

# 円偏波アンテナの基礎

博士(工学) 福迫 武 著

コロナ社

# ま え が き

電波の電界が一定の形を波面内に描きながら振動する性質は偏波と呼ばれる。最も効率よい電波の送受信のためには、伝搬方向を法線とする波面内におけるアンテナの角度で、特に送受信アンテナそれぞれの電界が最も大きく振動する向きが一致する角度、すなわち偏波の向きに相当する角度（アライメント角と呼ばれる）が一致するように送受信アンテナの角度を選ぶことが求められる。電界が描く偏波の形状が直線状であれば直線偏波と呼ばれるが、その一方で電界が円形を描くように回転しながら伝搬する偏波は円偏波と呼ばれ、応用上の利点が二つ知られている。一つ目は電界成分が回転しながら伝搬する振舞いにより、波面内の送受信アンテナにおけるアライメント角が自由に選べることである。二つ目は入射角がブリュースター角内であれば反射後の電界の旋回方向が逆転し、交差偏波となる性質である。後者は、例えばマルチパスフェージング（多重波による干渉）の軽減につながる。

円偏波の応用は多岐にわたるが、例えば移動体衛星通信や GPS (global positioning system), RFID (radio frequency identifier), レーダ, DBS (direct broadcasting satellite), ETC (electronic toll collection) システム, および電波天文などが挙げられる。これらは前述の振舞いの恩恵を受けていると考えてよい。このような各種応用に向けた円偏波アンテナにはさまざまな要求事項が生じてくる。そのような背景の中、円偏波アンテナに関する研究論文や発表数は近年増加傾向にある一方で、円偏波アンテナに特化した国内向けの教科書は現時点で出版されていないようであるため、著者の浅学菲才を顧みずも本書を出版するに至った。本書が偏波という観点からアンテナを考えるよい機会となれば幸いである。本書では、まず最初にアンテナ全般の基本的事項や概念について1章にまとめた。2章においては円偏波に関する基本的知識について述

べる。円偏波の発生のためにはアンテナ上の電流を制御することが必要であり、発生する電界が給電信号の位相の進行に伴って回転する機能をもたせることが必要である。これらの基本構造については3章で扱う。また、円偏波アンテナの広帯域化、小型化などの性能向上技術について4章で述べる。測定は円偏波アンテナの評価のために重要であり、円偏波の振舞いに特化したアンテナの評価方法や測定方法については5章で述べる。

最後に、本書においては円偏波アンテナに関する基本技術や概念を主に扱ったが、これらの内容は電子情報通信学会アンテナ・伝播研究会主催のアンテナ・伝搬における設計・解析手法ワークショップ第56回の内容を基にしている。ワークショップの準備の際においては、高橋応明先生（千葉大学）、新井宏之先生（横浜国立大学）、北直樹様（NTT）をはじめとする実行委員会メンバーからの多くの有意義なご指導ご鞭撻に基づいており深謝したい。また、本書の執筆に際して実行委員会のメンバーでもあり、日ごろより学会などで議論をさせていただいている西山英輔先生（佐賀大学）には通読と共に多くの指摘をしていただき、さらに著者と同じ研究グループの久世竜司先生（熊本大学）には細かい校正でお世話になり、両先生に対しても深く感謝したい。以上のようなサポートがあったにもかかわらず本書に不具合な点があれば、<sup>ひとえ</sup>偏に著者の能力不足や理解不足のためであろう。なにかお気づきの際には著者までご一報いただきたい。

2018年8月

福迫 武

# 目 次

## 1. アンテナの基礎

1.1	伝送線路理論	2
1.1.1	分布定数線路モデル	2
1.1.2	入力インピーダンスとインピーダンス整合について	4
1.1.3	短絡スタブと開放スタブ	5
1.2	マクスウェル方程式	6
1.3	微小放射素子について	7
1.3.1	微小電気ダイポール	8
1.3.2	微小電流ループ	11
1.3.3	微小電気ダイポールと微小電流ループ	12
1.4	ダイポールアンテナ	14
1.5	スロットアンテナ	16
1.6	導波管およびホーンアンテナについて	17
1.6.1	方形導波管について	17
1.6.2	ホーンアンテナについて	20
1.6.3	円形導波管について	20
1.7	マイクロストリップ線路とパッチアンテナ	21
1.8	アンテナの諸特性	25
1.8.1	入力インピーダンス	25
1.8.2	アンテナのもつ損失	28
1.8.3	アンテナの利得	31

