

マイクロストリップ非平行ブロードサイド電磁結合線路の近端クロストークに関する実験的検討

著者	昆 真央, 川又 憲, 嶺岸 茂樹
雑誌名	東北学院大学工学部研究報告
巻	48
号	1
ページ	11-14
発行年	2014-02
URL	http://id.nii.ac.jp/1204/00024108/

マイクロストリップ非平行ブロードサイド電磁結合線路の 近端クロストークに関する実験的検討

Experimental examination about the near-end crosstalk of the micro-strip nonparallel broadside electromagnetic coupled lines

昆 真央*
Masao KON

川又 憲**
Ken KAWAMATA

嶺岸 茂樹**
Shigeki MINEGISHI

Abstract: The near-end crosstalk of a micro-strip broadside electromagnetic coupled line is measured. An experiment is performed for the following two cases:

- 1) Straight line-type micro strip with nonparallel coupled line
- 2) Circular arc-type micro strip with nonparallel coupled line

The measurement result shows that the coupling has high-pass characteristics in both cases.

Keywords: Micro Strip Line, Crosstalk, Broadside Coupling, EMC

1 はじめに

分布電磁結合線路についてこれまで情報通信機器等におけるクロストーク問題の観点から多くの研究が行われている。電磁結合の方法として主に、エッジ結合とブロードサイド結合の2つがある。前者は対称性の確保の容易さ、後者は強い結合、配線密度の効率化が図れる利点を有す。ブロードサイド結合についての研究は対称性を確保させづらさなどの理由からあまり行われていない[1]~[5]。平行ブロードサイド近端クロストークの周波数特性は結合線路長に依存した楕円の特性になることが、実験的にも報告されているが、本研究では非平行の場合の近端クロストークについて検討した。平行ブロードサイド近端結合の周波数特性は楕円の特性になることがわかっている。ここで電磁結合については次式で表される[6]。

$$X(f) = j\beta \int_0^L k(x) \cdot \exp(-j2\beta x) \cdot dx$$

X(f):ブロードサイド近端結合 L:結合線路長 ... (1)

B:位相定数(= 2π/λ) K(x):結合係数

f:周波数 λ:波長

X(f)は結合係数に依存することから線路間隔を大きくすることで電磁結合を減少できる。そこで本研究では長さ方向に線路間隔が直線形および円弧形に変化する非平行ブロードサイド電磁結合について検討した。円弧形の方が、線路間距離が長くなることから、特性変化が大きくなることが予想される。尚、本研究ではクロストーク問題として取り上げていることから、以降電磁結合ではなくクロストークとして扱う。

2 直線形非平行

ブロードサイドクロストーク

2.1 測定方法

実験で使用するマイクロストリップ線路をFig.1に示す。長さ100[mm]、厚さ1[mm]、線路幅2,4,8[mm]の導体を試作し、アース面上にSMAコネクタのピンに乗せることで浮かせマイクロストリップ線路を試作した(ともに真鍮製)。ブロードサイド結合として配置する線路をそれぞれ、“誘導ライン(Induction-Line)”、“被誘導ライン(Induced-Line)”として前者を下、後者を上に配置した。給電点(誘導ライン)を#1、出力(被誘導ライン)を#3、終端点を#2、#4とした。尚測定の場合上、被誘導ラインよりも誘導ラインのアース板は小さいものとした。

本実験の測定方法についての外観をFig.2に示

* 東北学院大学大学院

** 東北学院大学

す。#3と#4方向に角度を与えた場合、#1と#3の線路間隔を20[mm]一定とした。#4から#3方向に角度を与えた場合、#2と#4の線路間隔を20[mm]一致とした。また、これまでに測定した平行ブロードサイドクロストークの結果とも比較し検討した[7]。尚、どの条件においても線路単体では3.5[GHz]以下において $VSWR \leq 1.2$ として実験を行った。

