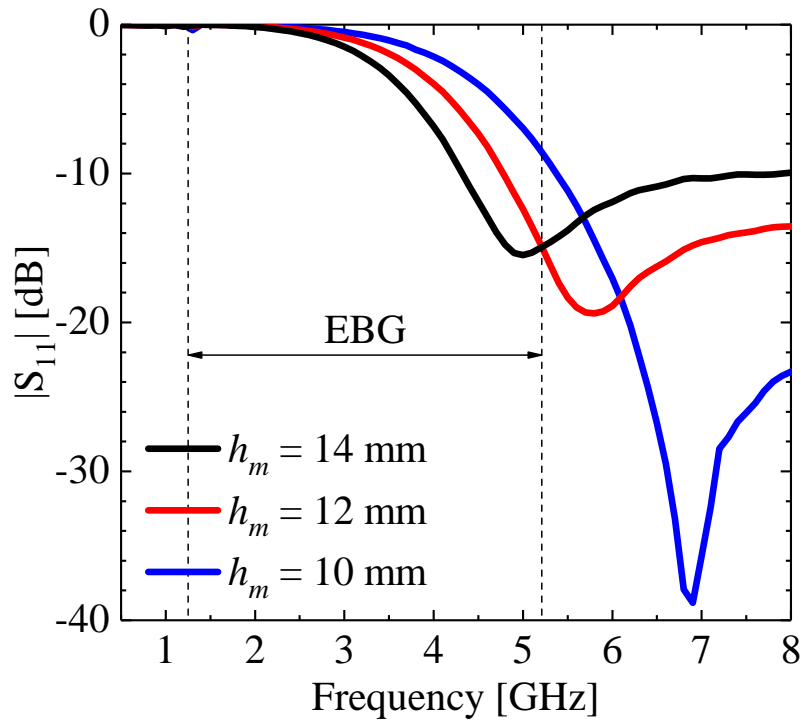
図 4.10(a) と (b) にそれぞれの  $h_m$  の長さにおける共振周波数の  $zx$  面の放射パターンを示す。2 GHz では完全に 8 の字型である。3, 4 GHz では下方向への放射が僅かに乱れており、漏れ電流の影響が考えられる。5, 6, 7 GHz も漏れ電流の影響が僅かにあるが、おおむね 8 の字型である。2 から 5 GHz は EBG の帯域であるが、6, 7 GHz は EBG よりも高い右手系モードの帯域である。

#### 電界分布

2, 3, 4, 5 GHz におけるチョークの内部の電界分布を図 4.11 に示す。2 から 5 GHz は EBG の帯域である。図 4.11(a) はアンテナ全体の分布である。200 mm  $< z < 250$  mm にはモノポールがあるが、長さ  $h_m$  を変化させているので、電界の最大値の位置が変化し



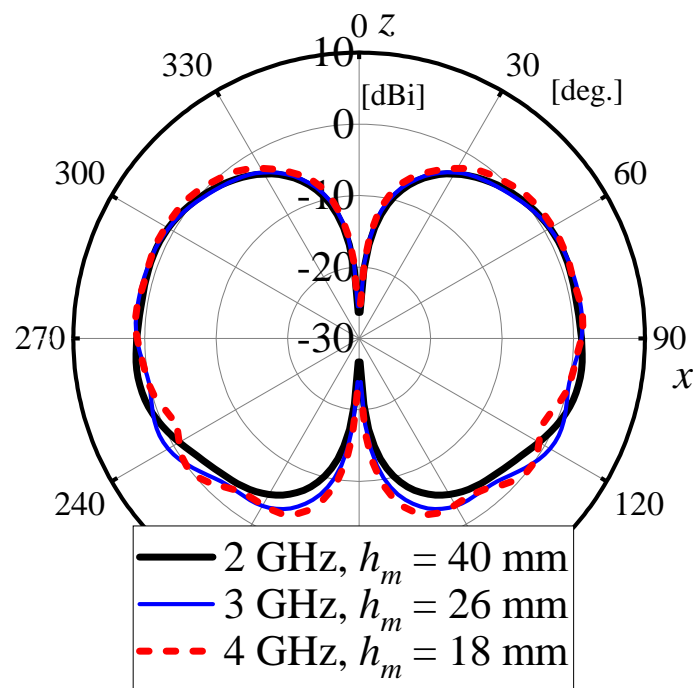
(a)



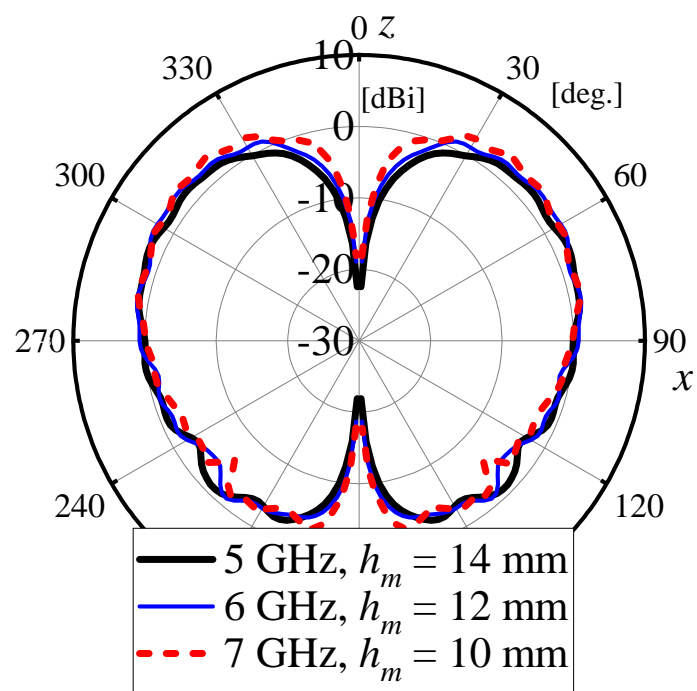
(b)

図 4.9 モノポールの長さ  $h_m$  を変化させたときの  $|S_{11}|$  特性. (a)  $h_m = 40, 26, 18$  mm, (b)  $h_m = 14, 12, 10$  mm.





(a)

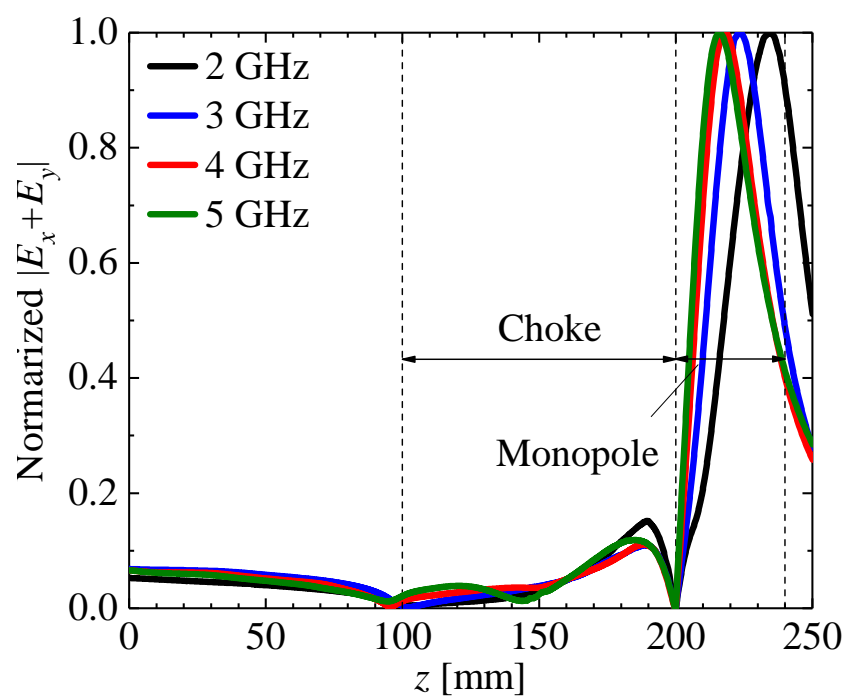


(b)

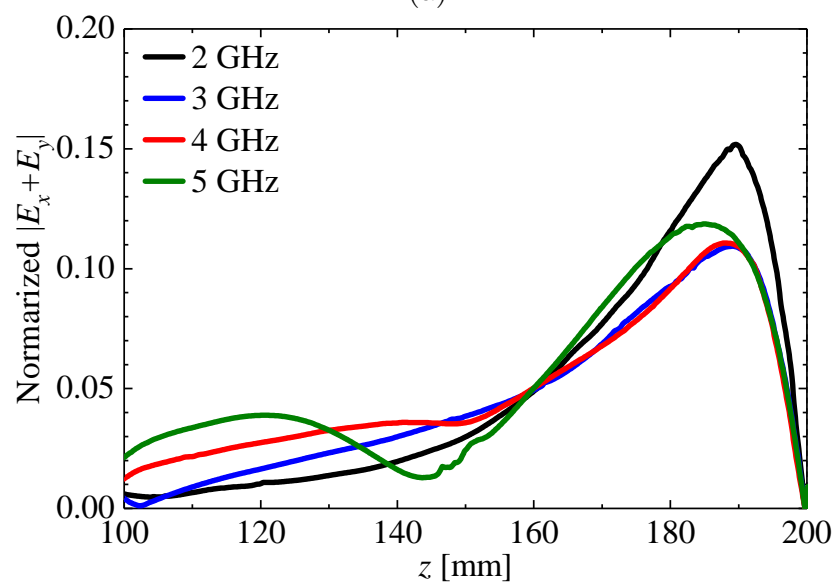
図 4.10 2, 3, 4, 5 GHz におけるチョークの内部の電界分布. (a) アンテナ全体, (b) チョーク.

ている． $100\text{ mm} < z < 200\text{ mm}$  にはチョークがあり，ここで電界が減衰していることが確認できる． $0\text{ mm} < z < 100\text{ mm}$  の同軸線路の電界はチョークにより減衰し，小さくなっている．図 4.11(b) はチョーク部分を拡大したものである．2, 3, 4 GHz は概ね指数関数的に減衰しているが 5 GHz は 140 から 150 mm に節がある．5 GHz は EBG の帯域の上限であるため，位相定数  $\beta$  が 0 ではない可能性がある．

6, 7 GHz におけるチョークの内部の電界分布を図 4.12 に示す．6, 7 は EBG よりも周波数が高い右手系帯域である．図 4.12(a) はアンテナ全体の分布である． $100\text{ mm} < z < 200\text{ mm}$  のチョーク部分で電界は小さくなっている．図 4.12(b) はチョーク部分を拡大したものである．EBG 帯域である図 4.11(b) の電界分布と比較すると指数関数的に減衰している分布ではないが， $0\text{ mm} < z < 100\text{ mm}$  の同軸線路の電界分布も小さく，放射パターンも 8 の字型であることから，漏れ電流を阻止できていると考えられる．

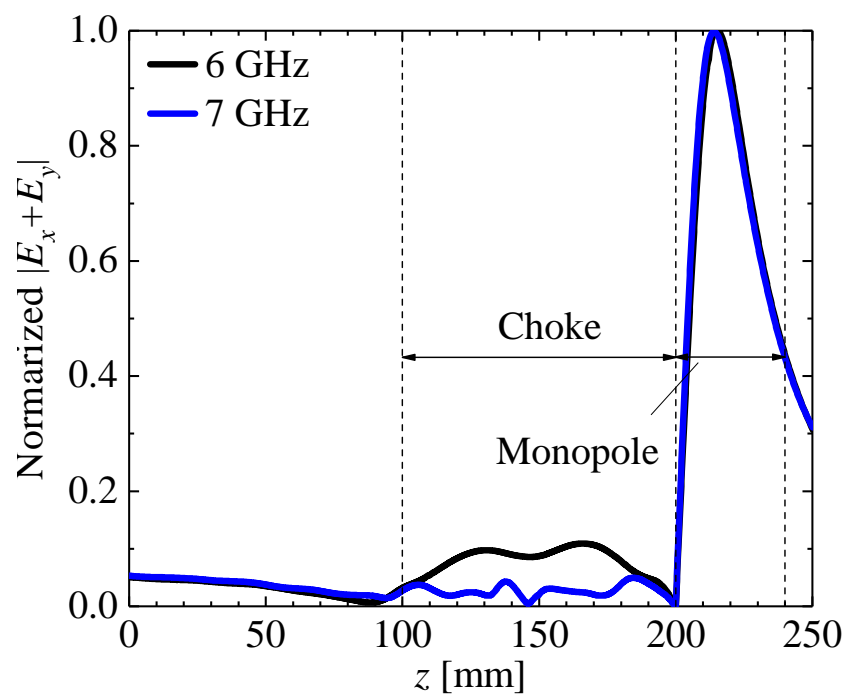


(a)

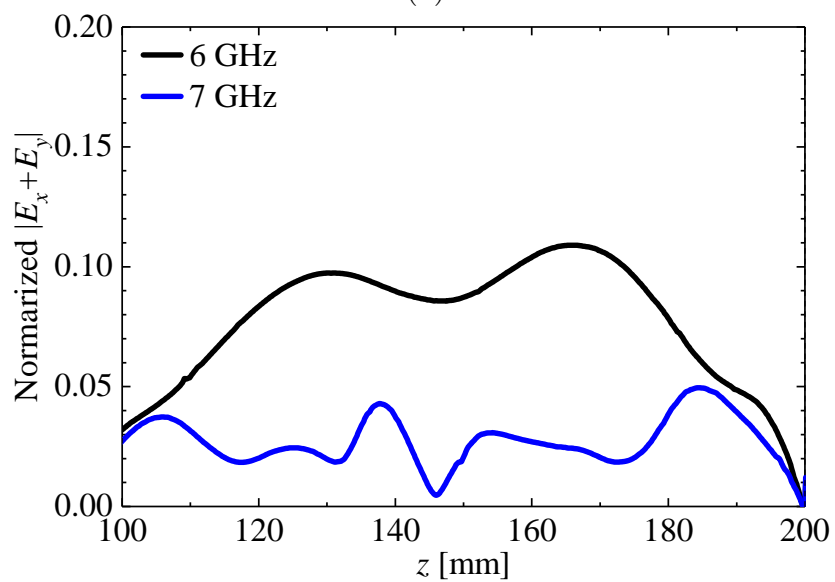


(b)

図 4.11 2, 3, 4, 5 GHz におけるチョークの内部の電界分布. (a) アンテナ全体, (b) チョーク.



(a)



(b)

図 4.12 6, 7 GHz におけるチョークの内部の電界分布. (a) アンテナ全体, (b) チョーク.

