

移動通信基地局アンテナ用周波数分散性移相器構成法の研究

代表研究者 長 敬三
共同研究者 道下 尚文

千葉工業大学 工学部 電気電子情報工学科
防衛大学校 電気情報学群 電気電子学科

1 はじめに

近年のスマートフォンやタブレット型端末の普及に伴う移動通信のトラフィックの急激な増加に対応するため、より高速・大容量の移動通信システムの構築が急務となっている。高速・大容量の移動通信システムを実現する上で、伝送帯域の広帯域化が必須であり、現在の第三代および LTE 移動通信システムでは 700～900MHz 帯、1.5/1.7/2GHz 帯が用いられている[1]。これらの周波数帯毎に基地局アンテナを配置することは、設置場所の確保や景観などの問題から困難であり、周波数共用アンテナが開発され導入されている。この周波数共用アンテナでは、一般に 700MHz～900MHz 帯および 1.5～2GHz 帯をそれぞれ一つの素子で共用する構成となっている。基地局アンテナの垂直面内の指向性は、各基地局がサービスするエリア端方向に主ビームを向けるため、垂直面内に配置されたアンテナ素子の給電位相を調整する移相器により主ビーム方向を可変できる構成となっている。しかし従来の移相器の構成では、共用する周波数帯で主ビーム方向が全て同一となるという性質がある。一方、周波数を共用するアンテナ構成を用いると、アンテナの電氣的な長さが低い周波数帯で短くなるために、主ビーム幅が広がる。よって主ビームの方向が共用周波数帯で同じである場合、図 1(a)に示すように隣接エリア方向の干渉電力が増大し、低い周波数帯での伝送容量が劣化するという課題がある。

周波数共用基地局アンテナにおいて、異なる周波数帯で異なるチルト角を実現する方法としては、アンテナと移相器の間にフィルタを挿入して帯域毎に信号を分離し、それぞれの周波数帯で位相を制御する必要がある。この場合、移相器が周波数帯域毎に必要になり、構造・重量・コストが増大する課題がある。そこで本研究では、メタマテリアルが有する周波数分散性に着目し、移相器にメタマテリアルを適用することにより、図 1(b)に示すように低い周波数帯の主ビーム方向を高い周波数帯に比較して下向きにできる新たな基地局アンテナを実現することを目的とする。本技術を適用すると、周波数帯毎の移相器を共通化できる利点がある。

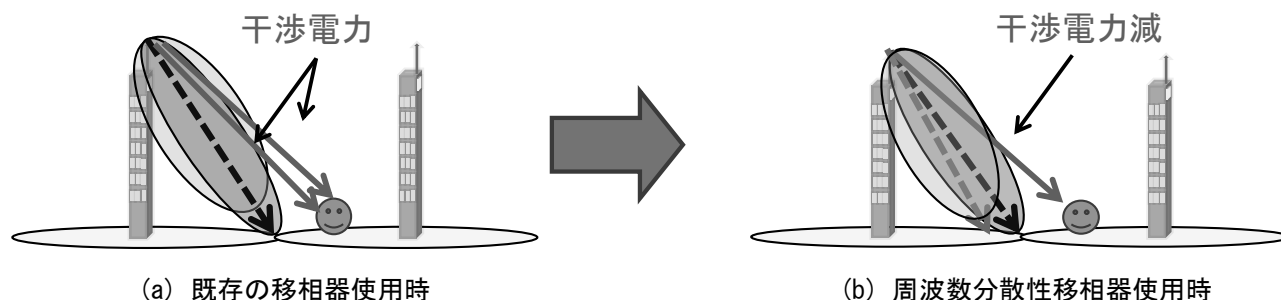


図 1 周波数共用基地局アンテナにおける課題

筆者らは先行研究において、メタマテリアルを用いた移動通信基地局アンテナ用移相器構成として、マッシュルーム形メタマテリアルを適用する構成を提案し、試作により提案構成によって低い周波数帯で主ビーム方向を深く設定できることを確認している[2]。しかし文献[2]の構成は大きさが大きく、また製造の観点でも実用には適さないことから、より小形で製作性のよい構成の検討を行った。また提案移相器に必要とされる要求条件および効果の明確化を目的に、マルチセル移動通信環境下に本移相器を適用したときのシステム容量への影響についてあわせて検討を行い、提案移相器の電氣的な要求条件および効果の明確化を行った。

本稿は文献[3]、[4]を再構成したものである。本稿の構成は、以下 2 章で新たに検討した平面型メタマテリアル移相器について述べる。3 章でマルチセル環境における提案アンテナ構成の容量評価結果について述べる。4 章でまとめと今後の課題について述べる。

2 メタマテリアルを用いた小形・薄形移相器の構造検討

2-1 提案移相器構成

本研究で提案する移相器の構成を図2に示す。本移相器は、従来の伝送線で構成した移相器と今回検討しているメタマテリアルを適用した移相器を結合した構成としている。従来の移相器部分を用いてセルサイズで決まるチルト角を大まかに設定し、本研究の移相器により周波数差に伴うチルト角を設定する構成となっている。このような構成にすることで、比較的通貨損失が大きくなるメタマテリアル移相器の通過部分を最小限として、移相器全体の通過損失を低減している。

