

令和元年6月17日現在

機関番号：32503

研究種目：基盤研究(C) (一般)

研究期間：2016～2018

課題番号：16K06365

研究課題名(和文)平面型周波数分散性移相器構成法の研究

研究課題名(英文)Study of Planar Frequency Dispersive Phase Shifter Configuration

研究代表者

長 敬三(CHO, Keizo)

千葉工業大学・工学部・教授

研究者番号：00633356

交付決定額(研究期間全体)：(直接経費) 3,600,000円

研究成果の概要(和文)：本研究では、移動通信で複数の周波数帯の信号を同時に利用する基地局で問題となる、アンテナから送信される低い周波数帯の電波が隣接するサービスエリアへ干渉する問題を解決する手法として、低い周波数帯で通過位相が大きくなる右手/左手系複合(CRLH)伝送線路を基地局アンテナの移相器に適用し、低い周波数帯の指向性がより傾く構成を提案している。特に本研究では、線路に直列に挿入された容量と並列に接続しているインダクタンスを同時に変化させることで、位相可変量を従来の2倍にしつつ、整合特性のキーパラメータであるブロッホインピーダンスの変動を小さくできることを示した。また有限要素法解析により実現構造を明らかにした。

研究成果の学術的意義や社会的意義

移動通信は生活に必須な社会インフラとなり、日増しに増加する通信トラフィックを処理できる通信インフラの確保が重要となっている。一方無線通信に利用される電波の周波数は有限かつ貴重な資源であり、利用効率を最大限にまで高めることが求められている。本研究では、移動通信システム効率の劣化の要因となっている低周波数帯で生じる干渉を低減するために、メタマテリアルと呼ばれる自然界にはない材料をアンテナ部品に導入し、通常ではできない低周波数帯の放射方向をより傾けることができるアンテナを実現している。このような試みは世界でも例がなく、また周波数有効利用及びシステム効率向上に貢献できる社会的にも有用な技術である。

研究成果の概要(英文)：In multi-band mobile communication systems, the interference toward neighbor areas increases in low frequency band because current base station antennas usually operate in wide frequency bands then beam-width increases as the frequency decreases. We have proposed to apply composite right/left-handed(CRLH) transmission line that achieves large transfer phase in low frequency to the phase-shifter of the base station antennas to further tilt the beam direction in low frequency bands.

This study has focused on achieving large phase shift with small size. We have clarified that the amount of the phase shift can be double compared with a conventional configuration by varying both series capacitive and shunt inductive components. The circuit parameters that the Bloch impedance of the CRLH transmission line can be stable are also shown with maintaining the phase shift. Moreover, a concrete structure of the phase shifter is clarified by using finite element method analysis.

研究分野：アンテナ工学

キーワード：移動通信 基地局アンテナ 移相器 メタマテリアル CRLH伝送線路

様式 C-19、F-19-1、Z-19、CK-19（共通）

1. 研究開始当初の背景

(1) 近年の移動通信トラヒ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になっている。高速・大容量を実現する上では伝送帯域の広帯域化が必須であり、現在の LTE 移動通信システムでは 700~800MHz 帯、1.5/1.7/2GHz 帯が用いられている。

(2) 移動通信用基地局アンテナは設置場所の確保や景観などの観点から周波数共用アンテナ構成となっており、700MHz~800MHz 帯および 1.5~2GHz 帯をそれぞれ同じ素子で共用する 5 周波共用アンテナが開発されている[1]。基地局アンテナでは垂直面内の主ビーム方向が、各基地局が担当するエリア端に向くように、垂直面内に配置されたアンテナ素子への給電位相を調整する移相器により可変できる構成となっている。

(3) 移相器内部において、給電位相の調整は一般にマイクロストリップ線路などの伝送線路の長さを変えて実現するため、周波数の変化に対する位相の変化が線形であり、共用する周波数帯で主ビーム方向は全て同一になるという性質がある[2]。一方周波数共用アンテナでは複数の周波数帯で同じアンテナを用いるため、アンテナの電気的な長さが低い周波数帯で短くなり主ビーム幅が広がる。そのため主ビームの方向が同じ場合、低い周波数帯で隣接エリア方向への干渉電力が増大し、伝送容量が劣化するという課題がある。

(4) 代表者らは、周波数分散性の位相特性を有する右手系/左手系複合(CRLH)伝送線路に着目し、移相器内の給電位相調整用の線路に、CRLH 伝送線路を適用する構成を提案している[3]。本構成は従来の線路を用いた移相器と CRLH 伝送線路を複合して構成しており、通信エリアの大きさで要求される主ビーム方向制御を従来型移相器で行い、周波数差に伴う干渉量増加を CRLH 伝送線路で抑圧する構成としたものである。このような構成とすることで移相器全体の損失を低減している。