## 4.5 まとめ

CRLH CL の EBG を利用して漏れ電流を抑制するチョークを提案した．共振を利用した従来の  $1/4$  波長チョークとは異なり，EBG の帯域を利用した非共振型のチョークであるため，広帯域に設計することができた．チョークに適用する CRLH CL は EBG の帯域を広げるためにビアの数を増やし，右手系モードの下限周波数を高くすることを提案した．ビアの数が 4 本のとき EBG の比帯域は 123% に広帯域化した．

広帯域な EBG を持つ CRLH CL でチョークを構成し，2.1 GHz における特性を確認した．チョークの電流阻止特性は配列する CRLH CL の単位セルの数に依存し，20 セル配列したとき十分に電流を阻止できる．チョーク内部の電界分布を求め，電界の振幅が距離に従って減衰する EBG の特徴を確認した．

モノポールの長さを変化させることで，共振周波数を変化させることができることを確認した．共振周波数を 2, 3, 4, 5, 6, 7 GHz に設計したとき，各共振周波数における放射パターンは全て 8 の字型であることを確認した．ただし，5, 6, 7 GHz においては漏れ電流の影響が僅かにみられた．各共振周波数におけるチョークの電界分布を求めた．EBG の帯域である 2 から 5 GHz ではチョークの電界分布は指数関数的に減衰している．また，右手系帯域である 6, 7 GHz のチョークの電界分布は，指数関数的に減衰してはいないが十分に小さく，漏れ電流を抑制できていることを確認した．

## 第 5 章

# 放射素子の広帯域化

### 5.1 まえがき

前章では広帯域チョークを提案し，広帯域に漏れ電流を抑制できることを確認したが，動作周波数を変えるためにモノポールの長さを調整していた．本章では構造パラメータを変更することなく広帯域に整合することが可能な放射素子を提案する．

広帯域な放射素子としては平板モノポールがあり [97]，給電線路を三又にすることで広帯域な整合を実現したものなどが提案されている [114]．しかし，このアンテナでは漏れ電流について議論されておらず，高い周波数の放射パターンにおける水平方向の放射は抑制されてしまっている．また，広帯域な特性を持つ平面状スリーブモノポールアンテナが提案されている [5, 6]．高い周波数における放射パターンは水平面無指向性に近いが，平面状スリーブモノポールアンテナには十分に広い地板が必要である．地板を用いない広帯域なアンテナとしてはディスコーンアンテナがある [81]．ディスコーンアンテナは広帯域に整合することができるが，その放射パターンは高い周波数ほどヌルが多くなる欠点がある．

地板を用いない広帯域なアンテナとして，2つのスリーブを持つスリーブアンテナが提案されている [33, 34, 36]．これらのアンテナは同軸線路とその内部導体を伸ばして構成したモノポール，チョーク，そして寄生素子によって構成される．寄生素子は円筒状の構造をしており，チョークの上面に取付けられ，モノポールの下部を取り囲むように配置される．寄生素子の長さや径を適切に設計することで広い周波数で整合させることができる．文献 [36] では  $|S_{11}| < -6$  dB となる比帯域 105% を達成している．しかし，寄生素子の働きは十分説明されておらず，また， $|S_{11}| < -10$  dB で整合するようにも設計されていない．更に高い周波数において放射パターンの水平方向にヌルが生じる問題もある．

本章では文献 [36] の広帯域スリーブアンテナを基にして，広帯域に  $|S_{11}| < -10$  dB で整合し，放射パターンの水平方向にヌルが生じない放射素子を提案する．まず，アンテナを構成する寄生素子，チョーク，同軸線路の影響を確認するために， $|S_{11}|$  特性と放射パターンをシミュレーションにより求める．また，アンテナの動作原理を確認するためにアンテナ近傍の電磁界分布を求める．次に，平板を付加したスリーブアンテナが広帯域に  $|S_{11}| < -10$  dB で整合することを示す．高い周波数の放射パターンにおいてヌルの影響が小さい理由を電磁界分布から説明する．提案アンテナは従来のディスコーンアンテナと比較することで性能を評価する．最後に提案アンテナを試作，測定し，シミュレーションの妥当性を確認する．

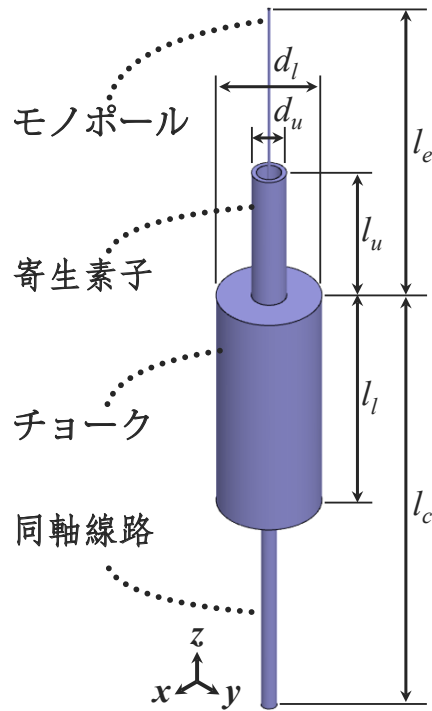


図 5.1 寄生素子付きスリーブアンテナの構造.

## 5.2 寄生素子による広帯域化

まず，寄生素子付きスリーブアンテナのシミュレーションを行い，スリーブアンテナを広帯域にするための課題を示す．また，寄生素子，チョークの効果と同軸線路の影響を明らかにする．

### 5.2.1 構造

図 5.1 に寄生素子付きスリーブアンテナの構造を示す．本アンテナは給電用の同軸線路の内部導体を伸ばして構成したモノポールと，漏れ電流を抑制するための円筒状の  $1/4$  波長チョーク，そして寄生素子によって構成される．寄生素子は金属円筒であり，モノポールの周囲を取り囲むように配置され，寄生素子の下部はチョークの上面に接続されている．寄生素子の長さ  $l_u$  と径  $d_u$  を適切に調整することで多共振化させることができる．アンテナを構成する金属は銅とし，チョークと寄生素子の金属の厚さは  $1\text{ mm}$  とする．給電用同軸線路は特性インピーダンスが  $50\ \Omega$  となるように設計した．



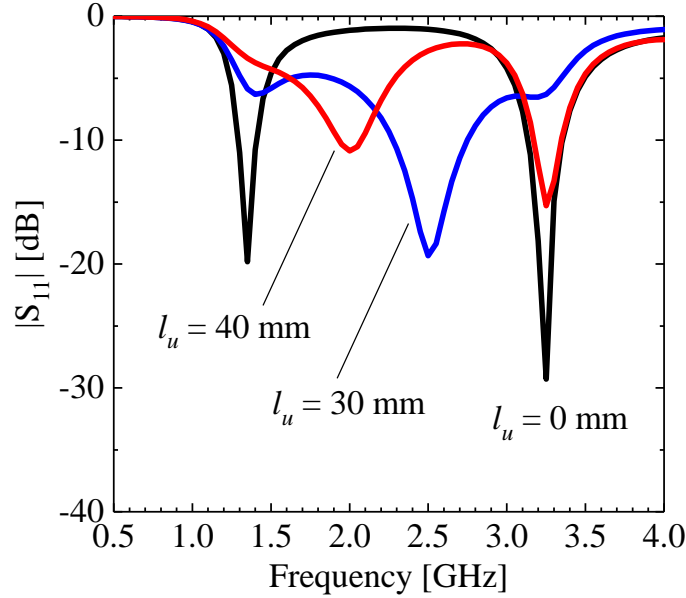


図 5.2 寄生素子の長さ  $l_u$  を変えたときの  $|S_{11}|$  特性.

### 5.2.2 寄生素子の効果

寄生素子の効果についてシミュレーションで確認する．まず，チョークの影響を分離するために，チョークがない構造について確認する．寄生素子を除いた構造パラメータを  $l_e = 70$  mm,  $d_l = 21$  mm,  $l_l = 0$  mm とし，同軸線路の影響をなくするために長さ  $l_c = 1$  mm とする．このとき，同軸線路は図 5.1 よりも非常に短く，チョークがある場合にはチョークの内部に隠れる状態である．

#### 構造依存性

まず，寄生素子の径  $d_u = 7$  mm とし，長さ  $l_u$  を変化させたときのシミュレーションで求めた  $|S_{11}|$  特性を図 5.2 に示す． $l_u = 0$  mm，すなわち寄生素子がないとき，共振周波数は 1.4 と 3.3 GHz だけである．それぞれの周波数における波長とモノポール長さの関係を表 5.1 に示す．1 番目の共振において， $\lambda_0/4$  は 56 mm であり，モノポールの長さ  $l_e$  よりも短い．この共振は地板付きモノポールアンテナの  $\lambda_0/4$  の共振に似ているが，地板の大きさが不十分であるので，共振周波数は高くなっている．

$l_u = 30$  mm のとき，1.4, 2.5, 3.2 GHz において共振する． $l_u = 40$  mm のとき，寄生素子は 2 番目の共振に強く影響を与え，2 番目の共振は低い周波数にシフトする． $l_u =$

表 5.1 寄生素子がないとき ( $l_u = 0$  mm) の各共振の波長とアンテナ素子の長さの関係.

共振	素子	波長 [mm]	素子の長さ [mm]
1 番目	モノポール	$\lambda_0/4 = 56$	$l_e = 70$
2 番目	モノポール	$\lambda_0 \times 3/4 = 69$	$l_e = 70$

表 5.2 寄生素子があるとき ( $l_u = 30$  mm) の各共振の波長とアンテナ素子の長さの関係.

共振	素子	波長 [mm]	素子の長さ [mm]
1 番目	モノポール	$\lambda_0/4 = 56$	$l_e = 70$
2 番目	寄生素子	$\lambda_0/4 = 30$	$l_u = 30$
3 番目	モノポール	$\lambda_0 \times 3/4 = 69$	$l_e = 70$

30 mm のときの各共振周波数の波長とアンテナの素子の長さの関係を表 5.2 に示す. 1 番目と 3 番目の共振は寄生素子がないときの 1 番目と 2 番目の共振に対応する. 2 番目の共振において,  $\lambda_0/4$  は 30 mm であり, 寄生素子の長さ  $l_u = 30$  mm に対応する.  $l_u = 40$  mm のときも, 図 5.2 より,  $\lambda_0/4 = 40$  mm である.

図 5.3 は  $l_u = 30$  mm とし,  $d_u$  を変化させたときの  $|S_{11}|$  特性である.  $d_u = 7$  または 9 mm のとき 2 番目の共振においてよく整合する. 図 5.4 は  $d_u$  を変化させたときの入力インピーダンスを示している. 図 5.4(b) に示す入力インピーダンスの虚部は 2.5 GHz 付近で 0  $\Omega$  となる. また, 図 5.4(a) に示すように,  $d_u$  が小さいとき入力インピーダンスの実部は 2.5 GHz において 50  $\Omega$  に近づく.

## 電流分布

次に, 電流分布のシミュレーション結果を示す. 図 5.5 は寄生素子がないときのモノポールに流れる電流分布である. 図 5.5(a) に示す 1 番目の共振において, モノポールには  $\lambda_0/4$  の電流が流れている. 図 5.5(b) に示す 2 番目の共振において, モノポールには  $3/4 \lambda_0$  の電流が流れている. これらの電流分布は表 5.1 と一致する.

図 5.6 は寄生素子の径  $d_u = 7$  mm, 長さ  $l_u = 30$  mm のときの電流分布である. 電流はモノポールだけでなく, 寄生素子にも流れている. 1 番目の共振において, モノポールと寄生素子に流れる電流は同じ上向きである. モノポールに流れる電流は  $\lambda_0/4$  波長である. 2 番目の共振において, モノポールに流れる電流は  $\lambda_0/2$  以上である. モノポールの下部と寄生素子に流れる電流は逆向きである. 寄生素子に囲まれたモノポール下部に流れ

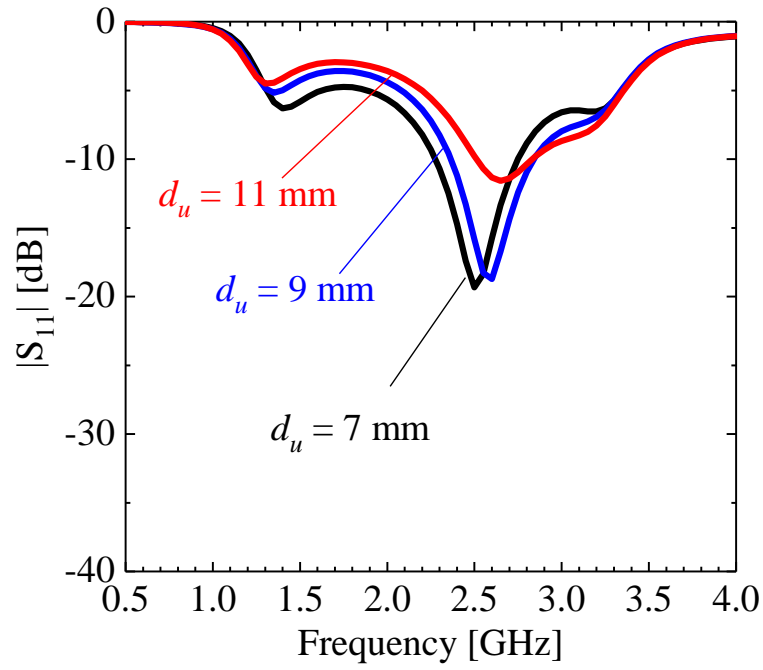


図 5.3 寄生素子の径  $d_u$  を変えたときの  $|S_{11}|$  特性.

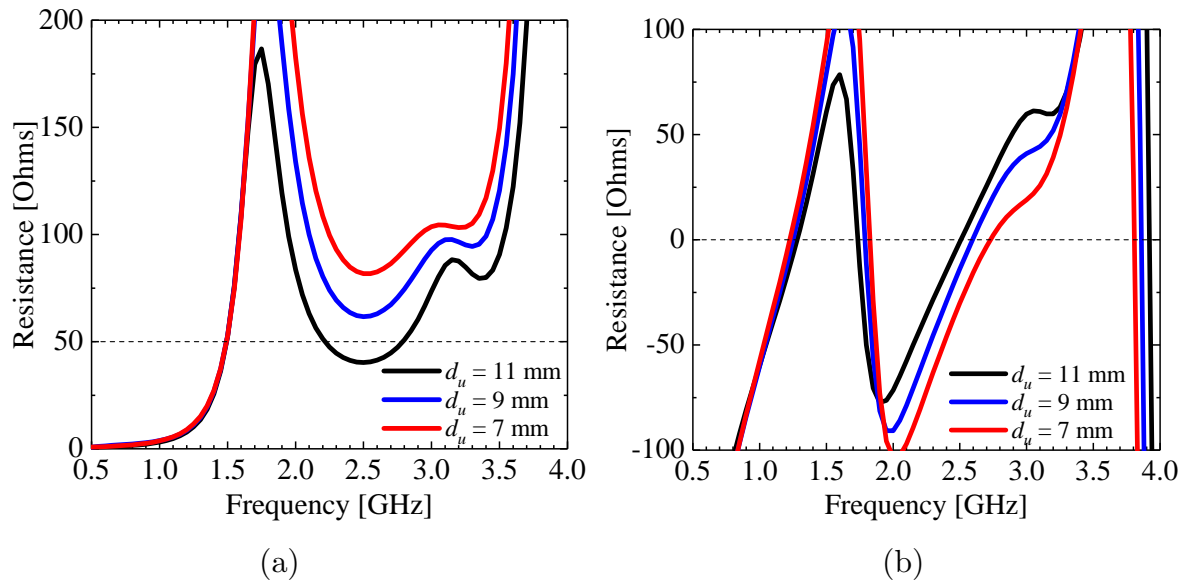


図 5.4 寄生素子の径  $d_u$  を変えたときの入力インピーダンスの変化. (a) 実部, (b) 虚部.

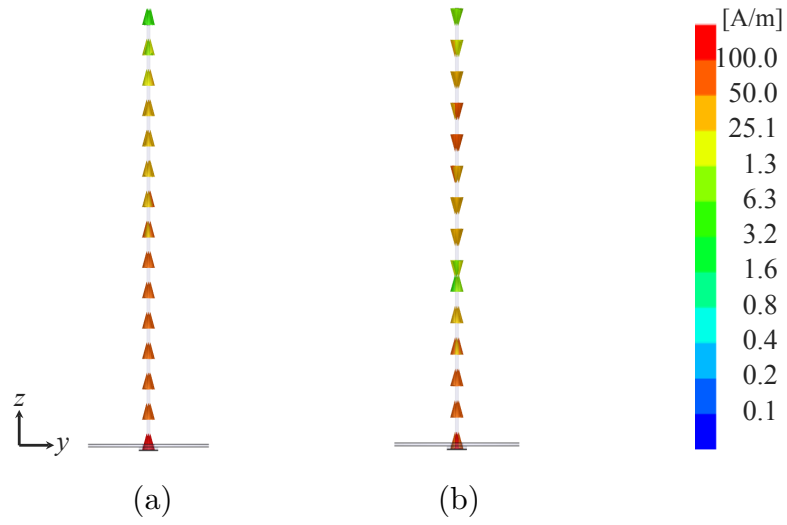


図 5.5 寄生素子がないときの電流分布. (a)1 番目の共振 (1.4 GHz), (b)2 番目の共振 (3.3 GHz).