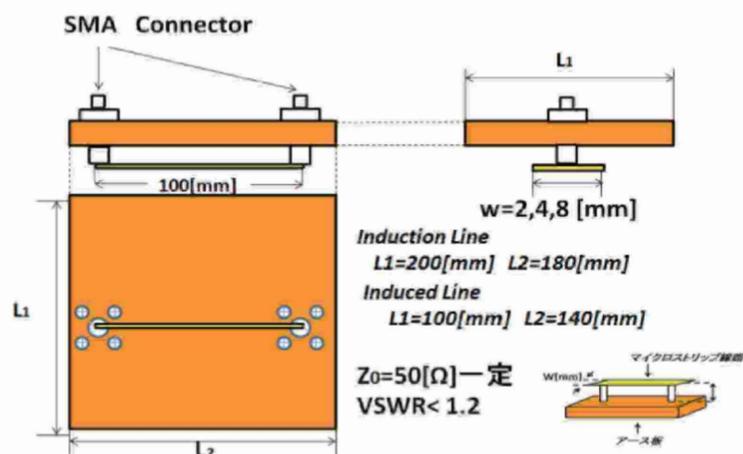


Fig.1 直線形マイクロストリップ線路 規格

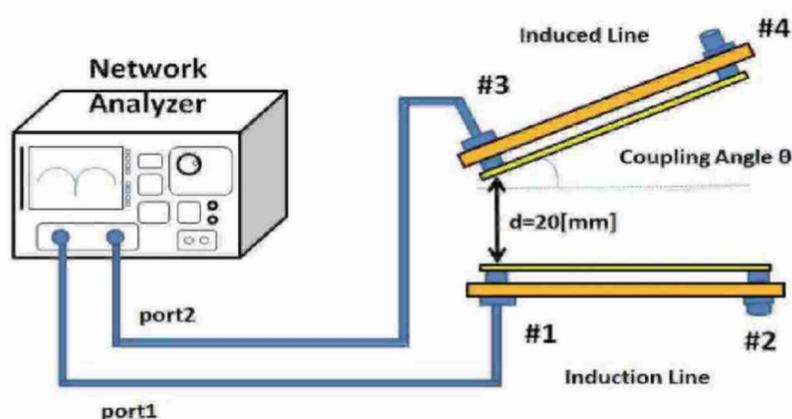


Fig.2 測定システム

2.2 測定結果

測定結果について Fig.3~8 に示す。

平行関係の時($\theta=0^\circ$)に見られる楕円的特性は角度 θ をつけるとほぼ見られなくなり、角度 θ をさらに大きくすると、 $\theta=0^\circ$ の時に示す、減衰量の大きい、いわゆる”落ち込み”がなくなり、ハイパス特性となる。理由は(1)式から明らかなように、これらの”落ち込み”の周波数間隔は結合線路長に依存するが、非平行にすることによって平行になる結合線路がなくなるからであると思われる。さらに非平行にすると線路間隔が次第に大きくなるため、クロストークも小さくなることがわかる。

給電側に角度をつけた場合(#1と#3の距離一定)に比べ終端側に角度(#2と#4の距離一定)をつけた場合の方がその傾向は顕著に表れた。値としては5,10,15,20,30と増やしていく毎に2[dB]の減少が見られた。