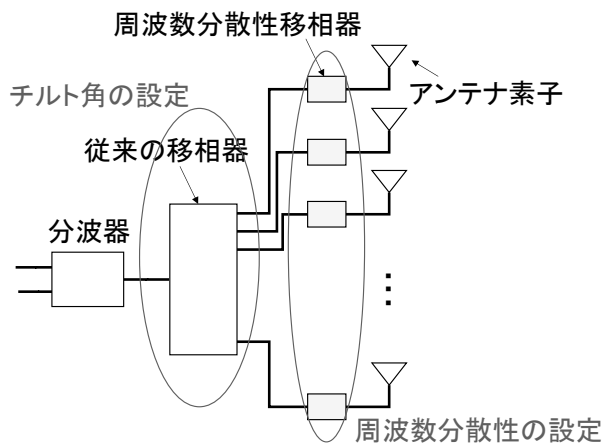


図2 提案基地局アンテナの構成

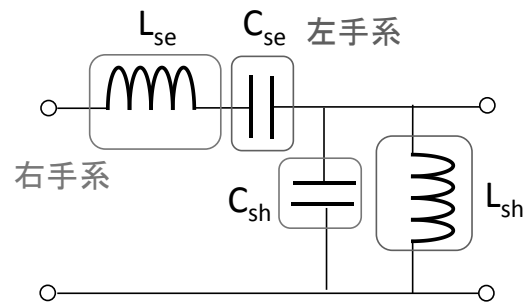


図3 CRLH 伝送線の等価回路

2-2 CRLH 伝送線路

メタマテリアルとは、自然界にない負の誘電率や透磁率を有する人工的な構造体であり、2000年にD. R. Smithらにより単位セルと金属ワイヤを周期的に配置する構造により実現されたことを機に大きく注目された[1]。しかしこの方法では共振現象を用いたため、メタマテリアルとしての特性を示す周波数帯域が狭く、かつ損失が大きいという問題があった。その後2002年にT. Itoh, A. A. Oliver, G. V. Eleftheriadesらによって右手系と左手系が複合された(Composite Right/Left Handed:CRLH)伝送線路の考え方を適用する手法が提案された[5-7]。この手法により広帯域で低損失なメタマテリアルを構成する道が開かれ、アンテナやマイクロ波回路などへの応用に関する検討が数多く行われるようになった。CRLH伝送線路の等価回路を図3に示す。一般的な伝送線路の特性である右手系の特性は、直列のインダクタンス成分 L_{se} と並列のキャパシタンス成分 C_{sh} によって表されるが、メタマテリアルの特徴である左手系の特性は、直列のキャパシタンス成分 C_{se} と並列のインダクタンス成分 L_{sh} によって表される。

2-2 単位セル構造

本研究のポイントは、前節で述べた原理に基づいて、移相器として構成可能な構造を考案することにある。本研究では、1.5 GHz帯～2 GHz帯を共用するアンテナを想定し、2 GHz帯に対して低い周波数帯のチルト角を深くできる構成を検討する。提案移相器は伝送線路の等価回路で示されるように、同一の構成を複数縦続に接続して必要な移相量を実現する構成としている。基本となる構造を以後単位セルと呼ぶ。図4に単位セルの構造を示す。低姿勢化および製作の簡易化を図るため、単位セルの主線路をマイクロストリップ線路で構成している。本検討では、比誘電率2.6、誘電正接0.0018の誘電体基板を用いた。左手系特性を実現する直列のキャパシタンスは、インターデジタルキャパシタで構成し、くし型のパターンは片側5本、合計10本とした。また並列のインダクタンスは主線路にスタブを接続し、ビアで地板と接続する構成としている。さらに、直列キャパシタンスを増加するとともに、通過位相・分散特性を調整できるように、インターデジタルキャパシタの上部に追加のパッチを配置し、主線路との間でMIMキャパシタを構成している。追加パッチをx方向にスライドすることにより、線路の直列キャパシタンスを変化できる。図4(b), (c)は追加パッチと主線路の重なり部分の長さが、線路幅1に対してそれぞれ10%および100%となる構造を示している。重なり部分の長さ100%のとき、追加パッチの端部と主線路の端部が一致する。

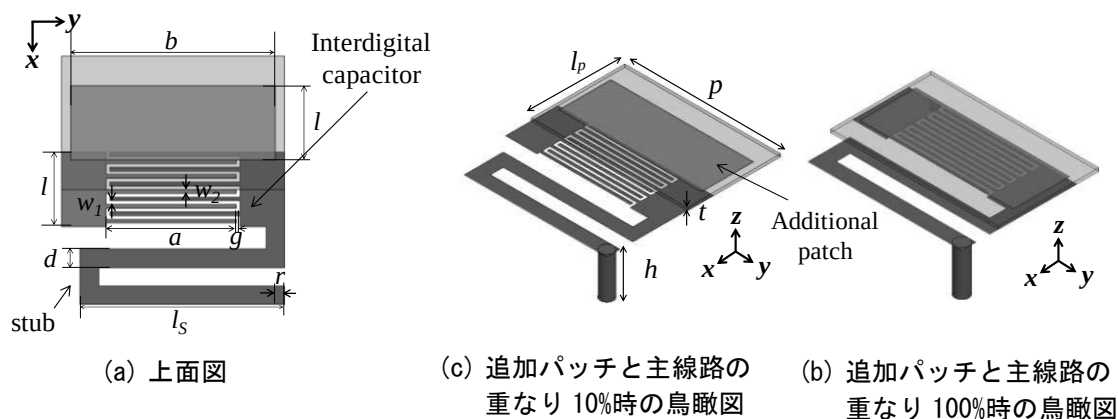


図4 単位セル構造[3]

2-3 ブロッホインピーダンス特性と分散特性

前節で提案した単位セルを移相器として用いるため、単位セルのブロッホインピーダンスをアンテナ装置の公称インピーダンスである 50Ω となるように各部のパラメータを調整した。ブロッホインピーダンスの調整にあたっては、単位セルの各構成要素がブロッホインピーダンスに及ぼす影響を電磁界解析により分析しながら構造調整を行った。電磁界解析には ANSYS 社の HFSS を用いた。

ブロッホインピーダンスの分析例を図5に示す。調整手順としては、線路の基礎となっている 50Ω のマイクロストリップ線路 (Line) からはじめ。まずマイクロストリップ線路にスタブを接続した構造 (Line and Stub) の影響を検討した。スタブは簡単のため直線上のものを用了。図5よりマイクロストリップ線路にスタブを接続すると、ブロッホインピーダンスは誘導性となるとともに実数成分が大きく低下する。次にマイクロストリップ線路上にインターデジタルキャパシタを追加した構造 (Line, Stub and Finger) とすると、リアクタンス成分がやや増加するが、実数成分を大きくすることができる。さらに追加パッチを配置すると、主にリアクタンス成分を容量性に回転する。図5中の Crossover 10%, Crossover 100% はそれぞれ追加パッチの主線路との重なりが 10% 及び 100% の場合である。