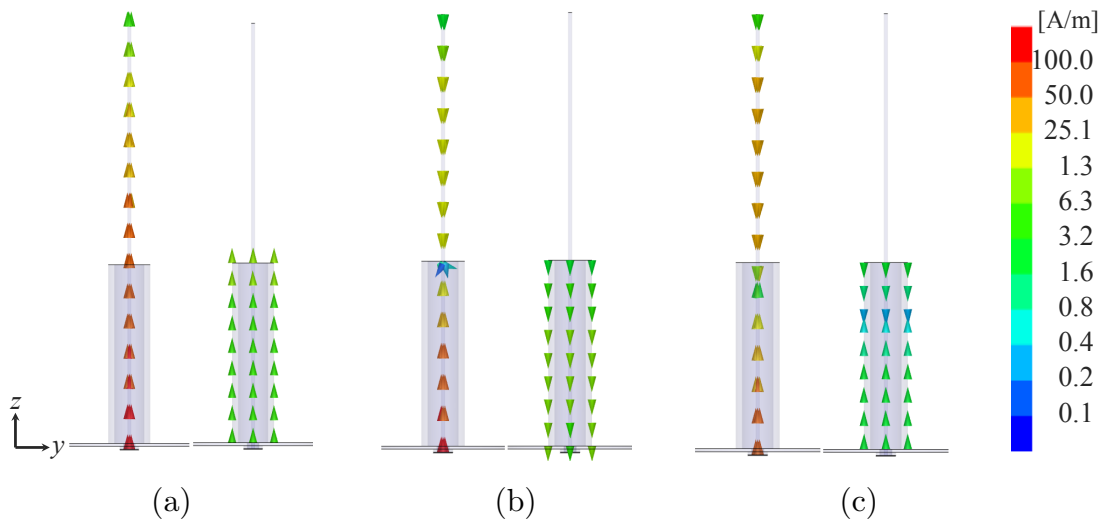


図 5.6 寄生素子の長さ  $l_u = 30$  mm のときの電流分布. (a)1 番目の共振 (1.4 GHz), (b)2 番目の共振 (2.5 GHz), (c)3 番目の共振 (3.2 GHz).

る電流はおよそ  $\lambda_0/4$  である. 3 番目の共振において, モノポールには  $3/4\lambda_0$  の電流が流れている. これらの電流分布は表 5.2 とよく一致する.

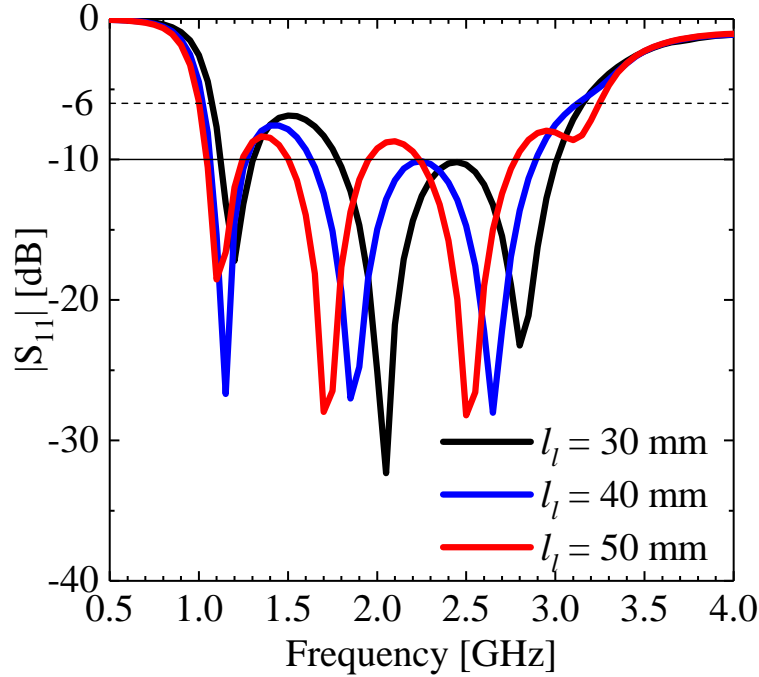


図 5.7 チョークの長さ  $l_l$  を変化させたときの  $|S_{11}|$  特性.

### 5.2.3 チョークの効果

#### 構造依存性

チョークの影響について確認するために  $|S_{11}|$  特性をシミュレーションによって求めた. 寄生素子を除いた構造パラメータは  $l_u = 6$  mm,  $l_c = 1$  mm,  $d_l = 21$  mm,  $d_u = 10$  mm とする. 図 5.7 はチョークの長さ  $l_l$  を変化させたときの  $|S_{11}|$  特性である.  $l_l$  に関わらず 3 つの共振があり, チョークがない図 5.2 よりも良く整合する.  $l_l$  が長いとアンテナ全体の長さが長くなるので, 3 つの共振周波数は下がる.  $l_l = 30$  mm のとき, 1.1 から 3.2 GHz の帯域で  $|S_{11}| < -6$  dB となり, 比帯域は 97.7% である. しかし, 共振と共振の間の 1.5 と 2.5 GHz 付近で整合が悪く,  $|S_{11}|$  は  $-10$  dB を超えてしまう.

#### 電流分布

図 5.8 はチョークがあるときの各共振周波数における電流分布を示している. 図 5.8(a) に示す 1 番目の共振において, モノポールとチョーク及び寄生素子の電流は全て同じ向きに流れる. 図 5.8(b) に示す 2 番目の共振において, モノポールの電流と寄生素子とチョー

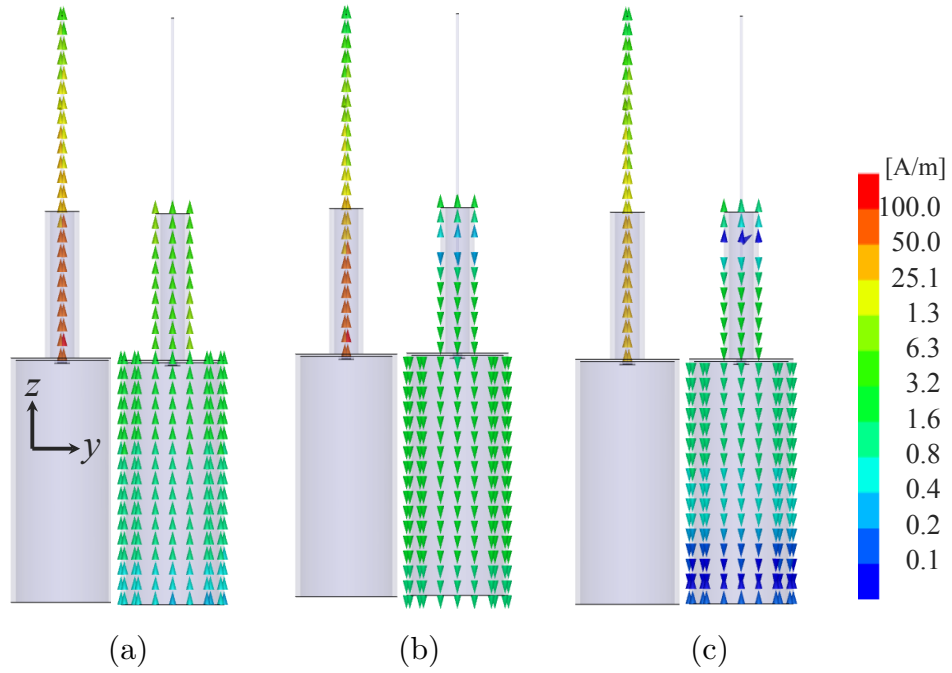


図 5.8 チョークの長さ  $l_l = 50$  mm のときの電流分布. (a)1 番目の共振 (1.1 GHz), (b)2 番目の共振 (1.7 GHz), (c)3 番目の共振 (2.5 GHz).

クの電流は逆向きに流れる. 図 5.8(c) に示す 3 番目の共振において, モノポールの電流と寄生素子とチョークの電流は逆向きに流れる.

#### 放射パターン

図 5.9 は  $l_l = 50$  mm のときの  $yz$  面の放射パターンである. 1.0 GHz における放射パターンは 8 の字型である. 2.0 と 3.0 GHz における放射パターンはヌルがあり, 水平方向への放射は抑制されている. 図 5.8(b), (c) に示すように高次共振におけるアンテナの上部と下部の電流は逆向きなので放射パターンにヌルが生じてしまう. 表 5.3 に水平方向の利得を示す. 3.0 GHz はヌルが水平方向にあるため  $-8.04$  dBi に抑制されてしまう.

#### 5.2.4 給電同軸線路の影響

ここまでは同軸線路の影響がないように,  $l_c = 1$  mm としていた. ここで同軸線路の影響についてシミュレーションで確認する. 図 5.10 は同軸線路の長さ  $l_c = 1, 300$  mm の  $|S_{11}|$  特性である.  $l_c = 300$  mm のとき複数の共振が生じ, 周波数によっては整合が劣化

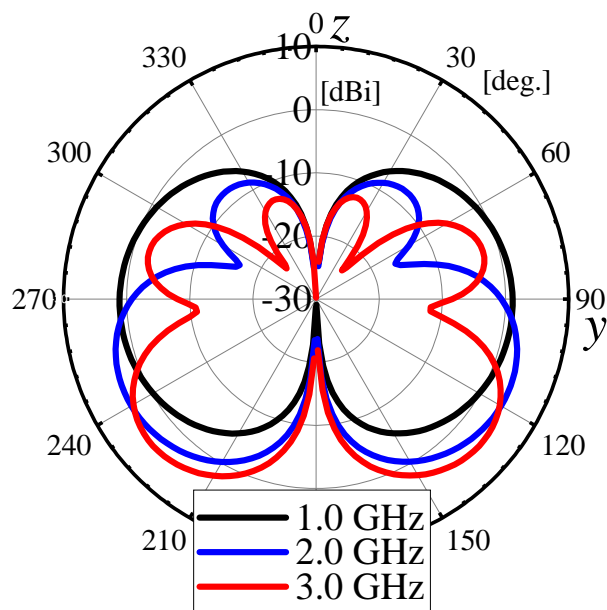


図 5.9 チョークの長さ  $l_l = 50$  mm のときの周波数 1.0, 2.0, 3.0 GHz における放射パターン.

表 5.3 チョークの長さ  $l_l = 50$  mm のときの水平方向の利得.

周波数 [GHz]	利得 [dBi]
1.0	+1.10
2.0	-0.66
3.0	-8.04

する.

図 5.11 は  $l_c = 1$  と 300 mm の放射パターンの比較である. 図 5.11(a) に示す 1.0 GHz において,  $l_c = 1$  mm のときは 8 の字型であるが,  $l_c = 300$  mm のとき放射パターンは乱れる. 図 5.11(b) と (c) に示す 2.0 と 3.0 GHz において,  $l_c = 1$  mm のときは高次共振であるためにヌルがあるが,  $l_c = 300$  mm のときは加えて小さなリップルが生じる. チョークが働かない高い周波数であるため, 同軸線路に漏れ電流が流れ, そこから不要波を放射するために小さなリップルが生じると考えられる.

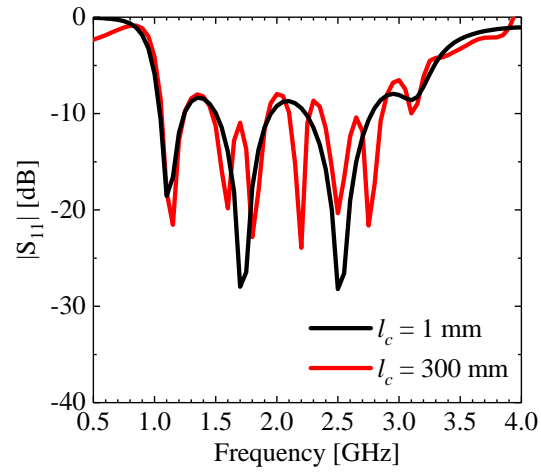


図 5.10 給電用同軸線路の長さ  $l_c$  を変化させたときの  $|S_{11}|$  特性.

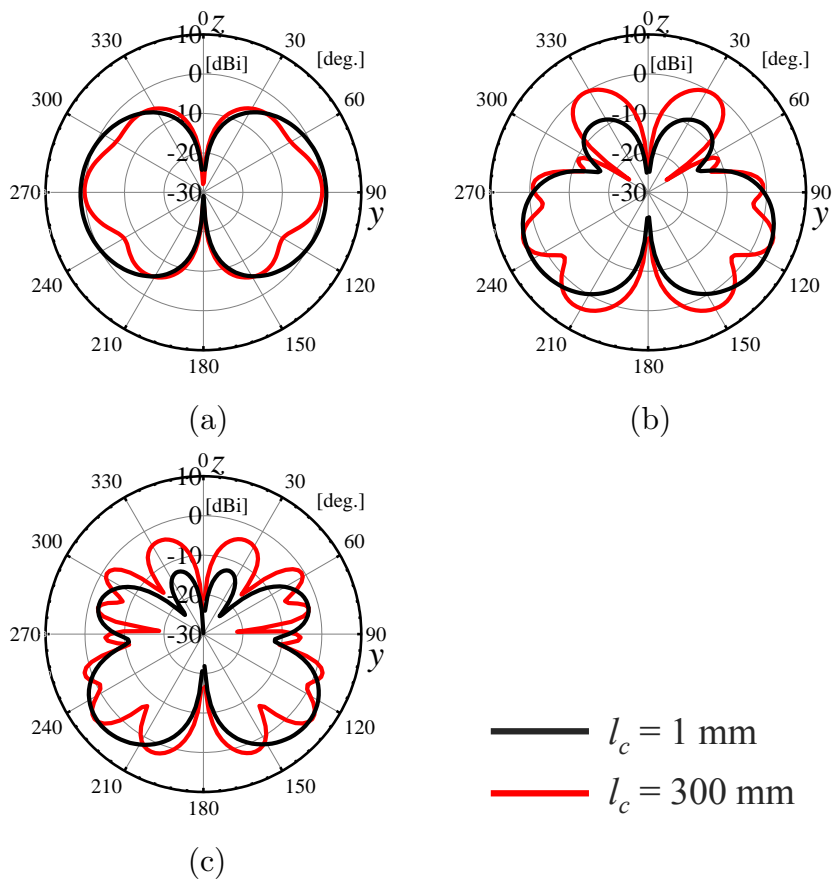


図 5.11 給電用同軸線路の長さ  $l_c$  を変化させたときの放射パターン. (a)1.0 GHz, (b)2.0 GHz, (c)3.0 GHz.



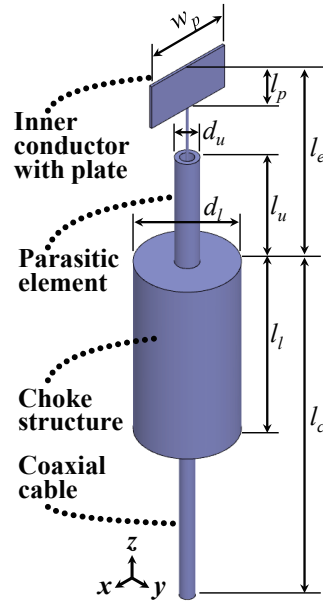


図 5.12 平板を付加した寄生素子付きスリーブアンテナの構造.