1.9 フリスの公式	33
引用・参考文献	34

## 2. 円偏波の基礎

2.1 平面波とは	35
2.2 偏波とは	36
2.3 円偏波の旋回方向	37
2.4 幾何学的パラメータによる楕円偏波の表現	40
2.5 Jones ベクトルによる偏波の表現	41
2.5.1 Jones ベクトルについて	41
2.5.2 円偏波を基底とした偏波の合成	43
2.6 ストークスパラメータによる偏波の表現	43
2.7 ポアンカレ球による偏波の表現	45
2.8 $AR$ について	47
2.8.1 軸比が電波の送受信に与える影響	48
2.8.2 軸比と $XPD$ について	49
2.8.3 軸比と偏波損失について	50
2.8.4 振幅比と位相差の変化が軸比に及ぼす影響	52
2.9 反射および透過による偏波の変化	53
2.9.1 定式化	53
2.9.2 反射前後の円偏波の振舞いの変化	57
2.9.3 透過前後の円偏波の振舞いの変化	59
引用・参考文献	61

### 3. 円偏波アンテナの基本的構成

3.1	ヘリカルアンテナ	63
3.1.1	ノーマルモードヘリカルアンテナ	64
3.1.2	軸モードヘリカルアンテナ	72
3.2	スパイラルアンテナ	81
3.2.1	自己補対構造	82
3.2.2	スパイラル曲線	83
3.2.3	スパイラル素子からの円偏波の放射	86
3.2.4	アルキメデススパイラルアンテナの設計例	89
3.3	直交励振	91
3.3.1	クロスダイポールによる円偏波の直交励振と給電回路	91
3.3.2	パッチアンテナによる円偏波の直交励振	95
3.4	摂動励振	98
3.4.1	クロスダイポールによる摂動励振	99
3.4.2	パッチアンテナの摂動励振	103
3.5	偏波変換器による円偏波励振	110
3.6	シーケンシャルアレーによる円偏波の励振	113
3.6.1	シーケンシャルアレー	113
3.6.2	円偏波アンテナの回転配置による AR 帯域の広帯域化	115
3.7	マイクロストリップ線路アレーアンテナ	118
	引用・参考文献	122

### 4. 円偏波アンテナの実際

4.1	4点給電法による円偏波の励振	126
-----	----------------	-----

4.1.1	2点給電法における交差偏波発生メカニズムと4点給電法による対策	127
4.1.2	4点給電法によるヘリカルアンテナ	129
4.2	円偏波アンテナの広帯域化	133
4.2.1	パッチアンテナのインピーダンス帯域の広帯域化	134
4.2.2	ARの広帯域化	136
4.2.3	4点給電法による円偏波パッチアンテナの広帯域化	138
4.2.4	広帯域導波管型円偏波アンテナ	145
4.2.5	メタ表面による円偏波アンテナの広帯域化	149
4.3	円偏波アンテナの小型化技術	155
4.3.1	素子形状の工夫による小型化	155
4.3.2	高誘電率材料の使用と負荷装荷による小型化	157
4.4	無指向性円偏波アンテナ	159
	引用・参考文献	162

## 5. 円偏波アンテナの測定

5.1	円偏波測定の基本	169
5.2	偏波測定法	172
5.3	放射パターンの測定	172
5.3.1	主偏波と交差偏波の測定	172
5.3.2	スピリニア法	174
5.4	偏波パターンの測定	176
5.5	ARの測定	177
5.5.1	スピリニアパターン測定によるAR測定	178
5.5.2	直線偏波アンテナを用いたAR測定	178
5.5.3	円偏波アンテナを用いたAR測定とセンスの特定	180