線路幅の違いによる結果の比較を行うと、ハイ

パス特性に近づき、クロストークが減少する傾向は共通して見られた。線路幅による違いはほぼ見られなかった。

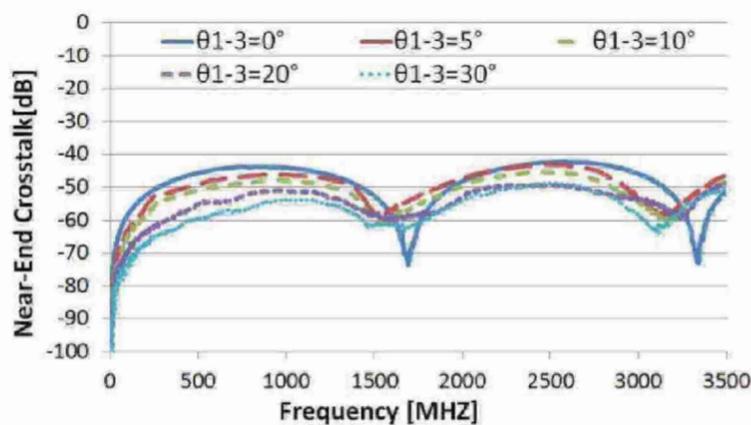


Fig.3 直線形非平行ブロードサイドクロストーク
線路幅 $w=2$ [mm] 給電側に対して θ

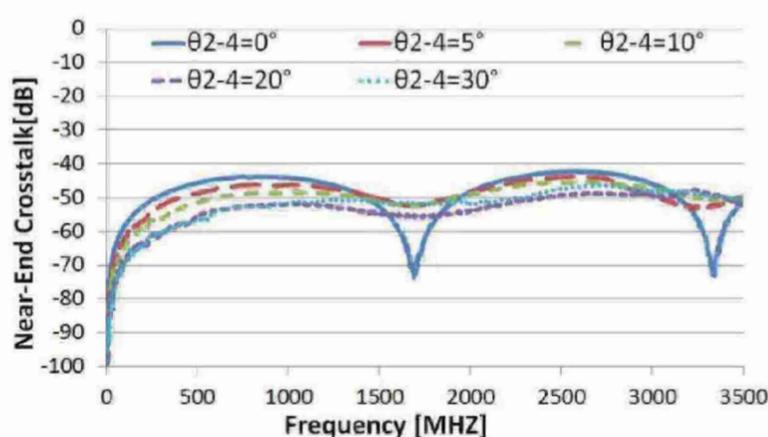


Fig.4 直線形非平行ブロードサイドクロストーク
線路幅 $w=2$ [mm] 終端側に対して θ

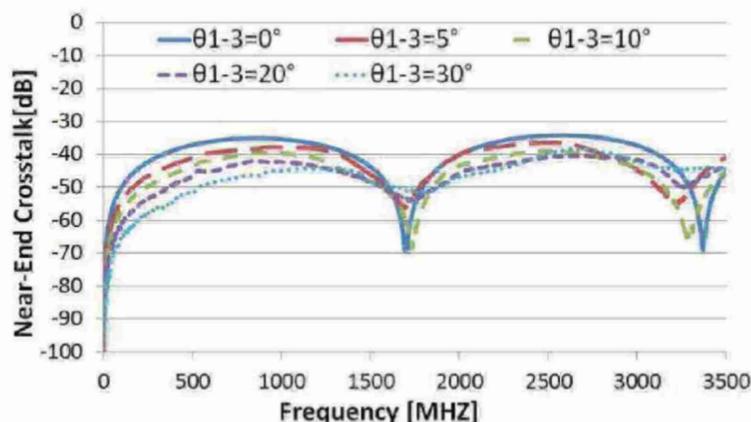


Fig.5 直線形非平行ブロードサイドクロストーク
線路幅 $w=4$ [mm] 給電側に対して θ

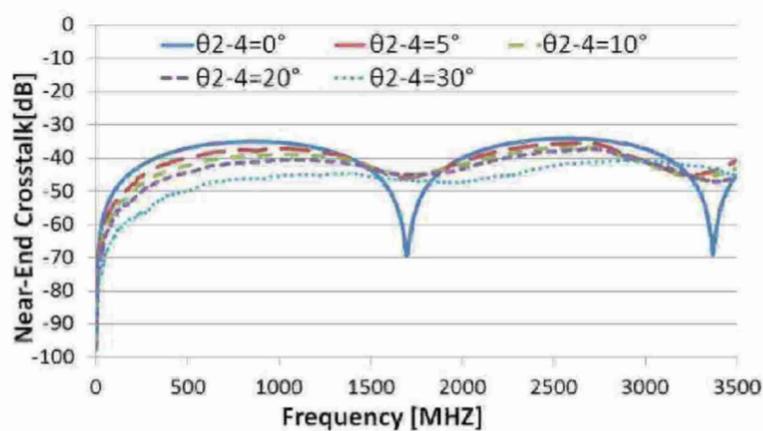


Fig.6 直線形非平行ブロードサイドクロストーク
線路幅 $w=4$ [mm] 終端側に対して θ

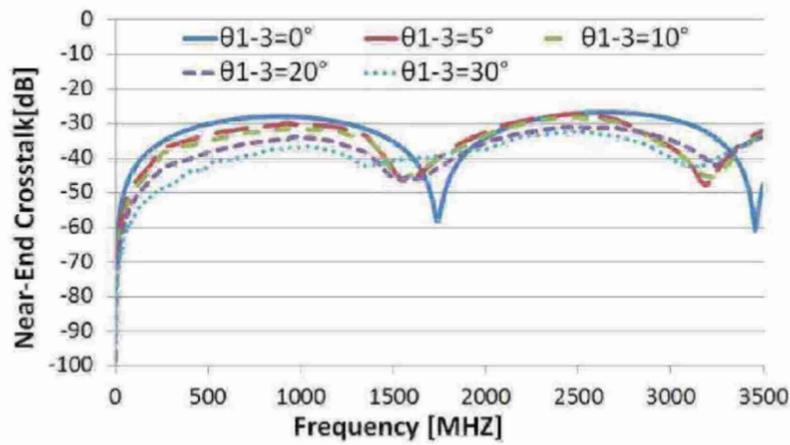