## 5.3 平板付加による整合と放射パターンの改善

寄生素子で多共振としたスリーブアンテナは 2.0 と 3.0 GHz においてヌルがあり，水平方向の放射が抑制される． $|S_{11}| < -6$  dB の条件では広帯域であるが， $|S_{11}| < -10$  dB の条件は満たすことができない．本節では放射パターンと  $|S_{11}|$  特性を改善するために平板素子を付加することを提案する．

### 5.3.1 構造

図 5.12 に提案する平板を付加した寄生素子付きスリーブアンテナを示す．平板がモノポールアンテナに取付けられている．平板の厚さは 0.5 mm である．平板には様々な経路で電流が流れるので広帯域な整合を得ることが期待できる．前章と同様に，円筒状の寄生素子はモノポールの下部を取り囲むように配置し，円筒状チョークは同軸線路の外部導体に取付ける．

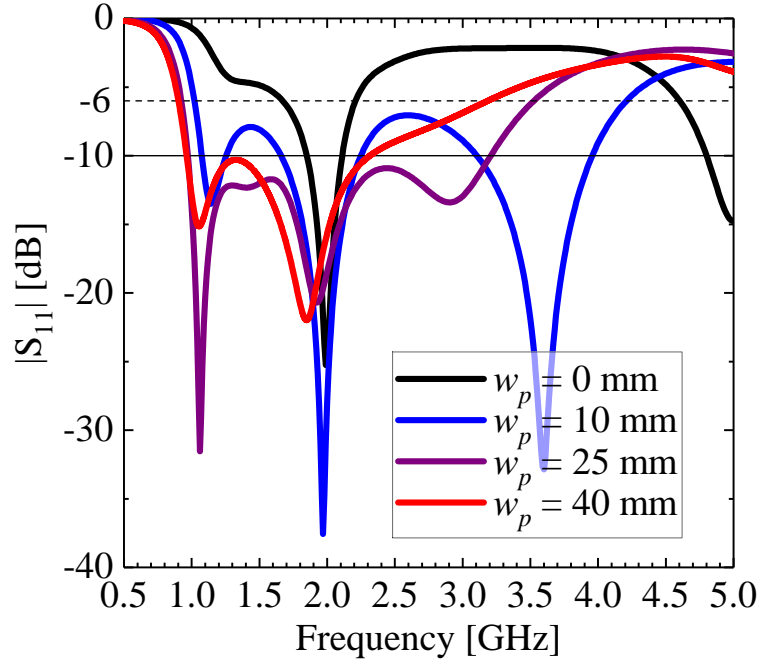


図 5.13 平板の幅  $w_p$  を変化させたときの  $|S_{11}|$  特性.

### 5.3.2 設計

#### 平板の幅 $w_p$ の影響

図 5.13 は平板を付加したスリーブアンテナの  $|S_{11}|$  特性である．構造パラメータは  $l_e = 45$  mm,  $l_p = 36$  mm,  $l_u = 8$  mm,  $l_l = 60$  mm,  $l_c = 1$  mm,  $d_l = 21$  mm,  $d_u = 10$  mm であり,  $w_p$  を変化させた．この構造パラメータにおいて, 平板素子を取り付けられていない  $w_p = 0$  mm のとき, 共振周波数は 2.0 GHz だけである．平板素子を取り付けられ,  $w_p = 10$  mm のとき, 1.1, 2.0, 3.6 GHz で共振し, 1.0 から 4.2 GHz の範囲で  $|S_{11}| < -6$  dB を満たし, 比帯域は 162% である．ただし, 1.5 と 2.5 GHz 付近で  $|S_{11}|$  は  $-10$  dB を超えてしまう． $w_p = 25$  mm のとき, 1.1, 1.9, 2.9 GHz において共振する．0.9 から 3.6 GHz の範囲で  $|S_{11}| < -6$  dB を満たし, 比帯域は 120% である．また, 1.0 から 3.2 GHz の範囲で  $|S_{11}| < -10$  dB を満たすことができ, 比帯域は 105% である． $w_p = 40$  mm のとき, 3 番目の共振が確認できず, 帯域は  $w_p = 25$  mm のときよりも狭くなる．平板を付加したスリーブアンテナの比帯域を表 5.4 にまとめた．

表 5.4 平板を付加した寄生素子付きスリーブアンテナの比帯域.

$w_p$ [mm]	比帯域 [%]	
	$ S_{11}  < -6$ dB	$ S_{11}  < -10$ dB
10	162	-
25	120	105

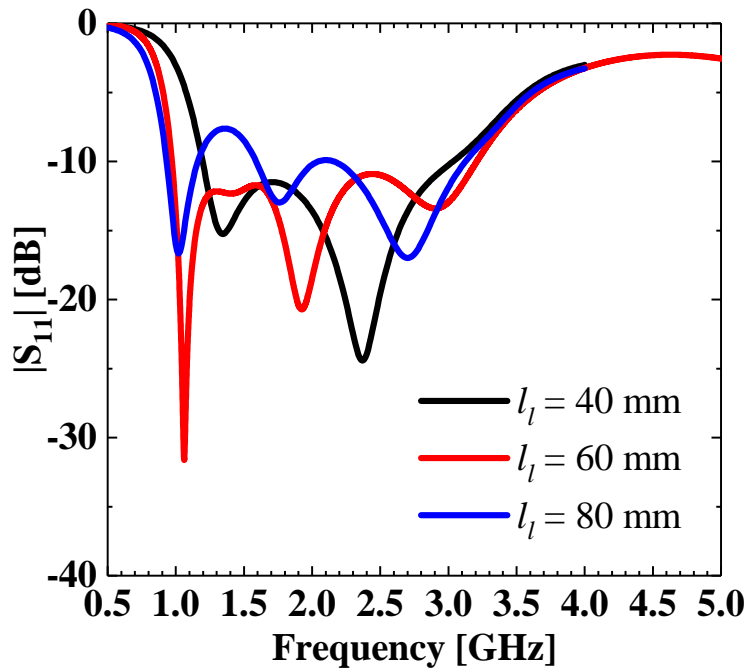


図 5.14 チョークの長さ  $l_l$  を変化させたときの  $|S_{11}|$  特性.

#### チョークの長さ $l_l$ の影響

図 5.13 で最も  $|S_{11}| < -10$  dB の帯域の広い  $w_p = 25$  mm において, チョークの長さ  $l_l$  を変化させたときの  $|S_{11}|$  特性を図 5.14 に示す.  $l_l = 60$  mm のとき図 5.13 で示したように最も  $|S_{11}| < -10$  dB の帯域が広い.  $l_l = 40$  mm のとき, 共振の数が 2 つ減り, 帯域が狭くなる.  $l_l = 80$  mm のときは共振と共振の間の周波数で  $|S_{11}| < -10$  dB を満たせていない.

チョークの長さ  $l_l$  を変化させたときの  $yz$  面の放射パターンを図 5.15 に示す. 図 5.15(a), (b), (c) はそれぞれ,  $l_l = 40, 60, 80$  mm の 1.0, 2.0, 3.0 GHz における放射

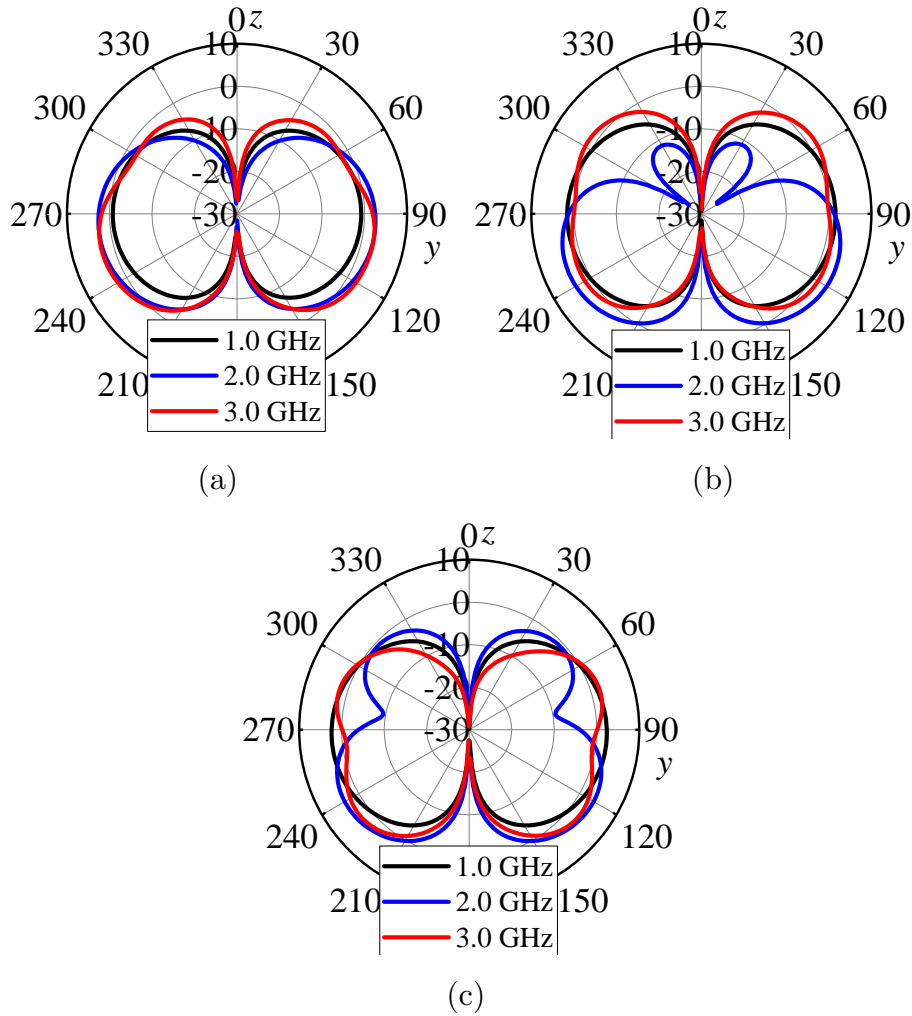


図 5.15 チョークの長さ  $l_l$  を変化したときの放射パターンの変化. (a)  $l_l = 40$  mm, (b)  $l_l = 60$  mm, (c)  $l_l = 80$  mm.

パターンである. 1.0 GHz の放射パターンはチョークの長さに影響されず 8 の字型である. 2.0 GHz の放射パターンはチョークの長さによってヌルの位置が変化する. 3.0 GHz はチョークの長さによって放射が抑制される方向が異なり,  $l_l = 40$  mm では上方向,  $l_l = 80$  mm では下方向への放射が僅かに抑制される.  $l_l = 60$  mm では水平方向が僅かに抑制されるが概ね 8 の字型である.

$yz$  面の 3.0 GHz の放射パターンが最も 8 の字型に近い  $l_l = 60$  mm のときの  $xy$  面の放射パターンを図 5.16 に示す. 提案アンテナは平板があるため構造的には非対称であるが, 放射パターンは水平面無指向性であることが確認できる.  $xy$  面の利得を表 5.5 に示

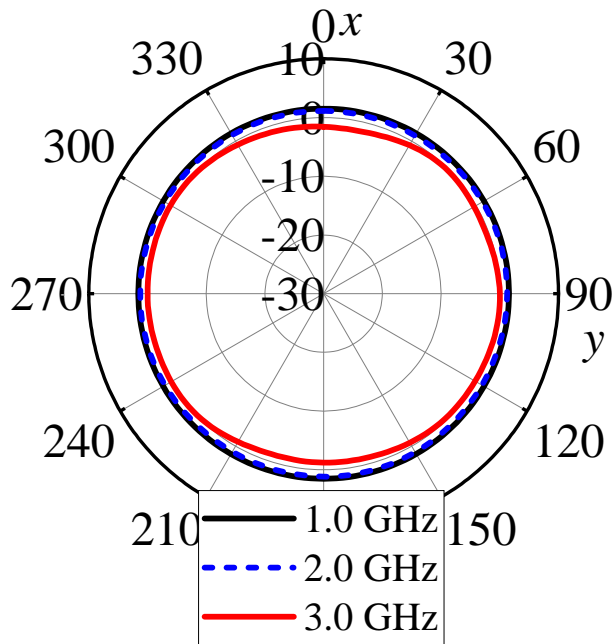


図 5.16 チョークの長さ  $l_l = 60$  mm における  $xy$  面の放射パターン.

表 5.5 チョークの長さ  $l_l = 60$  mm における  $xy$  面の利得.

項目	1.0 GHz	2.0 GHz	3.0 GHz
最大利得 [dBi]	+1.54	+1.28	+0.09
最小利得 [dBi]	+1.49	+1.04	-1.70
利得偏差 [dB]	0.05	0.24	1.79

す. 最大利得は 1.0, 2.0, 3.0 GHz においてそれぞれ +1.54, +1.28, +0.09 dBi であり, 利得の偏差はそれぞれ 0.05, 0.24, 1.79 dB である. 周波数が高いほうが偏差が大きくなる.

#### 同軸線路の長さ $l_c$ の影響

ここまでは  $l_c = 1$  mm としたが, 同軸線路の影響を確認するために,  $l_c = 200$  mm とする. 他の構造パラメータは最も広帯域に整合した  $w_p = 25$  mm,  $l_l = 60$  mm とする.  $zx$  面の放射パターンを図 5.17 に示す. 放射パターンは 1.0 GHz では 8 の字型であり, 2.0 GHz と 3.0 GHz ではヌルが生じる.

図 5.18 にチョークの電流阻止特性を示す. 電流阻止特性はモノポールの根元の給電部

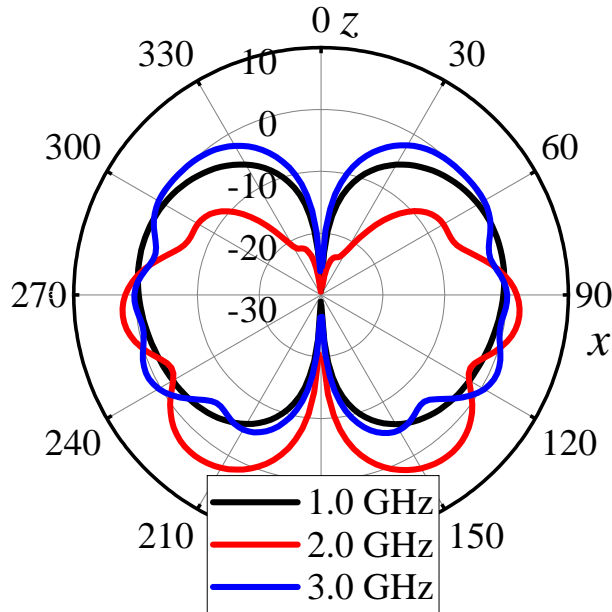


図 5.17 同軸線路の長さ  $l_c = 200$  mm の放射パターン.

の電流  $I_f$  と同軸線路外部導体の外側に流れる漏れ電流  $I_l$  の比  $|I_l/I_f|$  によって計算される．ただし， $I_l$  は給電部から 100 mm 離れた位置とする．図 5.18 において  $|I_l/I_f|$  が極小となる周波数は 1.1 と 3.4 GHz の 2 つがあり，それぞれチョークの  $1/4$  波長と  $3/4$  波長の共振に対応する．1.0 GHz では  $1/4$  波長の共振により漏れ電流は抑制されるので  $|I_l/I_f| = -22.3$  dB であり，図 5.17 の放射パターンも 8 の字型である．2.0 GHz において  $|I_l/I_f| = -11.4$  dB であり，漏れ電流は十分抑制されていないので，図 5.17 の放射パターンには不要波の影響がある．3.0 GHz において  $3/4$  波長の共振に近いので  $|I_l/I_f| = -19.8$  dB と低い，図 5.17 の放射パターンには不要波の影響が僅かにある．この理由は同軸線路の長さにあると考えられる． $l_c = 200$  mm の 1.0 GHz では  $0.7 \lambda_0$  であるが，3 GHz では 3 倍の  $2 \lambda_0$  であり，3 GHz の方が同軸線路に流れる漏れ電流の影響が強いと考えられる．

### 電磁界分布

図 5.19 に  $w_p = 25$  mm のときの各共振周波数における電流分布を示す．図 5.19(a) に示す 1 番目の共振において，平板，寄生素子，チョークの電流の向きは同じであり，基本の共振である．図 5.19(b) に示す 2 番目の共振において，平板と寄生素子には下向き，チョークには上向きの電流が流れている．図 5.19(c) に示す 3 番目の共振において，平板

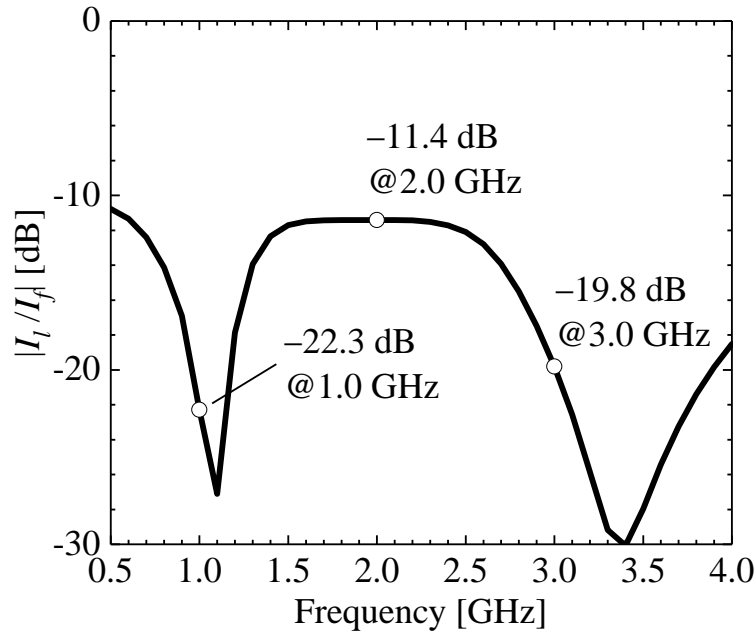


図 5.18 チョークの電流阻止特性.