(5) これまでの検討では CRLH 伝送線路の一形態であるマッシュルーム型伝送線路構成を用いて、高い周波数帯に対し低い周波数での位相変化が大きくなる構成を提案し、試作評価により前記の位相特性が得られることを確認した。また実用化を見据え、移相器を小形・薄型化できる構成として誘電体基板上で同様な位相特性を実現する構成を提案し、試作評価によりその基礎特性を確認した[4]。更に実際のシステムに適用したときのシステム容量の改善効果および本移相器への要求条件を明確化するため、複数の通信エリアが配置されている環境（19 セルラップラウンド構成）における隣接セル干渉および所望信号電力対干渉電力信号比（SINR）のエリアシミュレーションを行うツールを作成し、要求条件および通信容量改善効果を明確化した[5]。その結果、1.5~2GHz を共用する基地局アンテナに提案移相器を用いることで、アンテナの大きさを変えることなく 1.5GHz 帯の通信容量を 11%程度改善できることを示した。

2. 研究の目的

これまでに開発した誘電体基板上の移相器は、単位構成において 2GHz での伝達位相に対して 1.5GHz での伝達位相を最大 10 度程度大きくできる構成であった。移動通信基地局用移相器ではこの位相差が 80 度程度必要であり[5]、この位相変化を実現するためには 8 段程度多段にする必要があった。試作評価に基づく本移相器の通過損失の推定値は 2dB 程度と大きく、実用に供するためには損失の低減が必要であった。さらに現在の構造では位相可変を行うための容量素子を機械的に移動させることが困難であるという課題があった。本研究では上記の課題を解決する新たな移相器構造を実現するとともに、その設計法を明らかにすることを目的としている。

3. 研究の方法

(1) 本研究では、多段にする段数を減らすことによる損失低減について着目する。そこでまず位相可変量を拡大可能な CRLH 伝送線路の単位構成の検討を実施する。検討は等価回路による解析と電磁界シミュレーションによる解析を平行して進める。

(2) 本研究では、現在の国内の移動通信基地局用マルチバンドアンテナで最も広い帯域を共用している 1.5~2GHz の共用アンテナへの適用を中心に検討を進める。また本研究は実用化を意識した検討のため、研究代表者が 2012 年まで勤務した NTT ドコモなどの通信事業者や、現在研究協力関係にある基地局アンテナメーカーと要求条件や実現性を議論しながら進めていく。

4. 研究成果

(1) 1.5GHz と 2GHz における伝達位相の差を拡大可能な回路パラメータの明確化

これまで代表者らが提案した誘電体基板上に構成する平面型周波数分散性移相器は、図 1 に

示すようにマイクロストリップ線路上に配置したインターデジタルキャパシタおよびインターデジタルキャパシタの上部に配置した可動の金属板（導体パッチ）によって線路に直列のキャパシタを構成するとともに、マイクロストリップ線路と地板を短絡する線路（メアンダインダクタ）によって線路に並列なインダクタンスを構成し、CRLH 伝送線路を実現している。インターデジタルキャパシタ上部の導体パッチを動かすことで、位相可変を実現している。図1に示す単位構成を縦続に配置することで、必要な位相量を得ている。本構成における位相の最大変化量が10度程度で、移動通信基地局用移相器に必要な80度程度の位相変化を実現するためには、8個程度縦続することが必要であった。

本研究では、単位構成でより大きな位相変化量を得ることを目的とし、直列キャパシタ以外のパラメータも変化させることによる位相変化量拡大について検討した。CRLH 伝送線路の単位構成は、図2に示すように直列の抵抗 R , $R2$, インダクタンス L_{se} , L_{se2} , キャパシタンス C_{se} , C_{se2} , および並列のコンダクタンス G , インダクタンス L_{sh} , キャパシタンス C_{sh} で構成された等価回路で表現できる。伝送線路の位相特性は主にインダクタンスおよびキャパシタンス成分で決定されるため、 R , $R2$, G 以外の6つの成分を変化させたときの単位構成を通過する信号の伝達位相特性について図2の等価回路を用いて検討を行った。検討にあたって図2に示した非対称 T 形回路の $Z(\omega)$, $Z2(\omega)$ を平均したものを配置した対称 T 形等価回路で伝達位相特性を考察しても同様であることを確認し、 L_{se} , C_{se} , L_{sh} , C_{sh} の4つの回路パラメータで検討を行った。その結果、 L_{se} , C_{sh} は、異なる周波数における位相伝達特性の拡大には寄与せず、 L_{sh} , C_{se} が主に異なる周波数間の位相伝達特性の拡大に寄与することを確認した。