分散特性については移相器として動作させるため、まず 1.5 GHz および 2.0 GHz において遅波領域となる必要がある。また、重なり部が 10% から 100% まで変化したときの移相量が 10° 以上得られることも条件とした。以上述べた単位セルの構成要素のブロッホインピーダンスへの影響および分散特性を考慮して、各部の構造をトライアルアンドエラー方式で設計した。以上の設計条件および設計手順により得られた図4に示す構造パラメータは $a = 3.5\text{ mm}$, $b = 5.5\text{ mm}$, $d = 0.5\text{ mm}$, $g = 0.1\text{ mm}$, $t = 0.1\text{ mm}$, $h = 1.6\text{ mm}$, $l = 2.0\text{ mm}$, $l_p = 3.6\text{ mm}$, $l_s = 5.5\text{ mm}$, $p = 6.0\text{ mm}$, $r = 0.25\text{ mm}$, $w_1 = 0.1\text{ mm}$, and $w_2 = 0.1\text{ mm}$ である。この単位セル構造の分散特性を図6に示す。単位セルあたりの移相量は 1.5 GHz および 2 GHz でそれぞれ 23.9° , 14.1° が得られている。

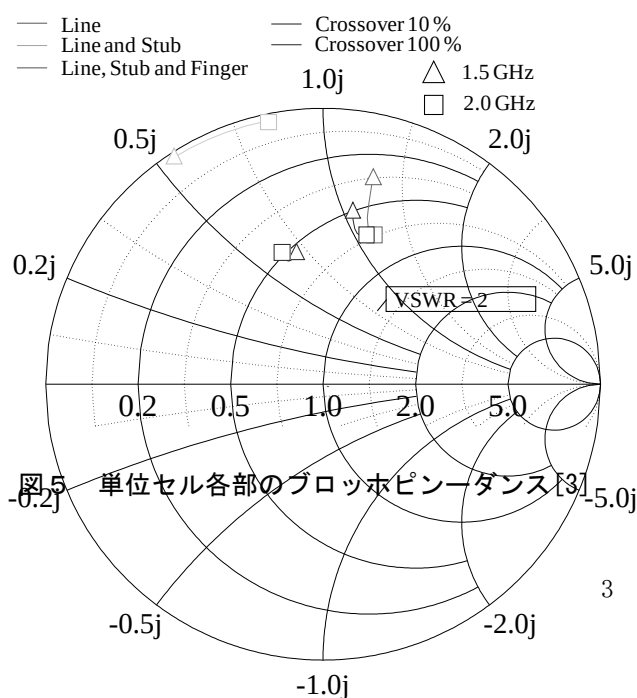


図5 単位セル各部のブロッホインピーダンス[3]

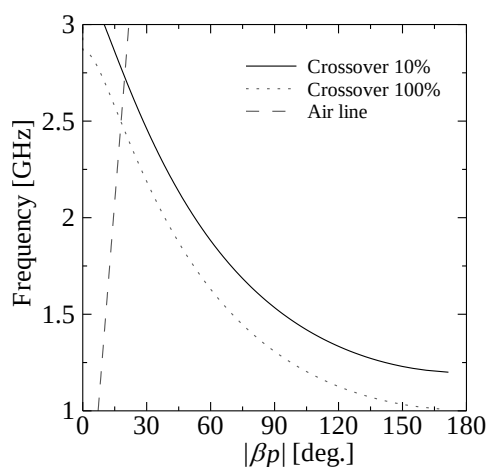


図6 単位セルの分散特性[3]

2-4 5 セル移相器の伝送特性

図4の単位セルを5セル接続し、入出力回路を付けた移相器を図7に示す。入出力整合のため、入出力部に接続される単位セルのインターデジタルキャパシタのくしの長さは6mmとした。またこの設計結果に基づき、5セルの移相器を試作した。図8に試作移相器の写真を示す。図9に重なり部が主線路幅の10%のときのSパラメータの振幅特性の計算および測定結果を示す。計算値と測定値の傾向は良く一致していることが確認できる。 $|S_{11}|$ は1.5GHzおよび2.0GHzにおいて計算および測定値ともに-10dB以下となり、 $|S_{21}|$ は計算ではそれぞれ-0.89dB, -0.58dB, 測定ではそれぞれ-1.26dB, -0.86dBであった。図10に重なり部が主線路幅の100%のときのSパラメータの振幅特性の計算および測定結果を示す。計算値と測定値の傾向は良く一致している。 $|S_{11}|$ は2.0GHzにおける計算値が-9.7dBとなり、その他は-10dB以下となった。 $|S_{21}|$ は計算ではそれぞれ-0.73dB, -1.03dB, 測定ではそれぞれ-1.09dB, -1.21dBであった。

図11に本移相器の位相特性の計算および測定結果を示す。位相特性も計算値と測定値の傾向は良く一致している。移相量の計算値は、1.5GHzおよび2.0GHzでそれぞれ 107.4° , 60.9° となり、図4の単位セルあたりの移相量の4.5倍および4.3倍となる。移相量の測定値は、1.5GHzおよび2.0GHzでそれぞれ 107.0° , 55.5° であった。

本移相器はインターデジタルキャパシタ部の間隙および線路幅が0.1mmと細いため、実用上の耐電力が懸念される。そこで試作移相器の耐電力および耐電圧試験を行った。耐電力試験環境を図12に、耐電力試験の構成を図13に示す。耐電力試験では、信号発生器にて周波数2.2GHzの連続波を励振し、移相器の温度を測定した。25W入力時は、MIMパッチ基板および主線路基板の温度は 63°C および 90°C となった。30W入力時は、MIMパッチ基板および主線路基板の温度は 72°C および 106°C となり、銅箔が酸化した。35W入力時は、MIMパッチ基板および主線路基板の温度は 120°C 以上となり、POMが溶け出した跡や焦げなどが見られた。従って、耐電力は25W程度であるといえる。耐電圧試験では、電圧試験器にて1分間印加して、耐電圧を測定した。AC500Vを印加時はSパラメータ特性ならびに外観上の変化は見られなかった。一方、AC650Vを印加時