5.6 偏波状態の測定	181
5.6.1 振幅と位相の測定による方法	181
5.6.2 振幅測定のみによる方法 (6パラメータ法)	182
5.7 円偏波アンテナの利得の単位と直交2偏波の電力合成	184
5.7.1 円偏波アンテナの利得の単位	184
5.7.2 直交2偏波の電力合成	186
5.7.3 dBi と dBic の関係	189
5.8 円偏波アンテナの利得の測定	191
5.8.1 比較法	191
5.8.2 2アンテナ法	194
5.8.3 3アンテナ法	194
引用・参考文献	195
付 録	197
A.1 偏波パラメータの導出	197
A.1.1 楕円偏波を表す関数の導出	197
A.1.2 $\varepsilon$ について	198
A.1.3 $\tau$ について	199
A.1.4 $AR$ について	200
A.1.5 ストークスパラメータ $S_1, S_2, S_3$ について	201
A.2 方形パッチアンテナの設計について	202
A.3 円形パッチアンテナの設計について	205
引用・参考文献	206
索 引	207



# 1章

## アンテナの基礎

アンテナは回路中の信号である高周波電気信号を空間中の電磁波に変換したり、空間中の電磁波を受けて高周波電気信号へ変換して回路中へ送るインタフェースとしての役割をもつ。その原理としては、電磁気学の議論によると電磁波の放射の源は電荷や電流であることが示されている。実際、空気中の導体に高周波電流が存在する場合、その周りには電磁界が分布され、結果として電磁波が放射されることが知られている。また、空間への電磁波の放射が効率的に行われるアンテナは、やはり効率的に電磁波から回路中の電気信号へ変換される。

アンテナには線状アンテナやスロットアンテナなどのいくつかの種類がある。ダイポールアンテナやループアンテナは線状アンテナの代表格であり、それらのアンテナは導体素子上の電流が放射の源となり、さらに微小な電気ダイポール（ヘルツダイポールともいう）が集合したアンテナとして考えることができる。一方、スロットアンテナや面状のパッチアンテナは、磁流の概念を使うとアンテナの動作が理解しやすいことが知られている。よってスロットアンテナは、磁流の流れる微小な磁気ダイポールが集合したアンテナと考えることができる。

本章では、アンテナの基本的な性質や特性について理解することを目的とする。しかしながら、アンテナに接続される伝送線路の回路的性質の理解も重要であるために、まずは伝送線路理論から述べていくことにする。つぎに、アンテナの動作を理解するのに必要な電磁界の基本について述べる。さらにアンテナを構成する微小アンテナの放射から説明し、アンテナの基本的動作やアンテナに関する基本的な事項について説明する。なお、本章においてはアンテナの基礎の説明に重きを置くために、円偏波アンテナの話に先駆けて、扱うアンテナは基本的に直線偏波であることを前提とする。

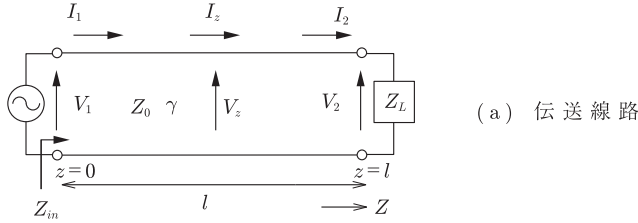
## 1.1 伝送線路理論

電波の送受信を行う回路上では、正弦波で構成された高周波信号を扱うことが前提となる。高周波信号とは、その波長に比べて回路長が無視できない長さの回路で使用される信号のことであり、回路上の信号が波の性質をもつことを理解する必要がある。よって回路上に不連続があったり終端が開放や短絡であれば反射波が起こり、回路上を進行する進行波と合わせて定在波が生じる。回路上の信号が波のような性質をもつのであれば、信号の電圧や電流が回路上の場所によって強かったり弱かったり、あるいは向きが変化する箇所が周期的に分布すると考えられる。以上のような性質のため、高周波を扱う回路は等価的にインダクタやキャパシタが周期的に分布する分布定数線路のモデルがよく使用される。本節では高周波信号の性質を伝送線路理論に基づいて説明する。