そこで、まず L_{se} , C_{sh} の値を代表者らが提案した薄型周波数分散性移相器[3]で用いた伝送線路の素子の値とし、 L_{sh} , C_{se} を変化させたときの2GHzでの伝達位相に対する1.5GHzでの伝達位相の差について等価回路解析を行った。また本移相器の両端に接続する伝送線路との整合を考慮し、CRLH 伝送線路の特性インピーダンスに相当するブロッホインピーダンスについてあわせて解析を行った。最後に L_{se} , C_{sh} を調整した結果、 $L_R = 1.8 \text{ nH}$, $C_R = 0.35 \text{ pF}$ とし、図3に示す点線の枠内で C_L と L_L を同時に線形に変化させることで、ブロッホインピーダンスが40~60Ωの範囲内で2GHzでの伝達位相に対する1.5GHzでの伝達位相の差を従来の2倍の20度程度にできることを明らかにした。

(2) 等価回路パラメータの導出法

等価回路パラメータに対応する実際の構造を実現する上で、実際の構造の等価回路パラメータを明らかにする必要がある。実際の構造を電磁界シミュレータでモデル化して伝達特性を計算することによりインピーダンスを求めることができるが、インピーダンスのリアクタンス成分はインダクタンス成分とキャパシタンス成分の合成として求まるため、両パラメータを分離して求めることができない。そこで代表者らは、近接する複数の周波数では回路パラメータの値の変化は無視できるとし、近接する複数の周波数で算出したインピーダンスパラメータを連立することにより、図2に示す直列インピーダンスの L_{se} , C_{se} および並列アドミタンスの L_{sh} , C_{sh} を分離して求める手法を新たに考案した。図1に示すCRLH 伝送線路構造を例に述べると、まず電磁界シミュレータでモデル化して2つの周波数 ω_1, ω_2 で計算して求めたCRLH 伝送線路の入出力の回路行列 (Z 行列) を

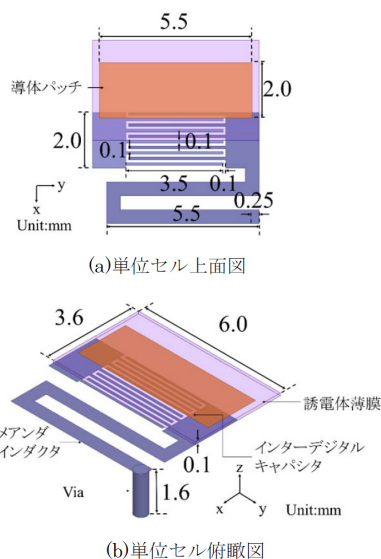


図1 直列容量可変周波数分散性移相器の単位構成

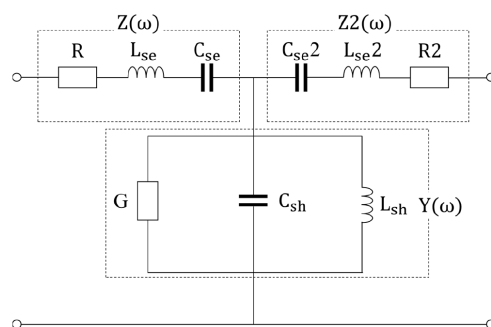


図2 CRLH 伝送線路の等価回路

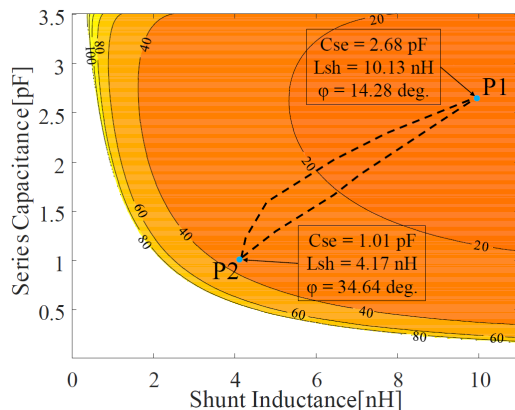


図3 C_L と L_L の変化に対する位相可変量

の伝達位相の差を従来の2倍の20度程度にできることを明らかにした。

$$\mathbf{Z}(\omega_1) = \begin{bmatrix} Z_{11}(\omega_1) & Z_{12}(\omega_1) \\ Z_{21}(\omega_1) & Z_{22}(\omega_1) \end{bmatrix}, \mathbf{Z}(\omega_2) = \begin{bmatrix} Z_{11}(\omega_2) & Z_{12}(\omega_2) \\ Z_{21}(\omega_2) & Z_{22}(\omega_2) \end{bmatrix}$$