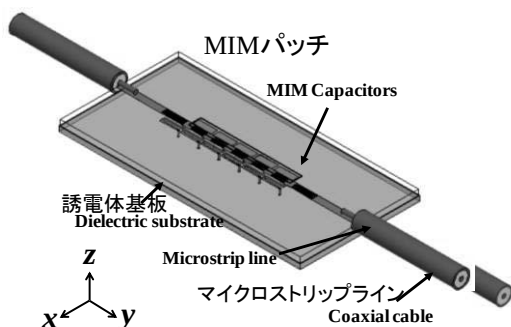


図7 5セル移相器の構造[3]

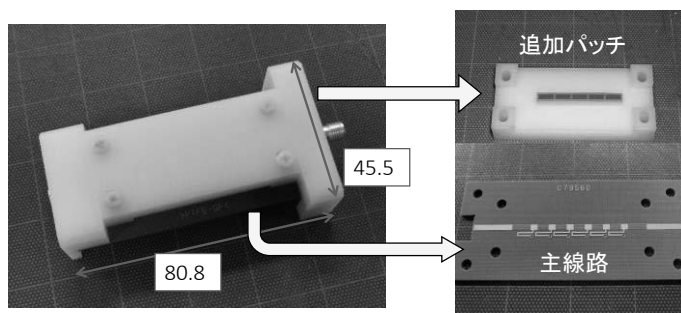


図8 試作移相器[3]

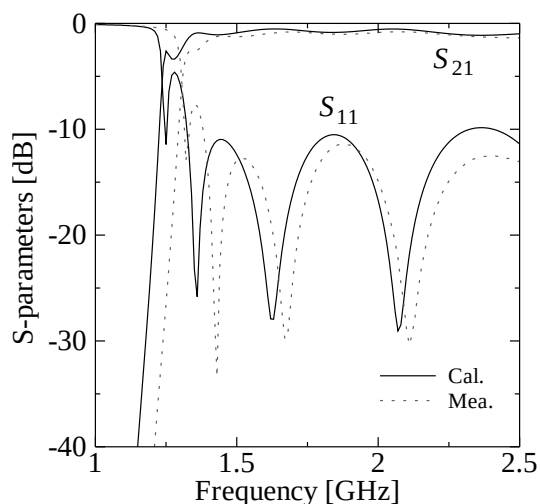


図9 5セル移相器 10%重なり時のSパラメータ [3]

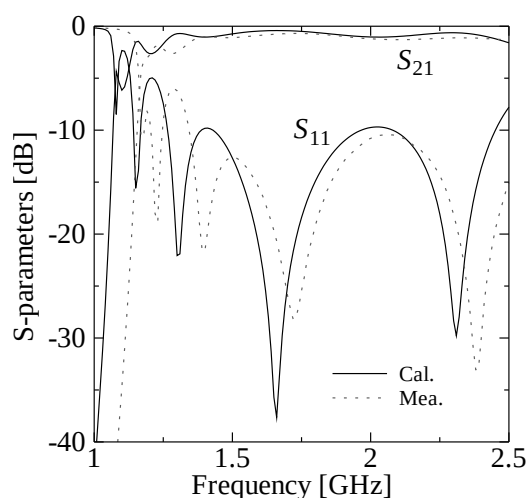


図10 5セル移相器 100%重なり時のSパラメータ [3]

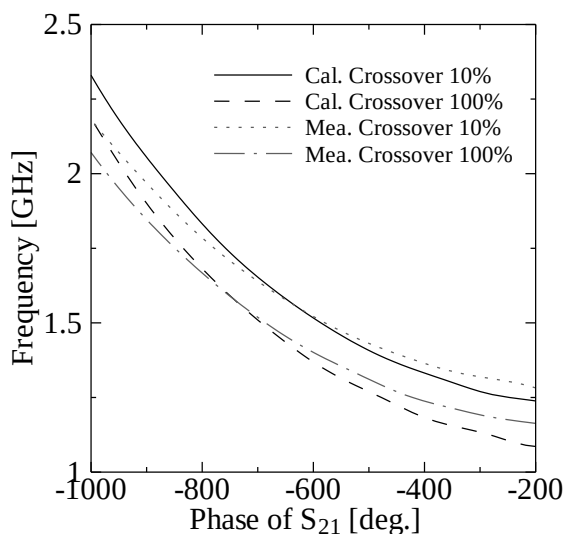


図 11 5セル移相器の S_{21} の位相特性 [3]