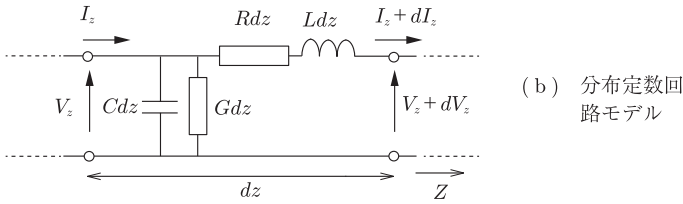
### 1.1.1 分布定数線路モデル

高周波を扱う伝送線路として図 1.1 (a) に示す 2 線から成り立つ分布定数線路を考える。図において線路の左端には交流電源が接続され、この場所を  $z = 0$  とする。また  $z = l$  には負荷抵抗  $Z_L$  が接続されている。また線路上の任意の位置の電圧と電流はそれぞれ  $V_z, I_z$  とする。さらに電源に近い  $z = 0$  における電圧と電流をそれぞれ  $V_1, I_1$  とし、 $Z_L$  に近い  $z = l$  の位置線路上の任意の位置  $z$  の電圧と電流をそれぞれ  $V_2, I_2$  とする。ここで線路上の波長を  $\lambda$  とする。

つぎに、図 1.1 (a) の中の微小区間  $dz$  における等価回路では、冒頭で述べたようにインダクタやキャパシタが分布すると考え、図 (b) のようにインダクタは電流によって発生するため回路に直列に入れ、またキャパシタは線路間の電圧で発生するため並列に入れる。ここでそれぞれの単位長当りのインダクタンスを  $L$  [H/m]、単位長辺りのキャパシタンスを  $C$  [F/m] とする。また、この線路には信号に損失が存在し、単位長辺りの抵抗値  $R$  [ $\Omega$ /m] とコンダクタンス値  $G$  [S/m] をもつ抵抗が存在し、それぞれ直列と並列に入る。 $dz$  は十分小さ



(a) 伝送線路



(b) 分布定数回路モデル

図 1.1 分布定数線路

いと考へ、 $\{V_z - (V_z + dV_z)\}/dz = dV_z/dz$ 、 $\{I_z - (I_z + dI_z)\}/dz = dI_z/dz$  のように考へると、図 (b) より以下の方程式を立てることができる。

$$-\frac{dV_z}{dz} = (R + j\omega L)I_z = ZI_z \tag{1.1}$$

$$-\frac{dI_z}{dz} = (G + j\omega C)V_z = YI_z \tag{1.2}$$

これらの 2 式より以下の波動方程式を導出することができる。

$$\frac{d^2V_z}{dz^2} = \gamma^2V_z \tag{1.3}$$

$$\frac{d^2I_z}{dz^2} = \gamma^2I_z \tag{1.4}$$

以上の 2 式は電信方程式と呼ばれる。ここで

$$\gamma^2 = ZY = (R + j\omega L)(G + j\omega C) = (\alpha + j\beta) \tag{1.5}$$

であるが、 $\gamma$  は伝搬定数と呼ばれ、特に  $\alpha$  [Np/m] (または  $20\alpha \log_{10} e$  [dB/m]) は減衰定数、 $\beta = 2\pi/\lambda$  [rad/m] は位相定数と呼ばれる。これより一般解は未定係数  $A, B$  を用いてつぎのように求められる。

$$V_z = Ae^{\gamma z} + Be^{-\gamma z} \quad (1.6)$$

$$I_z = \frac{\gamma}{Z_0}(-Ae^{\gamma z} + Be^{-\gamma z}) \quad (1.7)$$

式(1.6), (1.7)の意味であるが,  $Be^{-\gamma z}$ の項が示す電圧または電流は, 図1.1(a)において,  $+z$ 方向に同じ位相をもつ波の部分が進行する進行波と考えることができる。このとき, 本書の3章でも説明するように, スパイラルもしくはヘリカル上の素子において円偏波の励振を可能にすることができる。また,  $Ae^{\gamma z}$ は反射によって生じた反射波である。よって上記の式は進行波と反射波が同時に存在する定在波が存在する状況を一般的に表している。ここで式(1.7)において