とする. 直列インピーダンスを構成する L_{se}, C_{se} および L_{se2}, C_{se2} は, 行列 $\mathbf{A}, \mathbf{B}, \mathbf{C}$ を以下のように定義すると, $\mathbf{A} = \mathbf{B}\mathbf{C}$ の関係から, $\mathbf{C} = \mathbf{B}^{-1}\mathbf{A}$ を求めることにより求めることができる.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \text{Im}(Z_{ii}(\omega_1) - Z_{12}(\omega_1)) \\ \text{Im}(Z_{ii}(\omega_2) - Z_{12}(\omega_2)) \end{bmatrix}, \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \omega_1 & -\frac{1}{\omega_1} \\ \omega_2 & -\frac{1}{\omega_2} \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{se}i \\ \frac{1}{C_{se}i} \end{bmatrix}$$

ただし, i は 1 または 2 である. 並列アドミタンスは, 行列 \mathbf{A}, \mathbf{C} を以下のように定義することで同様に求めることができる.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \text{Im}\left(\frac{1}{Z_{12}(\omega_1)}\right) \\ \text{Im}\left(\frac{1}{Z_{12}(\omega_2)}\right) \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_{sh} \\ L_{sh} \end{bmatrix}$$

(3) C_{se} と L_{sh} を同時に線形に変化可能な単位構成前項で述べた等価回路パラメータを実現する具体的な CRLH 伝送線路の構造を, 有限要素法を用いた電磁界シミュレータ (Ansys 社 HFSS) を用いて検討した. 構造に対する等価回路パラメータの算出は前述の手法を用いている.

図 3 に示した C_{se} と L_{sh} の範囲で C_{se} と L_{sh} を同時に変化可能な構成として, 図 4 に示すような, これまでのインターディジタルキャパシタ上に配置した可動金属板に加えて, マイクロストリップ線路と地板を接続するメアンダインダクタの長さを同時に変化できる構成を新たに考案した.

可変 C_{se} を実現するインターディジタルキャパシタ上部の可動金属板の構造およびインターディジタルキャパシタは, 所望の容量値を実現するとともに可動金属板の機械的な強度をできるだけ大きくできるように再設計し, 可動金属板を配置する誘電体基板の比誘電率を 10.2 と大きくすることで, 厚さ 0.254mm まで拡大できることを示した. またメアンダインダクタは, 2 回の折り返し状に構成するとともに線路上部に可動短絡素子 (ブリッジ導体) を配置し, 可動短絡板を可動金属板と同時に移動させることにより, 直列キャパシタンス C_{se} と並列インダクタンス L_{sh} を同時に変化できる構成を実現した.

図 4 に直列キャパシタンス C_L と並列インダクタンス L_L を同時に変化させた時のインダクタンス成分およびキャパシタンス成分の変化を示す. 図よりわかるように, 可動金属板および可動短絡素子を移動させることにより, L_{se}, C_{sh} はほとんど変化させずに L_{sh}, C_{se} のみ線形に変化させることができることがわかる. また図 3 の点線内に対応する直列キャパシタンス C_{se} および並列インダクタンス L_{se} の可変範囲を実現できることが確認できる.

一方単位構造の入力インピーダンス特性を確認したところ, 可動金属板の重なる割合が小さい場合に入力インピーダンスの容量性リアクタンス成分が大きくなることが確認された. よって本移相器の入出力端に可動金属板の重ね具合に応じてリアクタンス成分が変化する整合回路が必要になる. 今後は, 可変整合回路の実現構成, および, 代表者ら既に報告した要求位相変化条件を満足するように 5 セル結合した構造での性能

