

# 應用於 WLAN 頻段之無線充電高增益接收天線

高士堯\*、戴明淳、林憶芳、陳華明

國立高雄應用科技大學-光電與通訊所

**摘要**— 本文主要研究應用於 WLAN 頻段耦合饋入漸進式偶極天線，設計在厚度為 1.6 mm 的 FR4 玻璃纖維基板，天線整體尺寸為  $85 \times 60 \text{ mm}^2$ ，結構上為耦合式饋入的偶極天線的設計，其利用錐形槽縫金屬片的方式使阻抗變動平緩達到寬頻的效果，天線槽縫的耦合電容特性相當於在饋入端串聯一個電容性阻抗，利用這個特性可調整天線整體的虛部阻抗，雖然偶極天線本身具有等方向性的輻射場型，但此設計在傳輸線的地作為反射板，其效果使場型集中以提升天線增益。

式可以增加頻寬，輻射場型更可以有效的提高指向性且具有較高增益的表現。

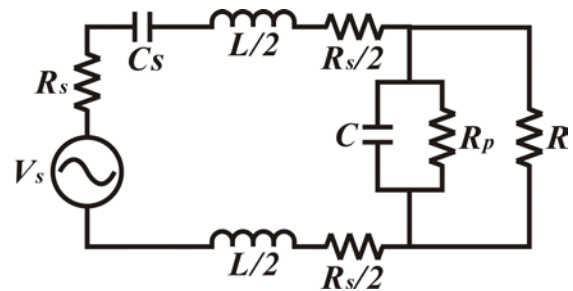
## 一、前言

本文主要著重於無線充電系統 2.4 GHz 接收天線之設計，使用頻段為 WLAN 2.4 GHz 之頻段。天線設計架構是用微帶線饋入耦合至背面擁有分裂之錐形槽縫，藉由分裂後段的金屬幾何矩形做為反射板使輻射場型為指向性，錐形槽縫之幾何圖形為漸進式的結構，可使阻抗變化較為平緩，此種設計方式有寬頻及高增益之特性，且涵蓋所需之 WLAN 2.4 GHz 頻段。

全球無線通訊產品發展迅速，無線通訊系統也不斷的推陳出新，在被動元件天線設計方面以輕薄、低姿態 (Low Profile)、體積小、低成本的天線元件為目標。為了使無線充電系統在 RF 轉換 DC 效率能有效提升，因此在無線充電系統接收端的天線增益亦即為重要環節 [1]，在此提出具耦合饋入雙極高增益天線，適用於無線充電系統接收端之天線，本天線輻射場型為指向性場型且具高增益及高效率的特性。本節設計之天線需要較窄的波束寬來提高天線之增益，若使用單極天線 (Monopole Antenna) 或倒 F 形天線 (Planar Inverted-F Antenna, PIFA) 做為設計雖然可以有效縮小天線面積，但是增益較小並不適合用於無線充電系統的天線，故選擇用偶極天線進行設計。

## 二、天線原理與設計

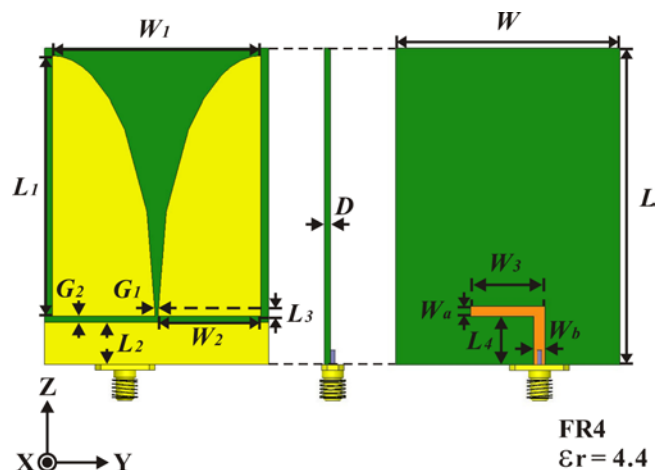
本文提出一款耦合饋入偶極天線，天線整體尺寸為  $85 \times 60 \text{ mm}^2$ ，在結構上為微帶線饋入後耦合至背面的形式來做為設計，傳輸線的地作為反射板來增加天線的指向性，傳輸線的地與錐形槽縫金屬片間槽縫 ( $G_2$ ) 為本天線調整虛部阻抗之機制，將本章節天線之結構化為等效電路如圖一所示， $C_s$  表示為傳輸線的地與錐形槽縫間槽縫之電耦合效應的串聯電容效應。利用微帶線耦合饋入的方式，主要輻射是由擁有分裂之錐形槽縫的金屬輻射片來決定，微帶線利用電磁耦合將能量至漸進式的幾何矩形的錐形槽縫金屬片上 [2]-[9]，可以在不使用空氣介質的情況下提高整體頻寬，由於微帶線的地與錐形槽縫金屬片間槽縫使天線有串聯容抗的特性，此種設計方