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (1.8)$$

であるが,  $Z_0$ は特性インピーダンスと呼ばれ, 線路上の進行波  $Be^{-\gamma z}$ のみが存在した場合における電圧と電流の比を表す。

式(1.6), (1.7)はこの線路に定在波が存在することを示している。さらにこれらの式には未定係数  $A, B$ が含まれるが,  $z=0$ において電圧電流がそれぞれ  $V_1, I_1$ ,  $z=l$ においては  $V_2, I_2$ であることを考慮すると, 未定係数はつぎのように

$$A = \frac{1}{2}(V_1 - Z_0 I_1), \quad B = \frac{1}{2}(V_1 + Z_0 I_1) \quad (1.9)$$

と求められる。

### 1.1.2 入力インピーダンスとインピーダンス整合について

つぎに, 図1.1(a)の  $z=0$ におけるインピーダンスを入力インピーダンス  $Z_{in} = V_1/I_1$ とし,  $z=l$ におけるインピーダンスを  $V_2/I_2 = Z_L$ とすると, これらの関係は式(1.6), (1.7), (1.9)より,  $Z_{in}$ と  $Z_L$ の関係として

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh \gamma l}{Z_0 + Z_L \tanh \gamma l} \quad (1.10)$$

を導出できる。この式は  $Z_{in}$  と  $Z_L$  を関連づける重要な式である。また  $Z_L = Z_0$  であれば、長さに関係なく  $Z_{in} = Z_0$  であることがわかり、この状態に近づけることが高周波回路では重要である。なお、 $z = l$  における反射係数  $\Gamma = A/B$  は、これに式 (1.9) を代入して、 $Z_{in} = V_1/I_1$  の関係から

$$\Gamma = \frac{Z_{in}^* - Z_0}{Z_{in}^* + Z_0} \quad (1.11)$$

と表すことができる。すなわち  $Z_{in}^* = Z_0$  の条件を満たすときに  $\Gamma = 0$  となり、インピーダンス整合の観点では理想的である。ここで \* は複素共役である。これは  $\text{Re}[Z_{in}] > 0$ 、 $\text{Re}[Z_0] > 0$  であることを考慮すると、 $\text{Re}[Z_{in}] = \text{Re}[Z_0]$  かつ  $-\text{Im}[Z_{in}] = \text{Im}[Z_0]$  であれば負荷  $Z_0$  に流れ込む電流が最大なることを考慮した条件である。なお  $-20 \log_{10} |\Gamma|$  はリターンロスと呼ばれ、この値が大きくなる周波数、または散乱パラメータ  $S_{11}$  を用いて  $|S_{11}| = 20 \log_{10} |\Gamma|$  が小さくなる周波数においてアンテナは使用される。

また  $Z_L \rightarrow \infty$  (開放) のとき  $\Gamma = 1$  であり、電圧においては移相せずに反射され、電流の位相は  $180^\circ$  だけ移相する。また、 $Z_L = 0$  (短絡) のとき  $\Gamma = -1$  であるが、このとき反射の際に電圧の位相は  $180^\circ$  移相するが、電流の移相は  $0^\circ$  である。

また、以下簡単のため  $\alpha = 0$  とするが、式 (1.10) へ  $l = \lambda/4$  を代入すると

$$Z_0 = \sqrt{Z_{in} Z_L} \quad (1.12)$$

を求めることができる。すなわちインピーダンスが  $Z_{in}$  と  $Z_L$  間においては、線路長が  $\lambda/4$  で特性インピーダンスが式 (1.12) である線路を挿入することで、インピーダンスを整合させることができる。この整合回路は後述の 1.7 節や 3.3 節にも例を示しているが、例えば入力インピーダンスの高い場合のパッチアンテナと給電回路の整合に使用される。