図 12 移相器の耐電力試験風景

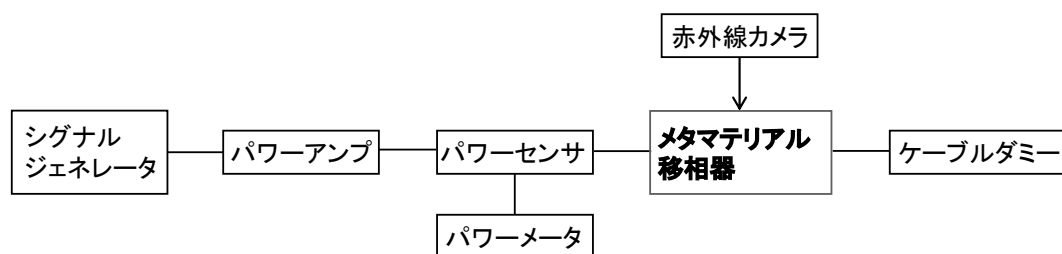


図 13 移相器耐電力試験の構成

は S パラメータは大きく変化し、インターデジタルキャパシタの一部が焼き切れた。従って、耐電圧は AC500V 程度であるといえる。

3 メタマテリアル移相器の要求仕様・適用効果検討

3-1 通信容量計算モデル

前章で述べた移相器の有効性および必要とされる移相量を評価するために、マルチセル環境下において、周波数によってチルト角が異なる基地局アンテナの通信容量への影響を、計算機シミュレーションにより評価した。図 14 に通信容量を評価するシミュレーション環境を示す。マルチセル環境は 19 セルラップアラウンド構成とし、各セルが 3 セクタに分割された構成を仮定する。本シミュレーションでは対称性を考慮し、図中のハッチに示したセクタセルの半分を容量の計算対象エリアとしている。基地局アンテナは各セクタですべて同じアンテナを用いるものとし、1.5GHz～2GHz を共用するアンテナを想定して、素子間隔を 2GHz で 0.7 波長としている。素子数は 16 素子とし、基地局アンテナの各素子の垂直面内指向性は無指向性としている。等振幅・同位相励振時の垂直面内の半値角および第一ヌル間隔はそれぞれ、1.5GHz で 8.2 度、13.6 度、2GHz で 6 度、10.2 度である。また垂直面内の到来波の広がりを考慮し、垂直面内は到来波が一様に 1.6 度広がっていると仮定して、垂直面内指向性に生じるヌルが埋まる効果を考慮している [8]。水平面内指向性は余弦関数のべき乗で近似し、半値角は 60 度としている。サイドローブおよびバックローブは図 15 に示すように最大方向から -15dB の一定値としている。端末アンテナは等方性アンテナとし、利得は 0dBi とした。基地局アンテナ高および端末アンテナ高はそれぞれ 50m、1.5m としている。各基地局のトラヒック負荷は平均的にすべて同じであると仮定し、すべての基地局で同じ電力で送信しているとしている。各基地局の送信出力は基地局アンテナの利得込みで 0dB とし、電力の基準値として考慮した。本移相器の主たる適用エリアとしては都市部が想定されるため、セル半径は 500m から 1000m の範囲で検討した。セル内の伝搬損失は見通し

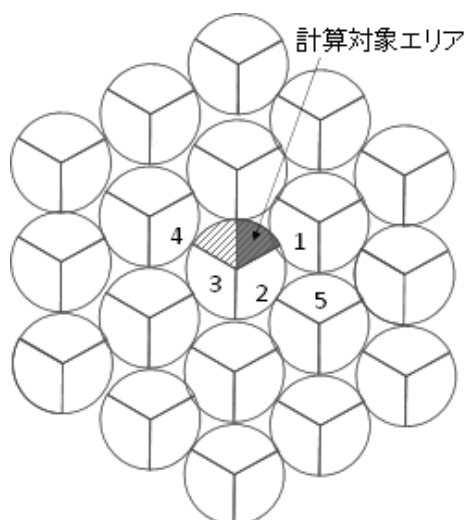


図 14 シミュレーション環境[4]

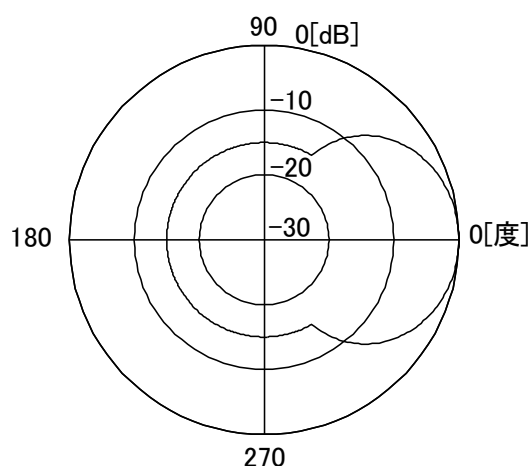


図 15 シミュレーションに用いた
水平面内指向性[4]

内の下記の Walfisch-Ikegami 式を用いて算出した[9].

$$Loss = 42.6 + 26 \log(d[km]) + 20 \log(f[MHz]) [dB] \quad (1)$$

3-2 所望波・干渉波のエリア内到来特性

(1) 所望波の到来特性

基地局アンテナの指向性設計をする上で重要となる基地局への所望波および干渉波の到来特性を本シミュレーションにより分析した. 図 16 に周波数 1.5GHz において, セル半径を 500m から 1000m まで変えた時に, 所望波電力のエリア内の 50%値および 5%値が最大になるセル端方向からの追加チルト角の依存性を示す. 図よりわかるように, エリア内の所望波電力最大の観点で考えると, セル半径が 500m では追加チルト角が約 2 度で所望波電力が最も大きくなる. セル半径が大きくなるに従って追加チルト角は浅くなり, 1000m では追加チルト角はほぼ 1 度となる. 半値角は 8.2 度であるため, 所望波電力を最大とする追加チルト角は半値角よりも小さい. 図 17 にセル半径が 500m で, 追加チルト角が 2.2 度の時の所望波電力の空間分布を示す. 図よりわかるように, 基地局アンテナの垂直面内の指向特性が所望波電力に大きく影響し, 追加チルト角が 0 度の場合基地局近傍での所望波電力がエリア内最大点よりも 30dB 程度と, エリア内で最も小さくなる. 実際

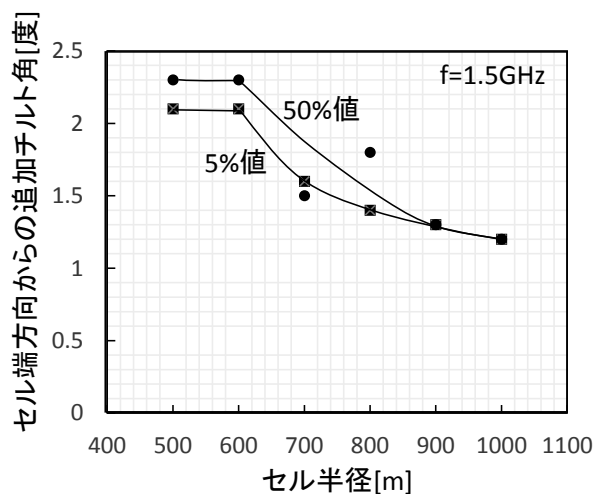


図 16 所望波電力を最大とするチルト
角特性[4]