Fig.7 直線形非平行ブロードサイドクロストーク線路幅 $w=8$ [mm] 給電側に対して θ

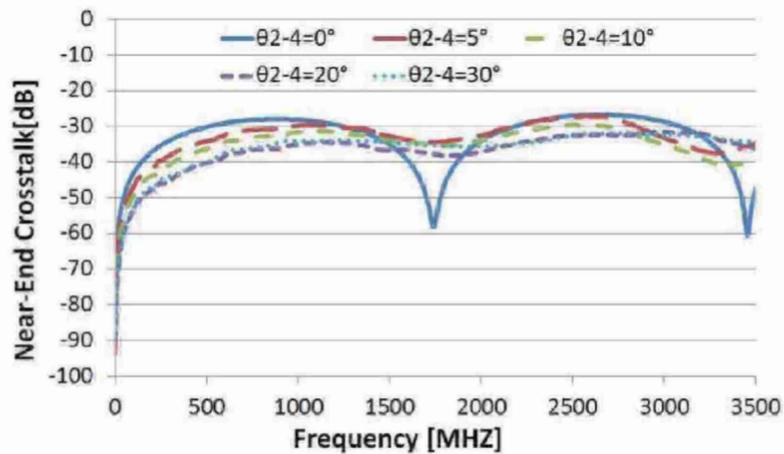


Fig.8 直線形非平行ブロードサイドクロストーク線路幅 $w=8$ [mm] 終端側に対して θ

3 円弧形非平行ブロードサイドクロストーク

3.1 測定方法

実験で使用するマイクロストリップ線路を Fig.9~11 に示す。ストリップ導体を長さ 100[mm]、厚さ 1[mm]、線路幅 $w=4$ [mm]、曲線モデルを半径 259.7 の 1/16 円弧形、半径 129.9[mm] の 1/8 円弧形、半径 63.7[mm] の 1/4 円弧形として試作した(アース板は縦 102[mm]、横 100[mm]、厚さ 5[mm])。本研究ではマイクロストリップ導体長(100[mm])一定とし、曲率をパラメータとした。円弧形のアース板上に円弧形のマイクロストリップ線路(ともに材料は真鍮)を製作し、どの条件の場合でも線路単体では 3.5[GHz]以下において $VSWR \leq 1.2$ として線路単体における影響を抑えた上で実験を行った。