### 1.1.3 短絡スタブと開放スタブ

最後に、終端が  $Z_L = 0$  (短絡) および  $Z_L \rightarrow \infty$  (開放) である場合の  $Z_{in}$

# 索引

<p style="text-align: center;"><b>【あ】</b></p> <p>アクティブ領域 87 アルキメデススパイラル 85</p> <p style="text-align: center;"><b>【い】</b></p> <p>位相定数 3 インピーダンス不整合 28</p> <p style="text-align: center;"><b>【う】</b></p> <p>ウィルキンソン分配器 93 右旋円偏波 37</p> <p style="text-align: center;"><b>【え】</b></p> <p>エッジ効果 202 円形導波管 20 円偏波 36</p> <p style="text-align: center;"><b>【か】</b></p> <p>開口効率 31 開放スタブ 6 隔壁 111 傾き角 40</p> <p style="text-align: center;"><b>【き】</b></p> <p>幾何学パラメータ 41 寄生短絡素子 157 共平面給電法 95</p> <p style="text-align: center;"><b>【く】</b></p> <p>クランク線路アレーアンテナ 118 クロスダイポール 92</p>	<p style="text-align: center;"><b>【け】</b></p> <p>減衰定数 3</p> <p style="text-align: center;"><b>【こ】</b></p> <p>高インピーダンス表面 135 交差偏波識別度 47 コニカルホーンアンテナ 20</p> <p style="text-align: center;"><b>【さ】</b></p> <p>左旋円偏波 37</p> <p style="text-align: center;"><b>【し】</b></p> <p>シーケンシャルアレー 113 軸比 40 軸モード 63 指向性利得 32, 79 自己補対構造 82 実効面積 30 遮断周波数 19 縮退 19 縮退分離法 99 受信断面積 30 準静電界 10 人工磁気導体 136 人工地板構造 152 進行波アンテナ 62</p> <p style="text-align: center;"><b>【す】</b></p> <p>スタブ 6 ストークスベクトル 43 スパイラルアンテナ 81 スパイラル曲線 83 スピンリニア法 174</p>	<p>スルーホール 136 スロットアンテナ 16 スロットダイポールアレーアンテナ 119</p> <p style="text-align: center;"><b>【せ】</b></p> <p>絶対利得 32 摂動励振 98 セプタム 111 センス 37 全電力 186 全利得 187</p> <p style="text-align: center;"><b>【そ】</b></p> <p>損失係数 28</p> <p style="text-align: center;"><b>【た】</b></p> <p>ダイポールアンテナ 14 楕円偏波 36 楕円率角 40 短絡スタブ 6</p> <p style="text-align: center;"><b>【ち】</b></p> <p>チェーンアレーアンテナ 118 直線偏波 36</p> <p style="text-align: center;"><b>【て】</b></p> <p>低姿勢アンテナ 155 テストアンテナ 169 電信方程式 3 伝送線路理論 2 伝搬定数 3</p>
---	--	--