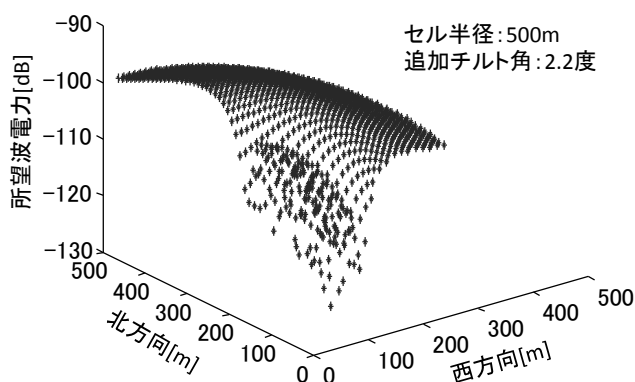


図 17 エリア内所望波電力分布[4]

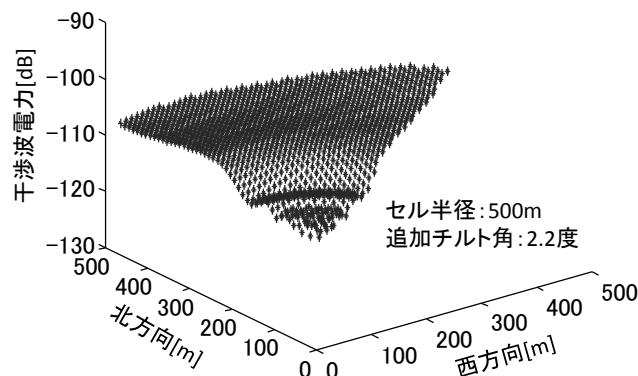


図 18 エリア内所望波電力分布[4]

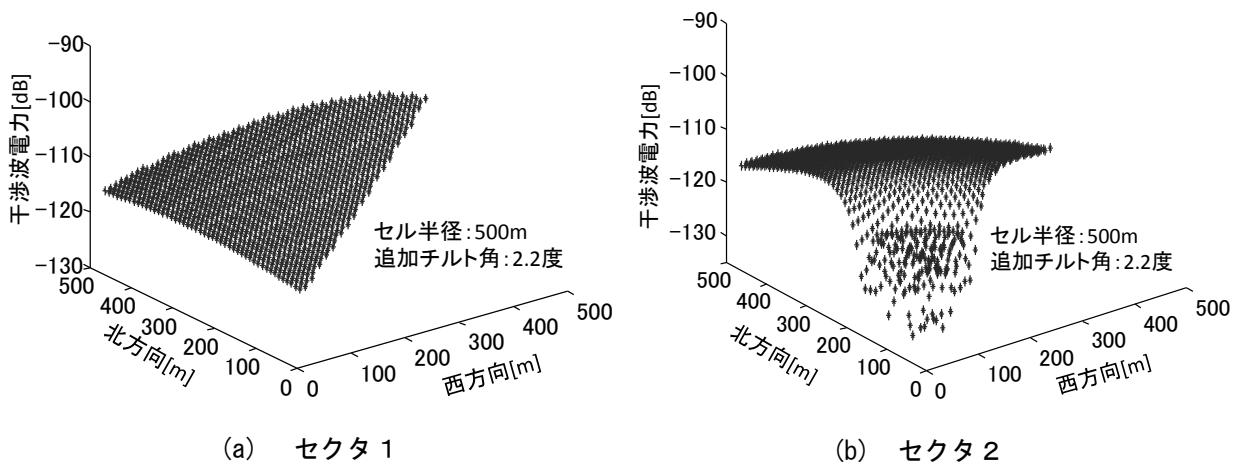


図 19 個々の基地局からのエリア内への干渉波電力の分布[4]

の環境では基地局周辺の建物からの反射波などが存在し、所望波電力の落ち込みを軽減する方向に働くことが想定されるが、基地局近傍の指向特性も重要であることが確認できる。

(2) 干渉波の到来特性

図 18 に周波数 1.5GHz において、セル半径が 500m の時の、周辺に存在する 54 セクタから到来する干渉電力のエリア内分布を示す。ここで干渉電力は、各基地局から到来する電界の電力和で算出し、追加チルト角は所望波電力が最大となる 2.2 度としている。図より、干渉電力はセル端でかつセクタ端の方向で最大となり、所望波基地局近傍が最も小さい。また干渉電力のエリア内での差は 10dB 程度であり、所望信号電力の 30dB 程度の広がりに対してエリア内での電力差が小さい。この傾向は、セルサイズが大きくなるほど顕著になる。

またエリア内の干渉に影響する主要な基地局を評価するため、エリア方向に指向性を有する隣接セクタの基地局である図 14 中の 1, 2 のセクタからの干渉電力のエリア内分布を検討した。干渉電力の分布を図 19 に示す。図 19(a) より、対向するセクタ (図 14 中 1 番) からの干渉電力が最も大きい。セル端でかつ隣接セクタ部分における干渉電力は、総合の干渉電力に対する差が 1dB 以内で、このセクタからの干渉が大きく影響する。隣接セクタ (セクタ 2 番) に対してエリア方向は、エリア方向が隣接セクタアンテナのサイドローブ領域になるため、本計算では所望波に対して 15dB 低い値になる。エリアに対して背面になるセクタ 3 の影響も本シミュレーションでは図 19(b) と同じになる。干渉波の分布形状の類似性から、この 2 つの干渉波も、総合の干渉電力の基地局近傍特性に影響することが確認できる。エリア方向に対して正対する指向性を有するセクタ 4 やセクタ 5 の影響は隣接するセクタよりは小さいことを確認している。