本実験の測定方法について外観を Fig.12 に示す。#1 と #3 の距離を 20[mm]一定とする。

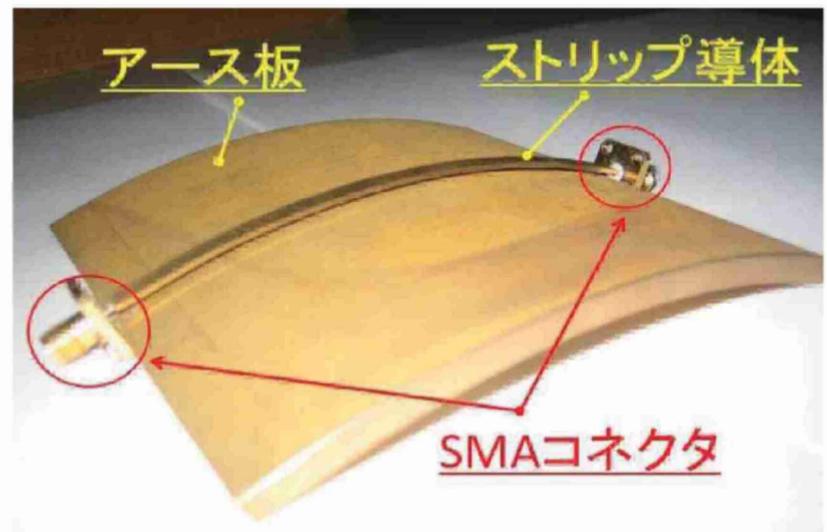


Fig.9 1/16 円弧形マイクロストリップ線路

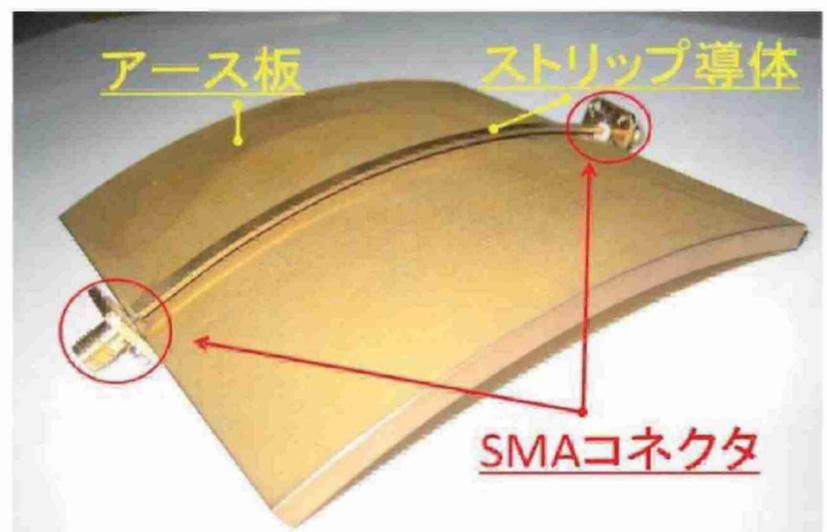


Fig.10 1/8 円弧形マイクロストリップ線路

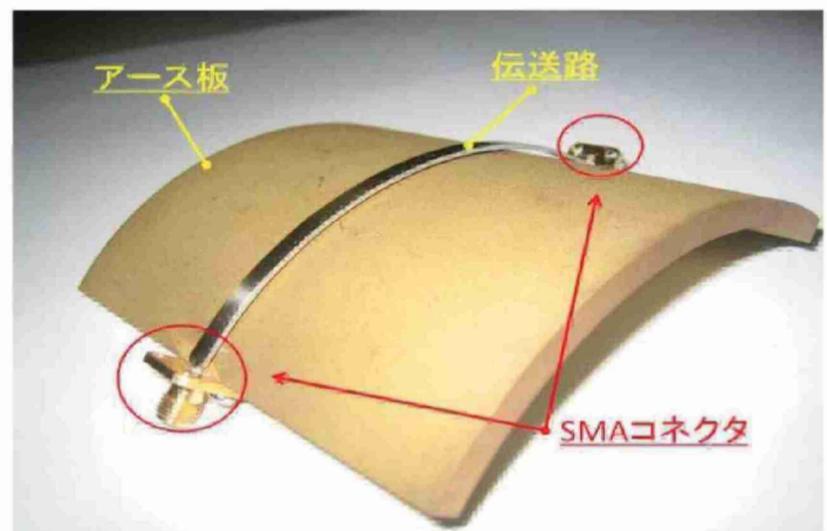


Fig.11 1/4 円弧形マイクロストリップ線路

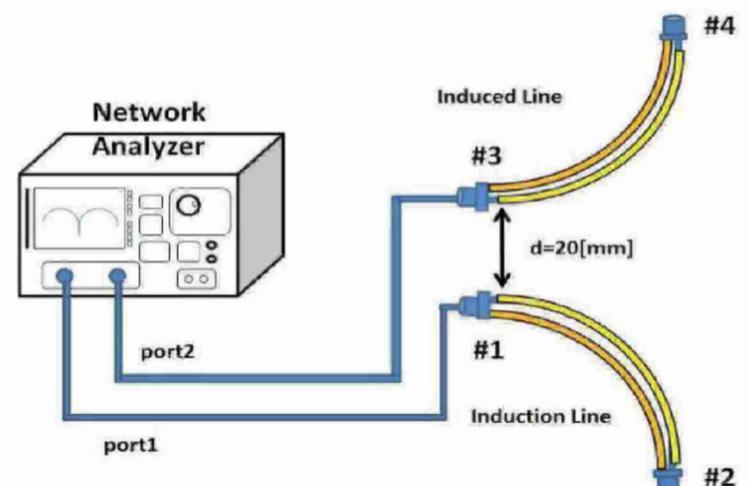


Fig.12 測定システム

3.2 測定結果

測定結果について Fig.13 に示す。

直線形から円弧形にすると楕形の周波数特性がハイパス特性に変化した。特に直線形の時に見られた落ち込み周波数($f=1750$ [MHz])が消失した。値としては $1/16, 1/8, 1/4$ と変化させる毎に $2, 4$ [dB]と減少する傾向となった。ただし、高周波に近づけば近づくほどほとんど変化しない結果となった。