<b>【と】</b>		微小電気ダイポール	8	放射抵抗	27
等角スパイラル	84	微小電流ループ	11	放射電力	26
動作利得	32	ピラミッド型ホーンアンテナ		放射リング理論	86
導波管	17	テナ	20	ホーンアンテナ	20
等方性アンテナ	32	<b>【ふ】</b>		ポラライザ	110
特性インピーダンス	4	フリスの公式	34	<b>【ま】</b>	
<b>【ぬ】</b>		ブリュースター角	55	マイクロストリップ線路	21
ヌル間のビーム幅	79	分布定数線路	2	マイクロストリップ線路 アレーアンテナ	118
<b>【の】</b>		<b>【へ】</b>		マクスウェル方程式	6
ノーマルモード	63	ベクトル実効長	28	<b>【む】</b>	
<b>【は】</b>		ベクトルネットワークアナライザ	191	無指向性円偏波アンテナ	160
バズーカバラン	162	ヘリカルアンテナ	63	<b>【め】</b>	
パッチアンテナ	22, 95	ヘリンボンアレーアンテナ	118	メタ表面	135
波面	36	偏波	36	メタマテリアル	150
反射係数	5	偏波整合度	29	<b>【ゆ】</b>	
ハンセン・ウッドヤードの 放射条件	76	偏波損失	36	誘導界	10
バンド理論	86	偏波変換器	110	<b>【ら】</b>	
<b>【ひ】</b>		<b>【ほ】</b>		ランバート線路アレーアンテナ	118
ピア	136	ポアンカレ球	45	テナ	
ビーム半値幅	79	方形導波管	17	<b>【り】</b>	
比較法	191	方形ループアレーアンテナ	118	リターンロス	5
微小磁気ダイポール	11	放射界	10	利得	32
微小ダイポールアンテナ	14	放射効率	27		

<b>【A】</b>		<b>【D】</b>		<b>【G】</b>	
AGS	152	DBS	133	GNSS	133
AMC	136	<b>【E】</b>		<b>【H】</b>	
AR	40	EP	36	HIS	135
AR 特性	78	E 面	20	H 面	20
AR パターン	174	<b>【F】</b>		H 面ホーンアンテナ	20
AUT	169	FSS	136	<b>【J】</b>	
<b>【C】</b>				Jones ベクトル	42
CP	36				

	<b>【L】</b>		<b>【Q】</b>		<b>【X】</b>
LHCP	37	QHA	129	<i>XPD</i>	47
LP	36	Q 値	105		
	<b>【M】</b>		<b>【R】</b>		<b>【数字】</b>
m1 モード	87	RFID	133	1 点給電法	62
m2 モード	88	RHCP	37	2 アンテナ法	194
m3 モード	88			2 点給電法	62
	<b>【P】</b>		<b>【T】</b>	3 アンテナ法	195
PQHA	130	TE モード	17	4 点給電法	126
		TM モード	19	6 パラメータ法	182
			<b>【V】</b>	90° ハイブリッド	93
		VNA	191		



— 著者略歴 —

1992年 京都工芸繊維大学工学部電気工学科卒業  
1997年 京都工芸繊維大学大学院博士後期課程修了（情報・生産科学専攻）  
博士（工学）  
1997年 熊本大学助手  
2003年 熊本大学助教授  
2005年 マニトバ大学（カナダ）客員研究員（兼任）  
～06年  
2007年 熊本大学准教授  
2015年 香港城市大学客員准教授（兼任）  
2016年 熊本大学教授  
現在に至る

## 円偏波アンテナの基礎

Fundamentals of Circularly Polarized Antennas

© Takeshi Fukusako 2018

2018年10月3日 初版第1刷発行

検印省略

著者 かく 福 武  
          きこ 追  
発行者 株式会社 コロナ社  
          たけし 武  
          代表者 牛来真也  
印刷所 三美印刷株式会社  
製本所 有限会社 愛千製本所

112-0011 東京都文京区千石 4-46-10

発行所 株式会社 コロナ社  
CORONA PUBLISHING CO., LTD.

Tokyo Japan

振替 00140-8-14844・電話(03)3941-3131(代)

ホームページ <http://www.coronasha.co.jp>

ISBN 978-4-339-00914-9 C3055 Printed in Japan

(金)



**JCCOPY** <出版者著作権管理機構 委託出版物>

本書の無断複製は著作権法上での例外を除き禁じられています。複製される場合は、そのつど事前に、出版者著作権管理機構（電話 03-3513-6969, FAX 03-3513-6979, e-mail: info@jccopy.or.jp）の許諾を得てください。

本書のコピー、スキャン、デジタル化等の無断複製・転載は著作権法上での例外を除き禁じられています。購入者以外の第三者による本書の電子データ化及び電子書籍化は、いかなる場合も認めていません。落丁・乱丁はお取替えいたします。