のほとんどの部分では上向きの電流が流れており，チョーク上部は上向き，下部は下向きの弱い電流が流れている．

また，3.0 GHz の放射パターンが改善された理由を考察するために電界分布を図 5.20 に示す．図 5.20(a) は平板がないスリーブアンテナであり，構造パラメータは  $l_e = 70$  mm,  $l_u = 30$  mm,  $l_l = 50$  mm,  $l_c = 1$  mm,  $d_l = 21$  mm,  $d_u = 7$  mm である．4 か所の電界が強い部分が，モノポールの先端，寄生素子，チョークの上端と下端にそれぞれある．これらからの放射が互いに強め又は弱め合って放射パターンを形成するので，ヌルが生じる．図 5.20(b) は平板を付加したスリーブアンテナの電界分布であり，構造パラメータは  $l_e = 45$  mm,  $l_p = 36$  mm,  $l_u = 8$  mm,  $l_l = 60$  mm,  $l_c = 1$  mm,  $d_l = 21$  mm,  $d_u = 10$  mm,  $w_p = 25$  mm である．電界が強い部分が平板の上部と下部の 2 か所であり，チョーク下部の電界は強くない．この平板の電界の強い部分は  $1/2$  波長ダイポールアンテナの共振モードに似ている．放射パターンは主に平板により作られ，チョーク下部からの放射により僅かに乱されるものの，水平方向の放射が僅かに抑制された 8 の字型の放射パターンとなる．

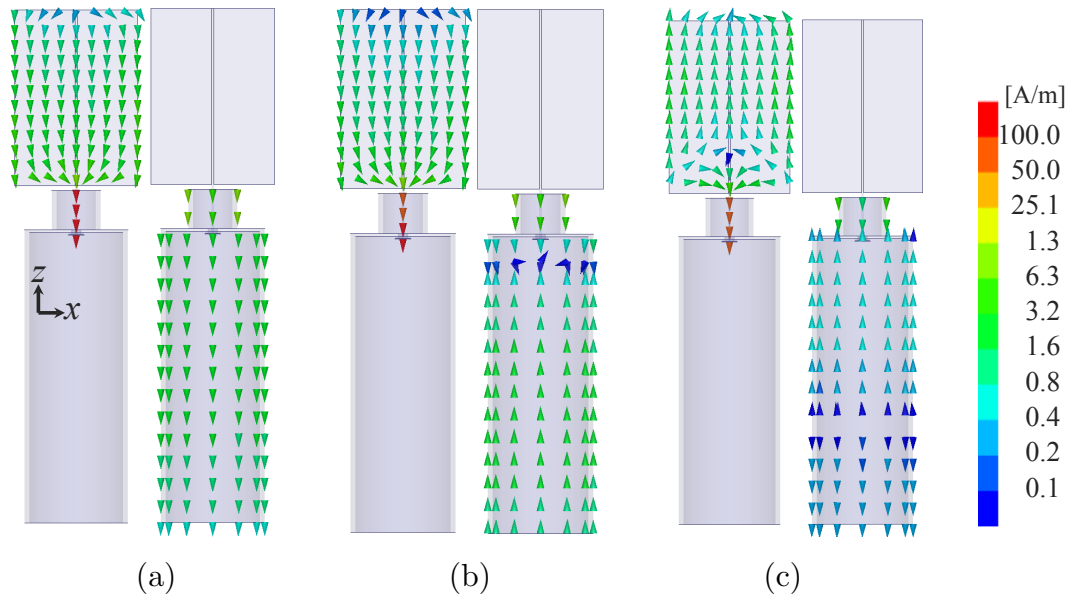


図 5.19  $w_p = 25$  mm のときの電流分布. (a)1 番目の共振 (1.1 GHz), (b)2 番目の共振 (1.9 GHz), (c)3 番目の共振 (2.9 GHz).

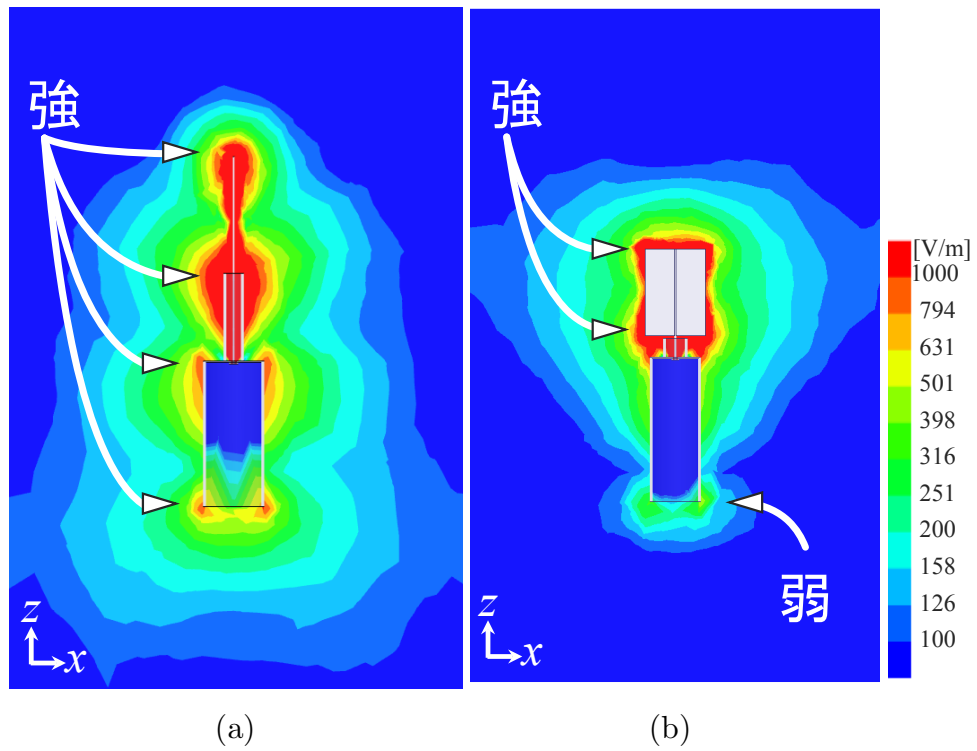


図 5.20 3.0 GHz における電界分布. (a) 平板なし, (b) 平板付き.



表 5.6 平板を付加していない寄生素子付きスリーブアンテナと，平板を付加した寄生素子付きスリーブアンテナの比較．

項目		平板なし	平板付き
比帯域 ( $ S_{11}  < -6$ dB) [%]		105	162 ( $w_p = 10$ mm)
比帯域 ( $ S_{11}  < -10$ dB) [%]		-	105 ( $w_p = 25$ mm)
水平方向の 最大利得 [dBi]	1.0 GHz	+1.10	+1.54
	2.0 GHz	-0.66	+1.28
	3.0 GHz	-8.04	+0.09

#### 性能まとめ

本項の最後に，平板を付加していない従来の寄生素子付きスリーブアンテナと，平板を付加した寄生素子付きスリーブアンテナの性能を表 5.6 にまとめる．平板を取り付けることで比帯域は  $|S_{11}| < -6$  dB,  $|S_{11}| < -10$  dB どちらの条件においても改善した．また，放射パターンのヌルの影響が少ないので，水平方向の最大利得は 1.0, 2.0, 3.0 GHz の全ての周波数で改善した．

### 5.3.3 従来のアンテナとの比較

提案する広帯域な放射素子を有するスリーブアンテナの性能を評価するために，従来の広帯域なアンテナと比較する．比較するのは図 5.21 に示すディスコーンアンテナである [81]．アンテナの寸法は図 5.21 に示す通りであり，1 から 3 GHz が整合するように設計している．ただし，給電用同軸線路は十分短くし，影響を与えないようにしている．

#### $|S_{11}|$ 特性

図 5.22 に提案アンテナとディスコーンアンテナの  $|S_{11}|$  特性を示す．提案アンテナは平板を付加した寄生素子付きスリーブアンテナであり，構造パラメータは  $l_e = 45$  mm,  $l_p = 36$  mm,  $l_u = 8$  mm,  $l_l = 60$  mm,  $l_c = 1$  mm,  $d_l = 21$  mm,  $d_u = 10$  mm,  $w_p = 25$  mm である．ディスコーンアンテナは 1.0 から 4.3 GHz の範囲で  $|S_{11}| < -10$  dB を満たし，比帯域は 125% である．提案アンテナは 1.0 から 3.2 GHz の範囲で  $|S_{11}| < -10$  dB を満たし，比帯域は 105% である．

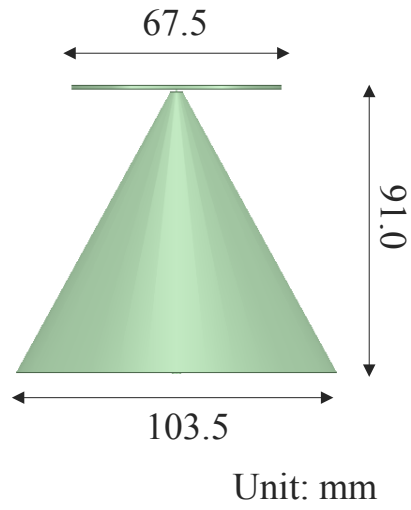


図 5.21 ディスコーンアンテナの構造.

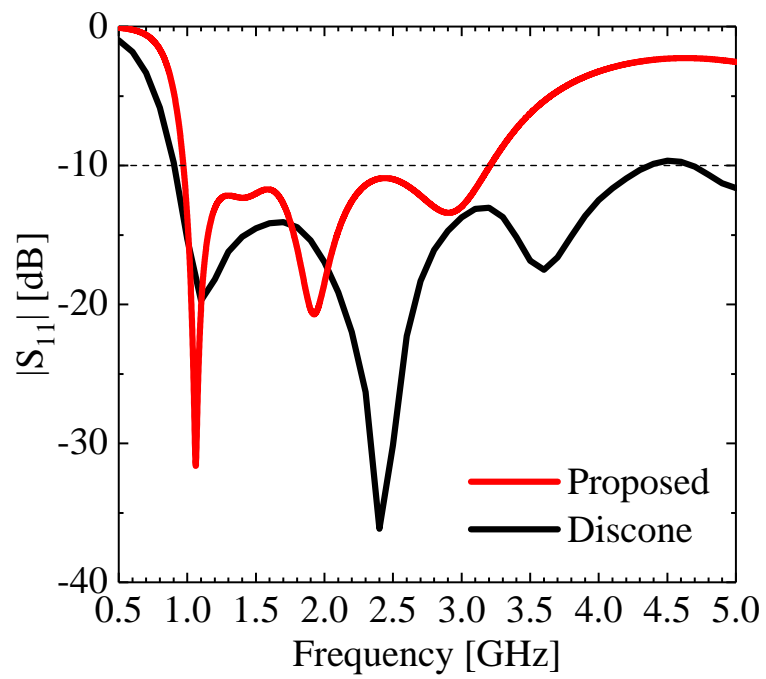


図 5.22  $|S_{11}|$  特性の比較.

## 放射パターン

図 5.23 に提案アンテナとディスコーンアンテナの放射パターンの  $zx$  面を示す．図 5.23(a) に示す 1.0 GHz において，ディスコーンアンテナと提案アンテナは同じように 8 の字型の放射パターンである．図 5.23(b) に示す 2.0 GHz において，ディスコーンアンテナと提案アンテナの放射パターンにはヌルがあり，上方向の放射は抑制されているが，水平方向には 0 dBi 程度放射している．図 5.23(c) に示す 3.0 GHz において，ディスコーンアンテナの放射パターンはヌルがあり放射パターンは乱れているが，提案アンテナの放射パターンは水平方向の放射が僅かに抑制されているものの，ヌルのない 8 の字型である．

### 5.3.4 試作及び測定

提案アンテナを試作，測定し，シミュレーションの妥当性を確認する．図 5.24 は試作した平板を付加したスリーブアンテナの写真であり， $w_p = 25$  mm の場合である．材料はモノポールと平板は銅，寄生素子とチョークは真鍮とした．

#### $|S_{11}|$ 特性

図 5.25 は測定した  $|S_{11}|$  特性である． $|S_{11}| < -10$  dB となる比帯域は，シミュレーションと測定結果でそれぞれ 107% と 108% であり，よく一致している．測定結果はシミュレーションよりも僅かに周波数が高くなっている．平板下端と寄生素子上端の間には 1 mm しか隙間がなく，この周波数のずれは製作誤差によると考えられる．

## 放射パターン

図 5.26 に測定した放射パターンと比較のためにシミュレーションで求めた放射パターンを示す．図 5.26(a), (b), (c) は 1, 2, 3 GHz の放射パターンであり，それぞれ左側は  $yz$  面，右側は  $xy$  面である．試作アンテナはシミュレーションより周波数が少し高いので，1.1, 2.1, 3.1 GHz の放射パターンを測定した．1 と 3 GHz において，測定結果はシミュレーションの結果とよく一致する．2 GHz において，測定した  $yz$  面の放射パターンはシミュレーションと少し異なり， $xy$  面の利得は少し低い．この違いは給電用同軸線路によるものと考えられる．シミュレーションにおいて，給電用同軸線路の長さ  $l_c$  は 1 mm としているが，試作アンテナは測定のために同軸線路がある．給電用同軸線路からの不要波により，図 5.26(b) の様に放射パターンを乱したと考えられる．

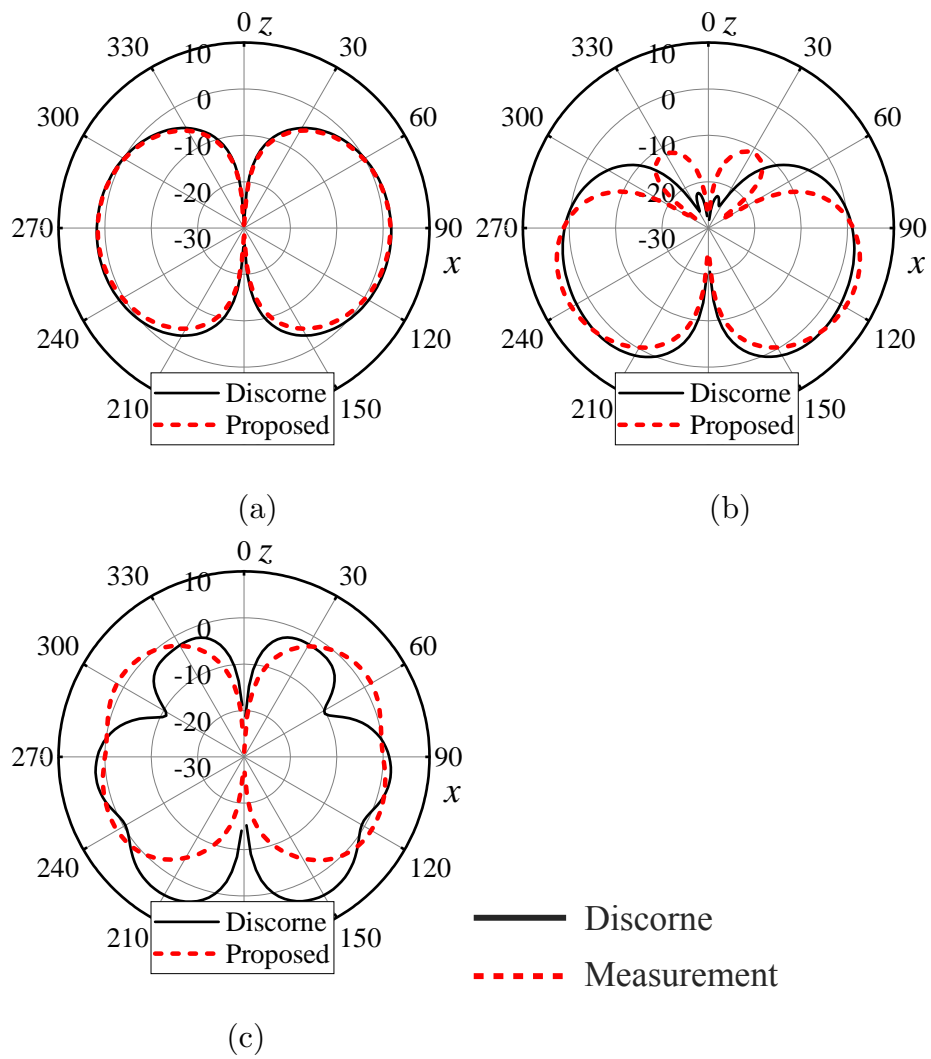


図 5.23 放射パターンの比較. (a)1.0 GHz, (b)2.0 GHz, (c)3.0 GHz.