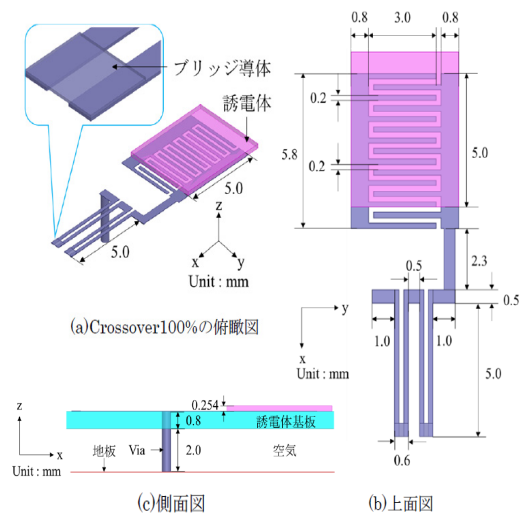


図 4 C_L と L_L を同時可変する単位構成

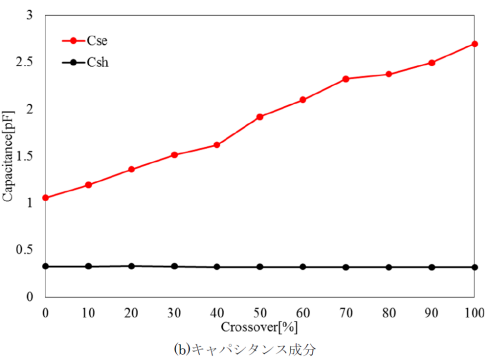
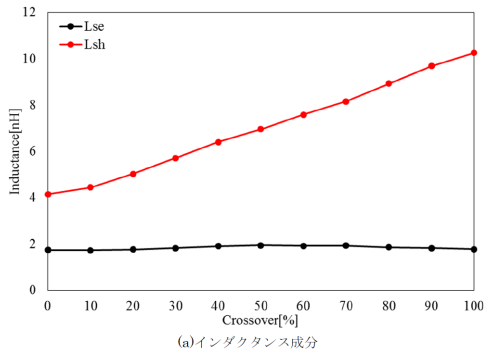


図 5 可動金属板および短絡板移動時のインダクタンス及びキャパシタンス特性

の確認を行うとともに、試作評価を実施する予定である。

<引用文献>

- [1] 井原泰介他, 信学技報, AP2013-122, pp.127-132, 2013.11.
- [2] 菊込正敏, 西村崇, 信学論, Vol.J97-B, No.9, pp.738-751, 2014.09.
- [3] N. Michishita, et.al., IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, Vol.10, pp.1579-1581, 2011.
- [4] 道下尚文他, 信学技報, AP2014-38, pp. 99-102, 2014.
- [5] 馬籠達也他, 信学技報, AP2014-5, pp. 25-30, 2014.

5. 主な発表論文等

[雑誌論文] (計 2件)

- ① K.Cho, N. Michishita, I. Oshima, H. Nakabayashi, “Extracting Equivalent Circuit Parameters of a CRLH Transmission Line”, IEICE Communications Express, 査読あり, Accepted.
<http://doi.org/10.1587/comex.2019XBL0034>
- ② N. Michishita, Y. Yamada, K. Cho, “Design of composite right/left handed transmission line for phase shifter of multi-band base station antenna”, The European Physical Journal Applied Metamaterials, 査読あり, Vol.5, No.12, 2018, pp.1-8.
<http://doi.org/10.1051/epjam/2018009>

[学会発表] (計 3件)

- ① Y. Yanagisawa, K. Cho, N. Michishita, I. Oshima, “Circuit Parameters Maximizing Phase Dispersion of Frequency Dispersive Phase Shifter for Multiband Base Station Antenna”, Proc. of 2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2016), 査読あり, pp.358-359.
- ② A. Sakamoto, K. Cho, N. Michishita, T. Seki, I. Oshima, “Transmission Characteristic Comparison between Right and Left Handed Leaky Wave Antennas Composed of CRLH Coplanar Strip Line”, Proc. of 2016 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2016), 査読あり, pp.828-829.
- ③ 坂本旭, 長敬三, 道下尚文, 大島一郎, “CRLH コプレーナストリップ線路で構成した漏れ波アンテナの S パラメータによる右手・左手系動作解析”, 電子情報通信学会 2016 年ソサイエティ大会講演論文集, BS-1-7.

6. 研究組織

(1)研究分担者

研究分担者氏名：道下 尚文

ローマ字氏名：MICHISHITA Naobumi

所属研究機関名：防衛大学校

部局名：電気情報学群 電気電子工学科

職名：准教授

研究者番号 (8 桁)：30535357

※科研費による研究は、研究者の自覚と責任において実施するものです。そのため、研究の実施や研究成果の公表等については、国の要請等に基づくものではなく、その研究成果に関する見解や責任は、研究者個人に帰属されます。