以上の結果から、対向するセクタからの干渉が通信性能に与える影響が大きく、対向セクタの干渉を低減する追加チルト制御が重要であることが改めて認識できる。

(3) 通信路容量を最大とするチルト角

セル設計の基準となる高い周波数帯でのチルト角を設計するため、2GHz でエリア内の通信路容量が最大になるチルト角を検討した。図 20 に 500m～1000m のセルサイズにおいて、2GHz で一人当たりの平均通信路容量が最大になるチルト角を示す。通信路容量は下記の Shannon の通信路容量式により算出した[10]。

$$C = B \log_2 \left(1 + \left(\frac{P_S}{P_I + P_N} \right) \right) \quad (2)$$

ただし、C は通信路容量[bit/s/Hz]、B は帯域幅[Hz]、PS は信号電力、PI は干渉電力、PN は雑音電力である。ここでは帯域幅 B は 1[Hz]としている。一人当たりの平均通信路容量は、エリア内の各地点で算出した通信路容量の総和を測定点数で割った値とした。本研究では提案アンテナの適用領域が主に市街地であることを想定し、通信路容量に依存する雑音電力 PN は干渉波が支配的になる環境として、PN を-130dB としている。図よりわかるように、通信路容量を最大とするチルト角はセル端方向に対して 3.2 度～3.8 度追加した値であり、基地局アンテナの半値角の 1.1～1.3% 程度になる。

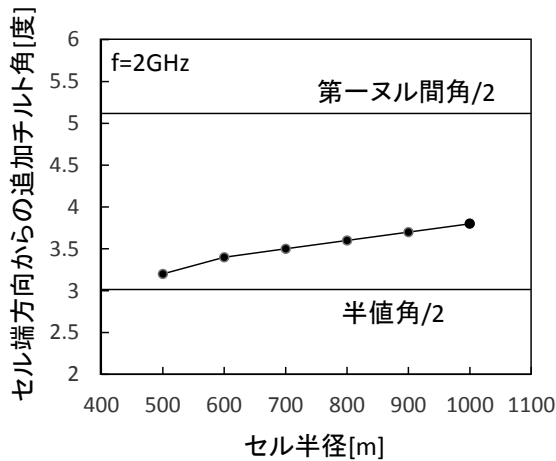


図 20 通信路容量が最大となるチルト角[4]

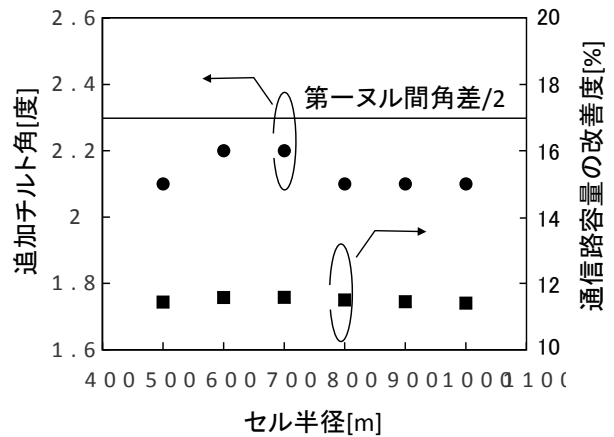


図 21 1.5GHz の通信路容量を最大とする 2GHz からの追加チルト角(素子数:16 素子)[4]

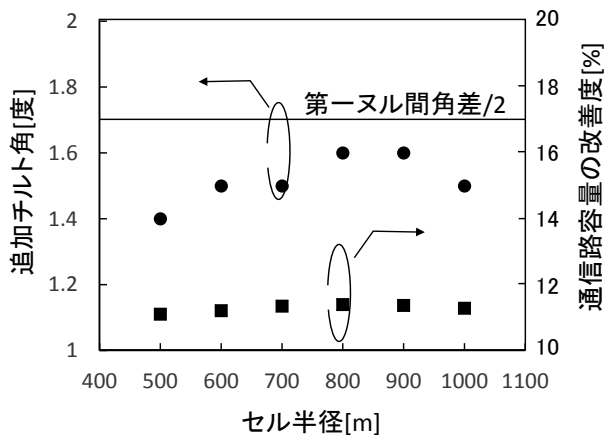


図 22 1.5GHz の通信路容量を最大とする 2GHz からの追加チルト角(素子数:14 素子)[4]

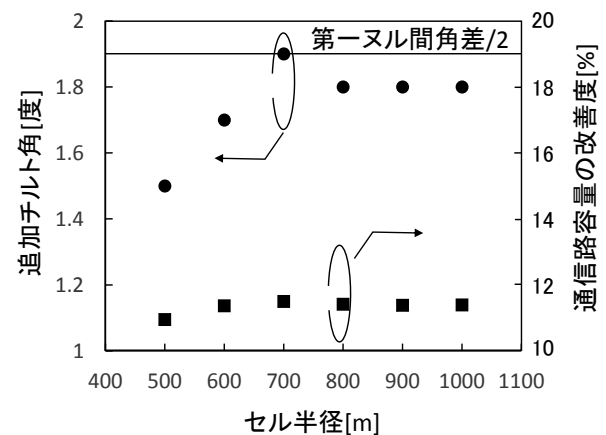


図 23 1.5GHz の通信路容量を最大とする 2GHz からの追加チルト角(素子数:12 素子)[4]

3-3 分散性チルトの効果

メタマテリアル移相器の設計、および効果の確認を目的として、500m～1000mのセルサイズにおいて、2GHzで一人当たりの平均通信路容量が最大になるチルト角からチルト角を追加したときに、1.5GHz帯の通信路容量が最大となる追加チルト角、および追加チルトによる通信路容量の改善度を検討した。結果を図21に示す。ここでも雑音電力PNは-130dBとしている。図21より通信容量を最大とする追加チルト角はセルサイズに依存せず、2GHzと1.5GHzにおける第一ヌル間の角度差の半分の値の90%程度となっており、ほぼ第一ヌル間の角度差の半分の値とすればよいことがわかる。このとき、本環境における通信路容量の改善度は11%程度である。図22および図23に基地局アンテナの素子数を14素子、12素子とした場合についても同様に検討した結果を示す。図から、素子数を変化によりビーム幅が変化した場合も同様に、最適な追加チルト角は2GHzと1.5GHzにおける第一ヌル間の角度差の半分の値の90%程度となっていることがわかる。よって周波数分散性移相器の設計は、セルサイズに依存せず垂直面内指向性の第一ヌル幅依存し、移相器の周波数分散性は、セルサイズに対する調整は必要なく、共用する周波数の第一ヌル幅間角度の差に対して固定の値で設計すればよいことがわかる。2GHzと1.5GHzを共用する基地局アンテナでは、500m～1000mのセルサイズにおけるチルト角の差は1.5～2.2度程度となり、素子間隔が2GHzで0.7波長のアンテナでは、素子数が12, 14, 16素子で、1.5GHz帯に必要な最大位相差はそれぞれ74度、77度、および80度程度となる。よって2章で述べた移相器では5セル移相器で単位セルの位相の4.4倍の位相が得られるとすると、16素子用で最大6セル構成で実現できる。