図 5.24 試作した平板を付加した寄生素子付きスリーブアンテナの写真.

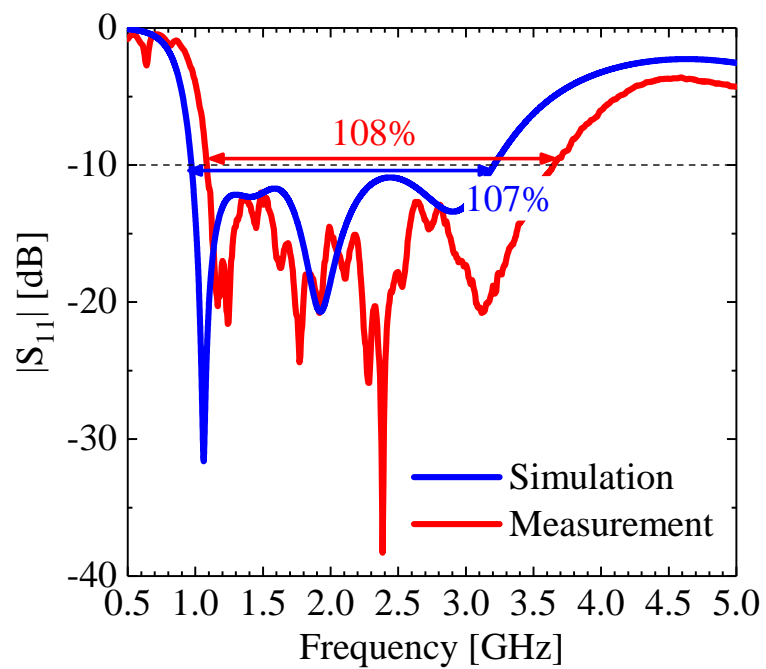
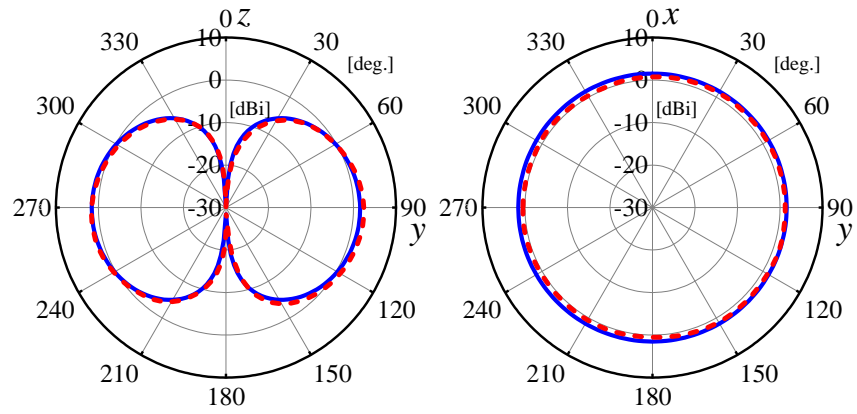
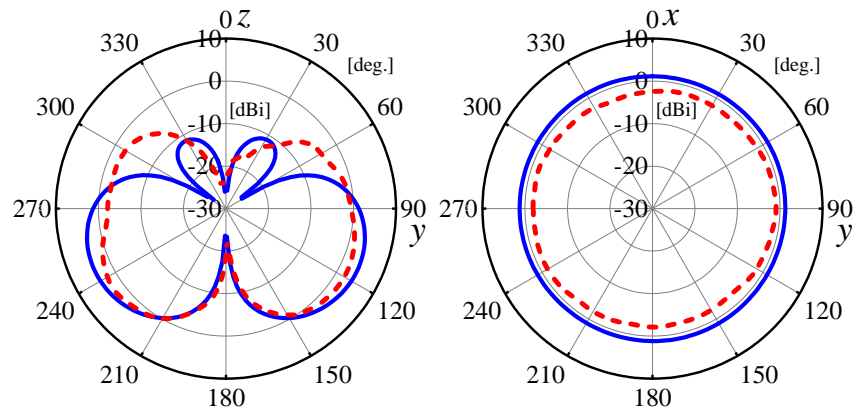


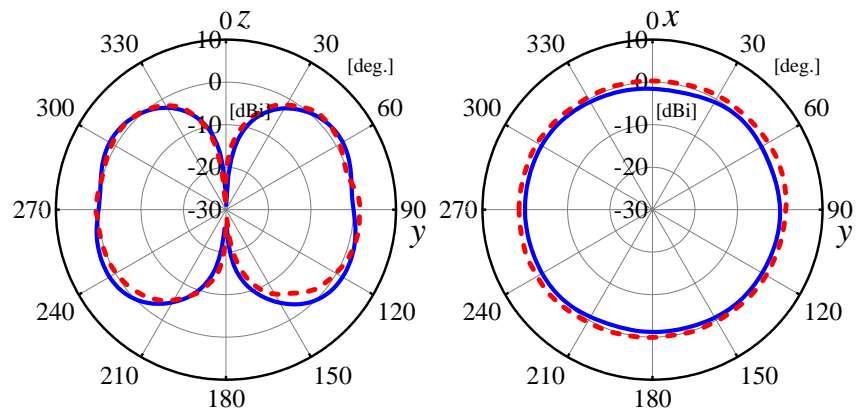
図 5.25  $w_p = 25$  mm のときの  $|S_{11}|$  特性の測定結果.



(a)



(b)



(c)

— Simulation  
 - - - Measurement

図 5.26  $w_p = 25$  mm のときの  $E_\theta$  偏波の放射パターンの測定結果. (a)1 GHz, (b)2 GHz, (c)3 GHz.

## 5.4 まとめ

本章では広帯域なスリーブアンテナを実現するために、広帯域に整合し、水平方向にヌルが生じない放射素子を提案した。

従来の寄生素子付きスリーブアンテナについて、アンテナを構成する寄生素子、チョーク、同軸線路の影響を確認するために、各構造パラメータを変更したときの  $|S_{11}|$  特性と放射パターンをシミュレーションにより求めた。各共振における波長とアンテナ素子の長さの関係を示し、電流分布からこの関係が妥当であることを確認した。また、このアンテナでは  $|S_{11}| < -10$  dB を広帯域に満たすことができず、2, 3 GHz における放射パターンはヌルが生じて水平方向の放射パターンを抑制することを確認した。

$|S_{11}|$  特性と放射パターンのヌルの影響を改善するために、平板を付加した寄生素子付きスリーブアンテナを提案した。平板の幅  $w_p$  を適切に調整することで整合する帯域を設計できることを示した。 $w_p = 10$  mm のとき  $|S_{11}| < -6$  dB を満たす比帯域は 162% となり、 $w_p = 25$  mm のとき  $|S_{11}| < -10$  dB を満たす比帯域は 105% となる。3.0 GHz における放射パターンを改善し、広帯域に水平方向に放射することができることを示した。この理由はシミュレーションで求めた電磁界分布によって説明した。提案アンテナは従来のディスコーンアンテナと比較することで性能を評価した。 $|S_{11}| < -10$  dB の比帯域は、提案アンテナでは 105% であり、ディスコーンアンテナの 125% には劣る。しかし、3.0 GHz において、ディスコーンアンテナの放射パターンは複数のヌルがあり 8 の字型ではないのに対して、提案アンテナの放射パターンはヌルはなく 8 の字型となっている。提案アンテナを試作し、 $|S_{11}|$  特性と放射パターンを測定した。測定結果はシミュレーション結果と良く一致し、シミュレーションの妥当性を示すことができた。

## 第 6 章

# 結論

スリーブアンテナはチョークが漏れ電流を抑制するので，新たなバランや地板が不要で同軸線路から直接給電できる実用的なアンテナであるが，一方で，アンテナの大きさが波長に依存すること，帯域が狭いことの 2 つの課題を持っている．これらの課題を克服するために，本論文では CRLH CL を利用したスリーブアンテナの小型化と広帯域化についてそれぞれ提案した．

第 2 章では CRLH CL の左手系モードの共振を利用してチョークを小型化した．CRLH CL はチョークとして同軸線路の外部導体に取り付けられるように同軸構造を採用し，左手系モードが伝搬するように設計した．CRLH CL を 5 セル並べて小型チョークを構成し，スリーブアンテナに取り付けて評価した．小型チョーク付きスリーブアンテナは  $|S_{11}|$  特性が  $-10$  dB 以下で，放射パターンの垂直面が 8 の字型となるように設計した．共振周波数において小型チョークの長さは  $0.06 \lambda_0$  である．小型チョーク付きスリーブアンテナの特性は従来の  $1/4$  波長チョーク付きスリーブアンテナと比較して評価した．小型チョーク付きスリーブアンテナは共振周波数において，利得 1.8 dBi, total antenna efficiency 92.3%, 漏れ電流  $-10$  dB 以下であり，従来の  $1/4$  波長チョーク付きスリーブアンテナと同等であることを示した．シミュレーションの妥当性を確認するために小型チョーク付きスリーブアンテナを試作した． $|S_{11}|$  特性と放射パターン，total antenna efficiency を測定し，シミュレーションとよく一致することを確認した．

第 3 章では固有モード解析を利用した設計方法を提案し，小型スリーブアンテナを設計した．小型スリーブアンテナは第 2 章で提案した小型チョークと文献 [83–86] で提案された小型放射素子で構成した．2 つの構造の共振周波数を一致させる必要があるが，従来の設計方法では所望の共振周波数を見つけ，一致させるのが困難だった．設計を簡単にするために固有モード解析を利用した設計方法を提案した．固有モード解析により小型チョー



クと小型放射素子の所望の共振モードの周波数と電磁界分布が明らかになった。小型スリーブアンテナは小型放射素子の構造パラメータを調整することで整合し、放射パターンの垂直面は8の字型に設計することができた。放射パターンが8の字型となるとき  $|S_{11}|$  特性に2つの共振が生じており、それぞれの共振が小型放射素子と小型チョークの-1次共振であることを電界分布から確認した。小型チョークの共振は小型放射素子の共振に近いときしか励振されず、さらに、8の字型の放射パターンを得るためには2つの共振周波数が十分近い必要があることを示した。設計した小型スリーブアンテナの特性は従来のスリーブアンテナと比較することで評価した。小型スリーブアンテナは長さが  $0.12 \lambda_0$  であり、従来の1/4波長チョーク付きスリーブアンテナの0.27倍に小型化された。また、共振周波数における電流阻止特性は-11.5 dBであり、従来と同等であることを示した。構造が非対称であるために水平面の利得には偏差があり、-1.8 から +2.4 dBi だった。Total antenna efficiency は0.73であった。シミュレーションの妥当性を確認するために小型スリーブアンテナを試作した。 $|S_{11}|$  特性と放射パターン、total antenna efficiency を測定し、シミュレーションとよく一致することを確認した。

第4章ではCRLH CLのEBGを利用して漏れ電流を抑制するチョークを提案した。共振を利用した従来の1/4波長チョークとは異なり、EBGの帯域を利用した非共振型のチョークであるため、広帯域に設計することができた。チョークに適用するCRLH CLのEBGは、ビアの数を4本にすることで比帯域は123%を得た。チョークの電流阻止特性は配列するCRLH CLの単位セルの数に依存し、20セル配列したとき十分に電流を阻止することがわかった。チョーク内部の電界分布を求め、電界の振幅が距離に従って減衰することを確認した。広帯域チョークを取り付けたスリーブアンテナのモノポールの長さを変化させることで、共振周波数を2 GHz から 7 GHz に設計したとき、各共振周波数における放射パターンは僅かに漏れ電流の影響はあるが、ヌルはなく全て8の字型であることを確認した。

第5章では広帯域なスリーブアンテナを実現するために、広帯域に整合し、放射パターンの水平方向の利得が広帯域に安定する放射素子について検討し、平板を付加した広帯域な寄生素子を有するスリーブアンテナを提案した。平板の大きさ  $w_p$  を適切に調整することで整合する帯域を設計でき、 $w_p = 10 \text{ mm}$  のとき  $|S_{11}| < -6 \text{ dB}$  を満たす比帯域は162%となり、 $w_p = 25 \text{ mm}$  のとき  $|S_{11}| < -10 \text{ dB}$  を満たす比帯域は105%となった。また、3 GHzにおける放射パターンはヌルがなく、1 GHz, 2 GHz, 3 GHzの広帯域に亘って水平方向に放射することを確認した。試作を行い、 $|S_{11}|$  特性と放射パターンを測定した。測定結果はシミュレーション結果と良く一致し、シミュレーションの妥当性を示すことができた。

本論文で提案した小型チョーク、広帯域チョークはスリーブアンテナのみならず、同軸線路から平衡回路に変換する際に流れる漏れ電流を抑制するために広く応用できるポテンシャルを持っている。また、小型スリーブアンテナを設計するために提案した固有モード解析を利用した設計手法は、CRLH TL を利用したアンテナの設計に有用であるだけでなく、他の共振型アンテナの設計にも利用可能である。

今後、多くの機器が無線通信する時代へ移行するにあたり、様々な機器、システムに適用するために、アンテナへの要求は更に高度になることが予想される。本論文では実用的なアンテナとして既に広く利用されているスリーブアンテナと、近年提案された従来にはない特性を実現できることで期待されている CRLH TL に着目した。本論文ではスリーブアンテナの小型化手法と広帯域化手法をそれぞれ提案したが、最終的に目指すべき目標は小型化と広帯域化を同時に達成することである。良く知られているように小型化と広帯域化はトレードオフの関係にあり、同時に達成するには制限があるが、第3章で示した提案アンテナの  $Q$  値は下限  $Q$  値よりも高く、小型化と広帯域化の限界に達していないことを示しているため、今後の課題として更に検討が必要である。

# 謝辞

本研究を進めるにあたり，熱心にご指導とご助言を賜りました防衛大学校の道下尚文准教授と森下久教授に心より感謝致します．道下尚文准教授には3年間の研究を通じて終始適切なご教授と研究の指針を示して頂きました．また，研究のみならず，道下尚文准教授の論理的な物事の考え方，迅速かつ的確な仕事の進め方は，筆者が今後仕事を行う上で大変参考となるものであり，心より感謝申し上げます．森下久教授には理工学研究科後期課程に進む機会を与えて頂きました．また，豊富な人生経験から，研究のみならず公私にわたり多くのご指導及びご助言を賜り重ねて深く感謝致します．また，ご多忙の中，本論文の審査を引き受けて頂き，数々の重要なお質問とご助言を賜りました横浜国立大学の新井宏之教授，千葉工業大学の長敬三教授，防衛大学校の立木隆教授に心より感謝致します．