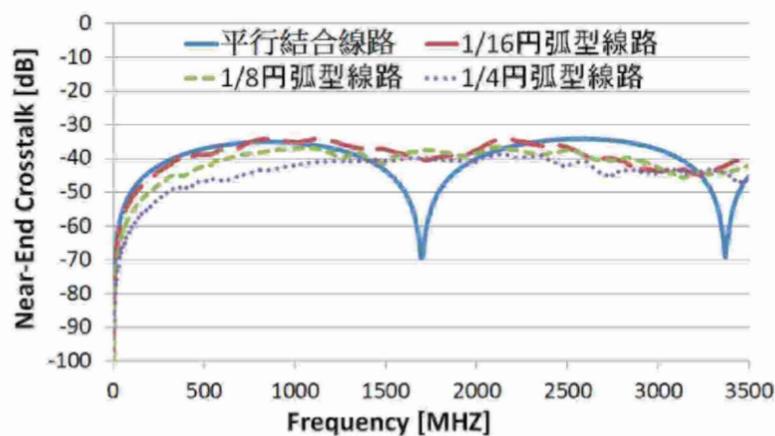


Fig.13 円弧形非平行ブロードサイドクロストーク

4 まとめ

直線形と円弧形線路を非平行関係に配置して得られた結果は共に”落ち込み”のほとんど無い、ハイパス特性を有していた。ここでブロードサイドクロストークの理論式について述べる。結合減衰量として表すと

$$S_{31}[\text{dB}] = 20 \times \log \left| \frac{V_R}{V_{in}} \right| \quad (2)$$

となる。ここで V_{in} は入力電圧、 V_R は出力電圧を表す。また(2.2)式において $\left| \frac{V_R}{V_{in}} \right|$ は

$$\left| \frac{V_R}{V_{in}} \right| = A \times \sin(\beta l) = A \times \sin \left(\frac{2\pi}{\lambda} \times l \right) \quad (3)$$

と表すことができ、 A は係数、 β は位相定数、 L は線路長である。理論的には $-\infty$ の減衰量となる落ち込み周波数は(3)式の \sin 内部部分を 1 にすることによって決まる。しかし、非平行電磁結合線路における結合線路長はゼロに近い場合、結果的に \sin 部分がほぼ定数になることから、近端クロストークは一定量を示すハイパス特性となる。

直線形状において、給電側よりも終端側に対して角度をつけた場合の方が傾向としては顕著に表れた。このことから、給電側の方が結合としては強いことがわかった。また、終端側の角度 $\theta=5^\circ$ とした場合、平行時($\theta=0^\circ$)とあまり変わらない状態にもかかわらずハイパス特性になる。

円弧形形状においては、一番直線形状に近い $1/16$ 円弧形でもはっきりとその傾向が表れた。(3)

式をもとに考えると、円弧形の方が直線形線路に比べて線路間隔が広がることから、結合線路長はよりゼロに近づく。このことから、円弧形線路の方がよりハイパス特性に近づくことが予想される。

今回の結果から、狭い空間で楕形の特性をハイパス特性に変えられることから、広帯域磁気センサへの応用が期待できる。落ち込み周波数が無くなったことからクロストークとして強くなってしまった部分もあるが、最大値を減少させ、クロストークのほぼ変わらない周波数特性になったことから、信号処理としての可能性が広がったと考える。

今後は、センサへの応用を考えた場合、結合としてはまだ弱いので、結合部等に磁気材料を利用していくつもりである。

参考文献

- [1] D.Packiaraj, M.Ramesh and A.T.Kalghatgi, "Broad Band Filter for UWB Communications", Microwave Conference, 2006. 36th European
- [2] Z.-C. Hao and J.-S. Hong, "Compact ultra-wideband bandpass filter using broadside coupled hairpin structures on multilayer liquid crystal polymer substrate"
- [3] Yunchi Zhang, Kawthar A. Zaki, "Compact, Coupled Strip-line Broad-Band Bandpass Filters", Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International
- [4] Kuo-Feng Steve Huang, Student Member, IEEE and Ching-Kuang C. Tzuang, Fellow IEEE: "Characteristics and Design of Broadside-Coupled Transmission Line at a Higher Order Leaky Mode", IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol51, No2, February 2003
- [5] 黒川 悟, 佐藤 亨: "方向性結合器型プリント基板上電磁界センサの開発", 電子情報通信学会論文誌 B Vol.J85-B No.12, pp2354-2361(2002)
- [6] BERNARD M. OLIVER, "Directional Electromagnetic Couplers" Proceedings of the IRE Volume:42 2008/11/9
- [7] 昆真央, 嶺岸茂樹, 川又憲: "幅の異なるブロードサイド電磁結合線路のクロストークの実験的検討" 平成 24 年度電気学会基礎・材料・共通部門, XX-6, (2012 年 9 月)