4 まとめ

本報告では、移動通信に用いられる周波数共用基地局アンテナで問題となる、アンテナの電気長の変化に伴う隣接セル干渉増大に伴うシステム容量劣化を改善する新たな基地局アンテナとして、メタマテリアルが有する周波数分散特性を利用した移相器を提案し、誘電体基板上に構成可能な1.5GHz～2GHz帯用移相器構成を明らかにした。また試作による評価により提案構成の有効性を示した。また、提案移相器の有効性および設計指針を得ることを目的に、マルチセル環境において通信容量を最大とするチルト角について検討した。本検討では、19セル、ラップ・アラウンド構成を対象とし、エリア内の所望波および干渉波の到来特性の分析を行った。その結果、所望波については基地局近傍での電力の低減に配慮した垂直面指向性設計をする必要があることを示した。また干渉波はエリアに対向するセクタおよび隣接するセクタからの干渉波が大きく影響することを確認し、対向するセクタからの干渉の低減が伝送特性改善に有効であることを確認した。またエリア内の通信容量を最大とするチルト角についても評価を行い、そのチルト角は基地局アンテナの半値角の1.1～1.3%程度になることを示した。これらの知見をもとに、周波数分散性移相器の周波数分散特性の設計は、基地局アンテナを設置するセルサイズには依らず、共用する周波数の第一ヌル間角度の差に依存することを示した。2GHzと1.5GHzを共用する基地局アンテナでは、500m～1000mのセルサイズにおいて素子数16素子、素子間隔が2GHzで0.7波長のとき、提案移相器の段数は最大6セル構成が適切であることを示した。

今後の課題として、今回設計したメタマテリアル移相器では、特に主線路に追加するパッチと主線路の間隔が0.1mmと狭く、商用として使用するためには量産性を考え、より製造精度を軽減した構成が求められる。また通過損失の更なる低減も重要な課題である。さらに線路の設計手法の確立も必要となる。また提案移相器の有効性評価としては、今回は基地局アンテナの各素子の励振振幅は一律の条件で解析したが、より実際に近い励振分布での評価が必要となる。また伝搬モデルについてもより実際に近い状況の評価が必要である。レイトレーシング法を適用した評価や、実伝搬環境での検証が今後の課題となる。

謝 辞

本研究を進めるにあたり、移相器の試作および評価でご協力いただいた電気興業株式会社に深謝する。また本アンテナの有効性の検討において助言いただいた株式会社NTTドコモ無線アクセス開発部井原泰介課長に深謝する。

【参考文献】

- [1] 総務省 第4世代移動通信システムの導入に関する意見募集, 資料1, 第4世代移動通信システムについて(http://www.soumu.go.jp/main_content/000270523.pdf).
- [2] 道下尚文, 北原裕久, 山田吉英, 長 敬三, “異なるチルト角を実現可能な周波数共用基地局アンテナ用右手/左手系複合移相器,” 信学技報, AP2012-22, pp.61-64, May 2012.
- [3] 道下尚文, 山田吉英, 長 敬三, 関 卓也, 大島一郎, “誘電体基板上右手/左手系複合線路を用いた周波数共用基地局アンテナ用移相器の試作評価,” 信学技報, AP2014-38, pp.99-102, May 2014.
- [4] 馬籠達也, 長 敬三, 道下尚文, 山田吉英, “マルチセル環境における周波数分散性移相器を有する周波数共用基地局アンテナの容量改善効果,” 信学技報, AP2014-5, pp.25-30, April 2014.
- [5] C. Caloz and T.Itoh, “Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip LH line,” IEEE AP-S/URSI International Symposium, Vol.2, pp.412-415, June 2002.
- [6] A. A. Oliner, “A periodic-structure negative-refractive-index medium without resonant elements,” IEEE AP-S/URSI International Symposium, Vol.1, pp.41, June 2002.
- [7] A. K. Iyer and G. V. Eleftheriades, “Negative refractive index metamaterials supporting 2-D waves,” IEEE MTT-S International Microwave Symp. Dig., vol.2, pp.1067-1070, June 2002.
- [8] K. Kitao, and T. Imai, “Analysis of incoming wave distribution in vertical plane in urban area and evaluation of base station antenna effective gain”, IEICE Trans. Commu., Vol. E92-B, no.6, pp.2175-2181, 2009.
- [9] J. Walfisch, H. L. Bertoni, “A theoretical model of UHF propagation in urban environments,” IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol. 36, no. 12, pp.1788-1796, Dec. 1988
- [10] 赤岩芳彦, デジタル移動通信のすべて, 3.8 節, コロナ社, 2013

〈発 表 資 料〉

題 名	掲載誌・学会名等	発表年月
周波数分散性移相器を適用した基地局アンテナによる容量拡大効果	電子情報通信学会 2014 年総合大会	平成 26 年 3 月
マルチセル環境における周波数分散性移相器を有する周波数共用基地局アンテナの容量改善効果	電子情報通信学会 アンテナ・伝播研究会	平成 26 年 4 月
誘電体基板上右手/左手系複合線路を用いた周波数共用基地局アンテナ用移相器の試作評価	電子情報通信学会 アンテナ・伝播研究会	平成 26 年 5 月