本研究は筆者の所属する株式会社日立国際電気の全面的なご協力により達成することができました．筆者の投稿論文や学会発表等でご協力頂いた藤本直也氏，在学中に筆者が研究に専念できるように心を配り支えて下さった鈴木勝氏，防衛大学校で学ぶきっかけを作って下さった竹永浩太郎氏，須藤雅樹氏，在学中に多大なるご支援を頂いた大西信二氏，岡部浩一氏，防衛大学校への進学にあたりご相談させて頂くとともに激励を頂いた國澤輝生氏（当時顧問），岩本真一顧問，そのほかご協力頂いた同社の皆様に深く感謝致します．

筆者の山口大学博士前期課程在学中において，山口大学久保洋教授には電磁気学の基本から研究における考え方，進め方に至るまで懇切丁寧にご指導頂き，その全てが本研究を実施するための基礎となっており，心より感謝致します．また，山口大学在学中に度重なる有益なお助言を頂いた大阪大学真田篤志教授（当時山口大学所属），明星大学小寺敏郎准教授（当時山口大学所属），山口大学山本綱之助教に深く感謝致します．

在学期間中，研究活動及び研究室行事に共に取り組んだ道下研究室の木内尚之2等陸尉，ベトナム陸軍のゲン・タイン・ビン中尉，森下研究室の秋山佑佳1等空尉，松林一也技官，中川雄太氏，西山直人氏，野村宣仁1等陸尉，ベトナム陸軍のルオン・アン・トゥアン大尉，正木智大技官，秋山直己2等空尉，阿比留淳2等空尉，蒲生城久2等空尉，ベ

トナム陸軍のフン・クアン・クアン中尉に深く感謝いたします。また，本科学生として道下研究室に所属して共に学んだ榊原圭介氏，パヌワット・タムニタ氏，佐々木悠太氏，古賀耕介氏，丸岡義典氏，江頭昂生氏，小森玲哉氏，廣川恭巖氏に深く感謝致します。

本研究は以上の他，多くの方々のご指導，ご助力のもと達成されたものであり，謹んで御礼申し上げます。最後に，これまで研究活動を支え，応援してくれた家族に感謝致します。

## 参考文献

- [1] 電子情報通信学会（編），アンテナ工学ハンドブック 第2版，オーム社，2008.
- [2] Y. T. Lo and S. W. Lee, *Antenna Handbook: Antenna Theory*, vol. 2. New York, NY, USA: Reinhold, 1993.
- [3] M. Taguchi, S. Egashira, and K. Tanaka, "Sleeve Antenna with Ground Wires," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 39, no. 1, pp. 1322-1330, Jan. 1991.
- [4] A. J. Poggio and P. E. Mayes, "Pattern Bandwidth Optimization of the Sleeve Monopole Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 14, pp. 643-645, Sep. 1966.
- [5] M. Ojaroudi, O. A. Civi, "High Efficiency Loop Sleeve Monopole Antenna for Array Based UWB Microwave Imaging Systems," *IEEE Int. Symp. Antennas Propag. (APSURSI)*, pp. 1781-1782, 2016.
- [6] H. Chen and W. Chen, "Ultra-Wideband Design of Sleeve Monopole Antenna," *IEEE Antennas Propag. Society Int. Symp.*, pp. 689-692, 2007.
- [7] W. Tan and Z. Shen, "A Dual-Band Dual-Sleeve Monopole Antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, pp. 2951-2954, vol. 16, 2007.
- [8] Z. Shen and C. Qian, "A broad band double sleeve antenna," *Proc. Int. Conf. Asia-Pacific Microw.*, pp. 1461-1464, Sydney, Australia, 2000.
- [9] K. G. Thomas, N. Lenin, and M. Sreenivasan, "Wide-Band Dual Sleeve Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, pp. 1034-1037, vol. 54, no. 3, Mar. 2006.
- [10] W. L. Weeks, *Antenna Engineering*, McGraw-Hill, New York, 1968, Sec. 4.4.4.
- [11] W. L. Stutzman and G. A. Thiele, *Antenna Theory and Design 2nd edition*, John Wiley and Sons, Inc., New York, 1997.
- [12] H. E. King and J. L. Wong, "An experimental study of a balun-fed open-sleeve dipole in front of a metallic reflector," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 20,

- no. 2, pp. 201-204, Mar. 1972.
- [13] P. B. Katehi, N. G. Alexopoulos, and I. Y. Hshia, "A Bandwidth Enhancement MEthod for Microstrip Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 35, no. 1, pp. 5-12, Jan. 1987.
  - [14] T. G. Spence, and D. H. Werner, "A Novel Miniature Broadband/Multiband Antenna Based on an End-Loaded Planar Open-Sleeve Dipole," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 12, pp. 3614-3620, Dec. 2006.
  - [15] M. Taguchi and R. Erfan, "Analysis of Planar Sleeve Antenna," *Proc. of 2006 Int. Symp. on Antennas Propag.*, pp. 1-4, Singapore, Nov. 2006.
  - [16] 瀬戸佑, 田口光雄, "地上波テレビデジタル放送受信用平面状スリーブアンテナ," 信学技報, A・P2009-21, pp. 59-62, May 2009.
  - [17] H. Luyen, S. C. Hagness, and N. Behdad, "Reduced-Diameter Designs of Coax-Fed Microwave Ablation Antennas Equipped With Baluns," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 1385-1388, 2017.
  - [18] K. Tsunekawa, "High Performance Portable Telephone Antenna Employing a Flat-Type Open Sleeve," *IEICE Trans. Electron.*, vol. E79-C, no. 5, pp. 693-698, May 1996.
  - [19] 西岡泰弘, 深沢徹, 大嶺裕幸, "携帯無線端末用板状スリーブアンテナの2周波共有化," 信学総大, B-1-122, p. 140, March 2001.
  - [20] 常川光一, "小型筐体に設置された平板形スリーブアンテナにおける給電線の影響," 信学総大, B-43, p. 43, Mar. 1995.
  - [21] S. C. Jung and J. M. Woo, "Design of Sleeve Antenna for Suppressing Leakage Current on a Coaxial Cable," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 459-462, 2014.
  - [22] S. C. Jung, Y. S. Choi, and J. M. Woo, "Small Sleeve Dipole Antenna Using Inner Short Stub," *Int. Conf. Microw. Rador Wireless Commn.*, pp. 1-3, 2014.
  - [23] M. Makimoto and S. Yamashita, "Bandpass Filters Using Parallel Coupled Stripline Stepped Impedance Resonators," *IEEE Trans. Microw. Theory Techniques*, vol. MTT-28, no. 12, Dec. 1980.
  - [24] 西本研悟, 深沢徹, 牧野滋, 砂原米彦, "携帯端末用板状スリーブアンテナの小型化に関する一検討," 信学ソ大, B-1-43, p. 49, Sept. 2001.
  - [25] 西本研悟, 梅野良輔, 深沢徹, 大塚昌孝, 宮下裕章, 小西善彦, "可変容量を装荷した帯域可変スリーブアンテナ," 信学論 (B) , vol. J93-B, no. 9, pp. 1322-1330, Sept.

- 2010.
- [26] Z. Shen and R. H. MacPhie, "Rigorous Evaluation of the Impedance of a Sleeve Monopole by Modal-Expansion Method," *IEEE Trans. antennas and Propag.*, vol. 44, no. 12, pp. 1584-1591, Dec. 1996.
  - [27] M. Ali, M. Okoniewski, M. A. Stuchly, and S. S. Stuchly, "Dual-Frequency Strip-Sleeve Monopole for Laptop Computers," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, no. 2, pp. 317-327, Feb. 1999.
  - [28] V. Zachou, C. G. Christodoulou, M. T. Chryssomallis, D. Anagnostou, and S. Barbin, "Planar Monopole Antenna With Attached Sleeves," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 5, pp. 286-289, 2006.
  - [29] H. D. Chen, "Compact Broadband Microstrip-Line-Fed Sleeve Monopole Antenna for DTV Application and Ground Plane Effect," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 7, pp.497-500, 2008.
  - [30] Z. Y. Zhang, G. Fu, W. J. Wu, J. Lei, and S.X. Gong, "A Wideband Dual-Sleeve Monopole Antenna for Indoor Base Station Application," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 45-48, 2011.
  - [31] S. L. Zuo, Z. Y. Zhang, and J. W. Yang, "Planar Meander Monopole Antenna With Parasitic Strips and Sleeve Feed for DVB-H/LTE/GSM850/900 Operation in the Mobile Phone," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 27-30, 2013.
  - [32] C. Deng, X. Lv, and Z. Feng, "High Gain Monopole Antenna With Sleeve Ground Plane for WLAN Applications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.* vol. 16, pp. 2199-2202, 2017.
  - [33] 北村瑞穂, 作間允力雄, 田中和雅, 田口光雄, "広帯域スリーブアンテナ," 信学技報, A・P2005-11, pp. 13- 16, May 2005.
  - [34] 岩田成玄, グェン・トゥワン・ハン, 作間允力雄, 森下久, "広帯域スリーブアンテナの基本特性," 信学ソ大, B-1-146, p. 147, Sep. 2013.
  - [35] 岩田成玄, グェン・トゥワン・ハン, 作間允力雄, 森下久, "広帯域スリーブアンテナの基本特性," 映像情報メディア学会技術報告, vol. 37, no. 34, BCT2013-75, pp. 33-36, Jul. 2013.
  - [36] 沖貴志, グェン トゥワン ハン, 作間允力雄, 森下久, "チョーク付きスリーブアンテナの簡単な広帯域化手法," 信学論 (C), vol. J98-C, no. 2, pp. 34-35, Feb. 2015.
  - [37] C. Caloz and T. Itoh, "Application of the transmission line theory of left-handed

- (LH) materials to the realization of a microstrip LH transmission line,” *IEEE-APS Int. Symp. Dig.*, Vol. 2, June 2002, pp. 412-415.
- [38] C. Caloz and T. Itoh, “Transmission Line Approach of Left-Handed (LH) Materials and Microstrip Implementation of an Artificial LH Transmission Line,” *IEEE Trans. on Antennas Propag.*, vol. 52, no. 5, pp. 1159-1166, May, 2004.
  - [39] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*, Wiley-Interscience, Hoboken, NJ, 2005.
  - [40] G. V. Eleftheriades and K. G. Balmain, *Negative-Refractive Metamaterials: Fundamental Principles and Applications*, New York, John Wiley-IEEE Press, 2005.
  - [41] N. Engheta and R. W. Ziolkowski, *Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*, New York, John Wiley-IEEE Press, 2006.
  - [42] R. Marques, F. Martin, and M. Sorolla, *Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design, and Microwave Applications*, New York, John Wiley-IEEE Press, 2007.
  - [43] F. Martin, *Artificial Transmission Lines for RF and Microwave Applications*, New York, John Wiley-IEEE Press, 2015.
  - [44] F. Yang and Y. R. Samii, *Electromagnetic Band Gap Structures in Antenna Engineering*, New York, Cambridge University Press, 2009.
  - [45] F. Capolino, *Applications of Metamaterials*, Boca Raton, FL: CRC Press, 2009.
  - [46] A. Sanada, C. Caloz, and T. Itoh, “Zeroth Order Resonance in Composite Right/Left-Handed Transmission Line Resonators,” *Asia Pacific Microwave Conf. Dig.*, Korea, pp. 1588-1592, 2003.
  - [47] H. Iizuka and P. S. Hall, “Left-Handed Dipole Antenna and Their Implementations,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 5, pp. 1246-1253, May 2007.
  - [48] H. Iizuka and P. S. Hall, “Omnidirectional Left-Handed Loop Antenna,” *IEEE AP-S. Int. Symp.*, pp. 27-30, July 2006.
  - [49] A. Sanada, M. Kimura, I. Awai, C. Caloz, and T. Itoh, “A Planar Zeroth-Order Resonator Antenna Using a Left-Handed Transmission Line,” *34th Eur. Microw. Conf.*, Amsterdam, The Netherlands, pp. 1341-1344, Oct. 2010.
  - [50] H. Nakano, J. Miyake, M. Oyama, and J. Yamaguchi, “Metamaterial Spiral Antenna,” *IEEE Antenna Propag. Wireless Letters*, vol. 10, pp. 1555-1558, Dec. 2011.



- [51] T. J. Cui, D. R. Smith, and R. Liu, *Metamaterials: Theory, Design, and Applications*, Springer, New York, 2009.
- [52] C. Lin and H. Arai, “A small monopole antenna by left-handed coaxial structure,” *Int. Symp. on Electromagnetic Theory*, Ottawa, Canada, July 2007.
- [53] E. Yablonovitch, “Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 58, pp. 2059-2062, 1987.
- [54] K.-M. Ho, C. Chan, and C. Soukoulis, “Existence of a photonic gap in periodic dielectric structures,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 65, pp. 3152-3155, 1990.
- [55] C. Chan, K.-M. Ho, and C. Soukoulis, “Photonic band gaps in experimentally realizable periodic dielectric structures,” *Europhys. Lett.*, vol. 16, pp. 563-566, 1991.
- [56] S. Fan, P. Villeneuve, R. Meade, and J. Joannopoulos, “Design of three-dimensional photonic crystals at submicron lengthscales,” *Appl. Phys. Lett.*, vol. 65, pp. 1466-1469, 1994.
- [57] E. Ozbay, A. Abeyta, G. Tuttle, M. Tringides, R. Biswas, C. Chan, C. Soukoulis, and K.-M. Ho, “Measurement of a three-dimensional photonic band gap in a crystal structure made of dielectric rods,” *Phys. Rev. B Condens. Matter*, vol. 50, pp. 1945-1951, 1994.
- [58] M. Sigalas, C. Chan, K.-M. Ho, and C. Soukoulis, “Metallic photonic band-gap materials,” *Phys. Rev. B Condens. Matter*, vol. 52, pp. 11744-11751, 1995.
- [59] D. Sievenpiper, M. Sickmiller, and E. Yablonovitch, “3D wire mesh photonic crystals,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 76, pp. 2480-2483, 1996.
- [60] J. Pendry, A. Holden, W. Stewart, and I. Youngs, “Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 76, pp. 4773-4776, 1996.
- [61] V. Kuzmiak, A. Maradudin, and F. Pincemin, “Photonic band structures of two-dimensional systems containing metallic components,” *Phys. Rev. B Condens. Matter*, vol. 50, pp. 1683, 1994.
- [62] S. Fan, P. Villeneuve, and J. Joannopoulos, “Large omnidirectional band gaps in metallodielectric photonic crystals,” *Phys. Rev. B Condens. Matter*, vol. 54, pp. 11245-11251, 1996.
- [63] D. Sievenpiper, E. Yablonovitch, J. Winn, S. Fan, P. Villeneuve, and J. Joannopoulos, “3D metallo-dielectric photonic crystals with strong capaci-

- tive coupling between metallic islands,” *Phys. Rev. Lett.*, vol. 80, pp. 2829-2832, 1998.
- [64] A. Harvey, “Periodic and guiding structures at microwave frequencies,” *IRE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 8, pp. 30-61, June 1959.
- [65] R. Elliot, “On the theory of corrugated plane surfaces,” *IRE Trans. Antennas Propag.*, vol. 2, pp. 71-81, Apr. 1954.
- [66] P.-S. Kildal, “Artificially soft and hard surfaces in electromagnetics,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 38, pp. 1537-1544, Oct. 1990.
- [67] Z. Ying, P.-S. Kildal, A. Kishk, “Study of different realizations and calculation models for soft surfaces by using a vertical monopole on a soft disk as a test bed,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 44, pp. 1474-1481, Nov. 1996.
- [68] D. Sievenpiper, L. Zhang, R. F. J. Broas, N. G. Alexopolous, and E. Yablonovitch, “High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band,” *IEEE Trans. Microw. Theory Techniques*, vol. 47, no. 11, Nov. 1999.
- [69] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, “Microstrip antennas integrated with electromagnetic band-gap (EBG) structures: A low mutual coupling design for array applications,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 10, pp. 2936-2946, Oct. 2003.
- [70] 道下尚文, “電波を遮断する EBG 構造,” 信学通誌, no. 15, pp. 18-24, Dec. 2010.
- [71] 伊藤淳, 道下尚文, 森下久, “マッシュルーム構造を用いた逆 F アンテナ間の相互結合抑制,” 信学論, vol. J92-B, no. 6, pp. 930-937, June 2009.
- [72] H. L. Liu, B. Z. Wang, X.S. Yang, and W. Shao, “Elimination of Mutual Couplings In Reflectarray Using Electromagnetic Bandgap Structures,” *IEEE Antennas Propag. Society Int. Symp.*, Albuquerque, NM., July 2006, pp. 2299-2302.
- [73] H. Toyao, N. Ando, and T. Harada, “Electromagnetic Bandgap (EBG) Structures Using Open Stubs to Suppress Power Plane Noise,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E93-B, no. 7, pp. 1754-1759, July 2010.
- [74] 鳥屋尾博, 小林隼人, 安藤利和, 半杭英二, “メタマテリアル技術の EMC 応用と実用化,” 信学通誌, no. 33, pp. 27-32, July 2015.
- [75] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, “Step-like structure and EBG structure to improve the performance of patch antennas on high dielectric substrate,” *IEEE AP-S Int. Symp.* vol. 2, pp. 482-485, July 2001.
- [76] 村上靖宜, 堀俊和, 藤元美俊, “AMC 反射板付ダイポールアンテナのための反射板の

- 最適構成,” 信学論 B, vol. J98-B, no. 11, pp. 1212-1220, Nov. 2015.
- [77] 小柳智之, 山本学, 野島俊雄, “EBG 基板上に配置された葉状ボウタイアンテナ,” 信学論 B, vol. J94-B, no. 9, pp. 1133-1145, Sep. 2011.
- [78] M. G. Bray and D. H. Werner, “A Broadband Open-Sleeve Dipole Antenna Mounted Above a Tunable EBG AMC Ground Plane,” *IEEE Antennas Propag. Society Symp.*, Monterey, CA, Sept. 2004, pp. 1147-1150.
- [79] L. A. Asl, D. J. Kern, S. Hall, and D. H. Werner, “Wideband Dipoles on Electromagnetic Bandgap Ground Planes,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 9, pp. 2426-2434, Sept. 2007.
- [80] 中島将光, マイクロ波工学 基礎と原理森北出版, 1975.
- [81] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design* 3rd ed., John Wiley & Sons, New York, 2005.
- [82] 石井望, アンテナ基本測定法, コロナ社, 2011.
- [83] 林承彬, 新井宏之, “左手系同軸構造を用いた  $\lambda/4$  モノポールアンテナ,” 信学技報, A・P2006-92, pp. 91-94, Oct., 2006.
- [84] 林承彬, 新井宏之, “左手系同軸構造を用いた小型モノポールアンテナの実験的検討,” 信学総大, BS-1-7, pp. 23-24, Mar., 2007.
- [85] C. Lin and H. Arai, “A small monopole antenna by left-handed coaxial structure,” Int. Symp. on Electromagnetic Theory, Ottawa, Canada, July 2007.
- [86] C. Lin, H. Arai, and T. Suda, “A Small Monopole Antenna Based on Composite Right/Left-Handed Transmission Line by Coaxial Structure,” *Proc. of Int. Workshop on Antenna Technology (iWAT 2008)*, Chiba, Japan, May 2008, pp. 418-421.
- [87] C. Lee, K. M. K. H. Leong, and T. Itoh, “Design of Resonant Small Antenna Using Composite Right/Left-Handed Transmission Line,” *Proc. IEEE Antennas and Propag. Society Int. Symp.*, Jun. 2005.
- [88] M. Schüssler, J. Freese, and R. Jakoby, “Design of Compact Planar Antennas using LH-Transmission Lines,” *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp.*, Jun. 2004, vol. 1, pp. 209-212.
- [89] A. Rennings, S. Otto, T. Liebig, C. Caloz, and I. Wolff, “Dual-band composite right/left-handed ring antenna with linear/circular polarization capability,” *Proc. Firest European Conf. Antennas Propag. (EuCAP 2006)*, Nice, France, Nov. 2006, pp. 1-6.

- [90] A. Rennings, T. Liebig, S. Abielmona, C. Caloz, and P. Waldow “Tri-band and dual-polarized antenna based on composite right/left-handed transmission line,” *Proc. European Microwave Conf.*, Oct. 2007, pp. 720-723.
- [91] H. R. Stuart, “Eigenmode Analysis of Small Multielement Spherical Antennas,” *IEEE Trans. on Antennas Propag.*, vol. 56, no. 9, pp. 2841-2851, Sept. 2008.
- [92] H. R. Stuart, “Eigenmode Analysis of a Two Element Segmented Capped Monopole Antenna,” *IEEE Trans. on Antennas Propag.*, vol. 57, no. 10, pp. 2980-2988, Oct. 2009.
- [93] S. Wang and H. Arai, “Analysis of an optimized notch array antenna by using the theory of characteristic modes,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 253-256, 2014.
- [94] N. Nomura, N. Michishita, and H. Morishita, “Characteristic Mode Analysis of Hemispherical Shell for Helmet Antenna Design,” *Int. Symp. Antennas Propag.*, n. 5, Okinawa, Japan, Oct. 2016.
- [95] M. Vogel, G. Gampala, D. Ludick, U. Jakobus, and C. J. Reddy, “Characteristic mode analysis: Putting physics back into simulation,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 57, no. 2, pp. 307-317, Apr. 2015.
- [96] G. Shaker and S. Safavi-Naeni, “Antenna Design for Smartphones Using Modal/Eigenmode Analysis,” *European Conf. Antennas Propag.*, pp. 3457-3460, Mar. 2017.
- [97] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook, Fourth Ed.*, Mc Graw-Hill, 2007.
- [98] J. S. McLean, “A re-examination of the fundamental limits on the radiation  $Q$  of electrically small antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 44, no. 5, pp. 672-676, May 1996.
- [99] 新井宏之, “小形アンテナ：小型化手法とその評価法,” *信学論 (B)*, vol. J87-B, no. 9, pp. 1140-1148, Sept. 2004.
- [100] D. J. Kern, D. H. Werner, A. Monorchio, L. Lanuzza, and M. J. Wilhelm, “The Design Synthesis of Multiband Artificial Magnetic Conductors Using High Impedance Frequency Selective Surfaces,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 1, pp. 8-17, Jan. 2005.
- [101] R. B. Waterhouse and D. Novak, “A Small Electromagnetic Bandgap Structure,” *IEEE MTT-S Int. Symp. Dig.*, San Francisco, CA, June 2006, pp. 602-605.
- [102] Y. Toyota, A. E. Engin, T. H. Kim, and M. Swaminathan, “Stopband Analysis

- Using Dispersion Diagram for Two-Dimensional Electromagnetic Bandgap Structures in Printed Circuit Boards,” *IEEE Microw. Wireless Components Lett.*, vol. 16, no. 12, Dec. 2006.
- [103] Z. Bayraktar, J. P. Turpin, and D. H. Werner, “Nature-Inspired Optimization of High-Impedance Metasurfaces With Ultrasmall Interwoven Unit Cells,” *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 1563-1566, 2011.
- [104] J. H. Choi, P. W. C. Hon, and T. Itoh, “Dispersion Analysis and Design of Planar Electromagnetic Bandgap Ground Plane for Broadband Common-Mode Suppression,” *IEEE Microw. Wireless Components Lett.*, vol. 24, no. 11, pp. 772-774, Nov. 2014.
- [105] Y. Kasahara, H. Toyao, and E. Hankui, “Compact and Multiband Electromagnetic Bandgap Structures With Adjustable Bandgaps Derived From Branched Open-Circuit Lines,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 65, no. 7, pp. 2330-2340, July 2017.
- [106] Y. Kasahara, H. Toyao, and E. Hankui, “Band-Selectively Tunable Electromagnetic Bandgap Structures With Open-Circuit Lines and Variable Capacitors,” *IEEE Microw. Wireless Components Lett.*, vol. 27, no. 7, pp. 615-617, July, 2017.
- [107] S. Y. Huang and Y. H. Lee, “Tapered Dual-Plane Compact Electromagnetic Bandgap Microstrip Filter Structures,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 9, pp. 2656-2664, Sep. 2005.
- [108] S. Y. Huang and Y. H. Lee, “Compact U-Shaped Dual Planar EBG Microstrip Low-Pass Filter,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 12, pp. 3799-3805, Dec. 2005.
- [109] J. G. Garcia, J. Bonache, and F. Martin, “Application of Electromagnetic Bandgaps to the Design of Ultra-Wide Bandpass Filters With Good Out-of-Band Performance,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, no. 12, pp. 4136-4140, Dec. 2006.
- [110] Y. Zou, X. Hu, S. He, and Z. Lin, “Compact coplanar waveguide low-pass filter using a novel electromagnetic bandgap structure,” *Int. Symp. Antenas Propag. Electromagn. Theory*, Guilin, China, Oct. 2006, pp. 1-4.
- [111] S. G. Mal and Y. Z. Chueh, “Coplanar Waveguide Bandpass Filters With Compact Size and Wide Spurious-Free Stopband Using Electromagnetic Bandgap Resonators,” *IEEE Microw. Wireless Components Lett.*, vol. 17, no. 3, Mar.

2007. pp. 181-183.
- [112] R. Duan, S. Huang, and Y. Lu, "Optimization of Broadband Bandpass Filter Using Tapered Electromagnetic Bandgap Structures," *Proc. Asia-Pacific Microw. Conf.*, Bangkok, Thailand, Dec. 2007, pp. 1-4.
  - [113] H. Zhu and J. Mao, "Miniaturized Tapered EBG Structure With Wide Stopband and Flat Passband," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 11, pp. 314-317, Mar. 2012.
  - [114] K. Wong, C. Wu, S. Su, "Ultrawide-band square planar metal-plate monopole antenna with a trident-shaped feeding strip," *IEEE Trans. Antennas & Propag.* vol. 53, pp. 1262-1269, 2005.

# 研究業績

## 学術論文

1. T. Fukushima, N. Michishita, H. Morishita, and N. Fujimoto, “Coaxially Fed Antenna With Choke Structure Using Left-Handed Transmission Line,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 65, no. 12, pp. 6856-6863, Dec. 2017.
2. T. Fukushima, N. Michishita, H. Morishita, and N. Fujimoto, “Broadband Sleeve Dipole Antenna with Consistent Gain in the Horizontal Direction,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E101-B, no. 4, pp. 1061-1068, April 2018.
3. T. Fukushima, N. Michishita, H. Morishita, and N. Fujimoto, “Coaxially Fed Antenna Composed of Monopole and Choke Structure Using Two Different Configurations of Composite Right/Left-Handed Coaxial Lines,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E102-B, no.2, Feb. 2019 (accepted).

## 国際会議

1. T. Fukushima, N. Michishita, and H. Morishita, “Sleeve Antenna with Left-handed Choke Structure,” *Int. Symp. Antennas Propag.*, Okinawa, Japan, Oct. 2016, pp. 484-485.
2. T. Fukushima, N. Michishita, H. Morishita, and N. Fujimoto, “Broadband Planar Sleeve Dipole Antenna,” *Int. Workshop Antenna Technol.*, Athens, Greece, Mar. 2017, p. 272.
3. T. Fukushima, N. Michishita, H. Morishita, and N. Fujimoto, “Sleeve Antenna Composed of Two Kinds of Composite Right/Left-handed Transmission Lines,” *Asian Workshop Antennas Propag.*, Sapporo, Japan, June, 2017, pp. 92-93.

4. T. Fukushima, N. Michishita, H. Morishita, and N. Fujimoto, "Planar Sleeve Antenna with Left-handed Choke Structure," *IEEE Int. Symp. Antennas Propag.*, San Diego, CA, July 2017, pp. 739-740.
5. T. Fukushima, N. Michishita, H. Morishita, and N. Fujimoto, "Sleeve Antenna Composed of Two Coaxial Composite Right/Left-Handed Transmission Lines," *Int. Symp. Antennas Propag.*, Phuket, Thailand, Oct. 2017, pp. 1-3.
6. T. Fukushima, N. Michishita, H. Morishita, and N. Fujimoto, "Current Rejection Characteristic of Coaxially Fed Antenna with Choke Structure Using Composite Right/Left-Handed Coaxial Line," *Proc. Vietnam-Japan Int. Sym. Antennas Propag.*, Da Nang, Vietnam, May 30, 2018, pp. 64-67.
7. T. Fukushima, N. Michishita, H. Morishita, and N. Fujimoto, "Current Rejection Characteristics of Choke Structure Composed of Composite Right/Left-Handed Coaxial Line," *IEEE Int. Symp. Antennas Propag.*, Boston, MA, July 2018, pp. 1981-1982.
8. T. Fukushima, N. Michishita, H. Morishita, and N. Fujimoto, "Miniaturized Coaxially Fed Antenna Using Composite Right/Left-Handed Transmission Lines," *Progress In Electromagnetics Res. Symp.*, Toyama, Japan, Aug. 2018, p. 1554.
9. T. Fukushima, N. Michishita, H. Morishita, and N. Fujimoto, "Coaxially Fed Antennas Using Composite Right/Left-Handed Coaxial Line Resonators," *Int. Workshop Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition*, Nagoya, Japan, Aug. 2018.
10. T. Fukushima, N. Michishita, H. Morishita, and N. Fujimoto, "Coaxially Fed Monopole Antenna Composed of Composite Right/Left-Handed Transmission Line," *Int. Symp. Antennas Propag.*, Busan, Korea, Oct. 2018, pp. 397-398.

## 国内会議，研究会

1. 福島崇嗣, 道下尚文, 森下久, 藤本直也, "左手系チョーク付きスリーブアンテナ," 信学技報, AP2016-50, pp. 79-82, July 2016.
2. 福島崇嗣, 道下尚文, 森下久, 藤本直也, "左手系チョーク付きスリーブアンテナ," 信学ソ大, B-1-58, Sep. 2016.



3. 福嶋崇嗣, 道下尚文, 森下久, 藤本直也, “左手系チョーク付き平面状スリーブアンテナ,” 信学総大, B-1-105, Mar. 2017.
4. 福嶋崇嗣, 道下尚文, 森下久, 藤本直也, “2 種類の右手/左手系複合伝送線路で構成されたスリーブアンテナ,” 信学ソ大, B-1-69, Sep. 2017.
5. 福嶋崇嗣, 道下尚文, 森下久, 藤本直也, “右手/左手系複合伝送線路を用いたスリーブアンテナ,” 電気・情報関係学会九州支部連合大会, 10-1A-03, p. 89, Sep. 2017.
6. 福嶋崇嗣, 道下尚文, 森下久, 藤本直也, “2 つの異なる右手/左手系複合同軸線路で構成されたスリーブアンテナ,” 信学技報, AP2017-191, pp. 1-4, Mar. 2018.
7. 福嶋崇嗣, 道下尚文, 森下久, 藤本直也, “右手/左手系複合同軸線路で構成されたチョークの電流阻止特性,” 信学総大, B-1-96, March 2018.
8. 福嶋崇嗣, 道下尚文, 森下久, 藤本直也, “右手/左手系複合同軸線路で構成される平面状スリーブアンテナ,” 信学技報, AP2018-7, pp. 33-36, April 2018.
9. 福嶋崇嗣, 道下尚文, 森下久, 藤本直也, “0 次共振器で構成したチョーク付き同軸給電モノポールアンテナ,” 信学ソ大, B-1-46, Sep. 2018.