圖一：耦合饋入偶極天線等效電路

## 三、天線實驗結果與討論

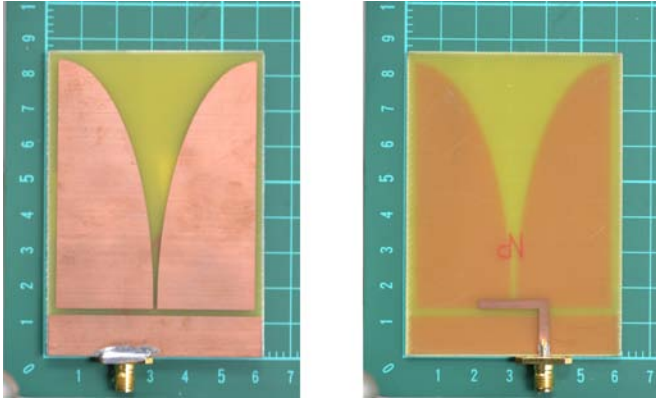
本文提出耦合饋入偶極天線幾何結構如圖二所示，天線設計於厚度為 1.6 mm 的 FR4 玻璃纖維基板上，其介電常數 ( $\epsilon_r$ ) 為 4.4，損耗正切 (Loss Tangent) 為 0.02，其整體天線尺寸為  $85 \times 60 \text{ mm}^2$  天線詳細參數值如表一所示，圖三為天線實體圖。圖四為天線模擬與實測之反射損失比較圖，圖五與圖六為天線模擬與實測阻抗圖，由於錐形槽縫金屬片為漸進式的設計，所以在圖五的實部阻抗並沒有劇烈的變化，在頻寬涵蓋的實部阻抗平均為 53.5 歐姆。模擬頻寬涵蓋 WLAN 2.4GHz 操作頻段，實測的操作頻寬為 2000 MHz~3000 MHz，阻抗頻寬約為 1100 MHz，頻寬百分比約為 40%；模擬的操作頻寬為 2000 MHz~2800 MHz，阻抗頻寬約為 800 MHz，頻寬百分比約為 33%。



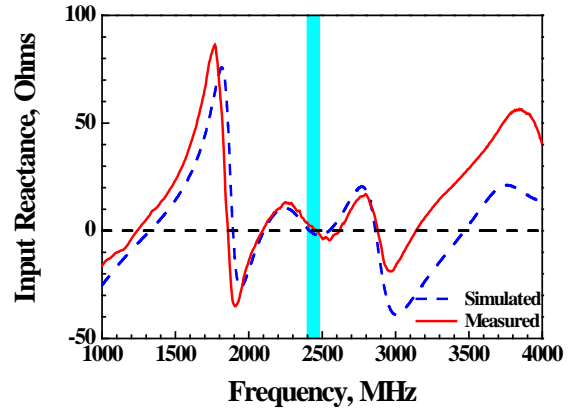
圖二：耦合饋入偶極天線幾何結構圖

表一：耦合饋入偶極天線之尺寸參數表

Parameter	Data	Parameter	Data
$L$	85 mm	$W$	60 mm
$L_1$	68 mm	$W_1$	56 mm
$L_2$	11.3 mm	$W_2$	27.5 mm
$L_3$	2 mm	$W_3$	20 mm
$L_4$	13 mm	$W_a$	2.8 mm
$G_1$	1.7 mm	$W_b$	3 mm
$G_2$	1 mm	$D$	1.6 mm



圖三：耦合饋入偶極天線實體圖



圖六：耦合饋入偶極天線模擬與實測虛部阻抗圖

天線主要幅射面為錐形槽縫金屬片，而錐形槽縫金屬幅射面幾何圖形主要為兩塊四分之一橢圓及兩塊矩形所組成，橢圓長短軸分別為  $L_1$  及  $W_2$ ，靠近地的矩形參數為  $L_3$  及  $W_2$ ，計算錐形槽縫金屬片內側的實際長度可以利用拉馬努金所提出的橢圓周長近似公式[10]：

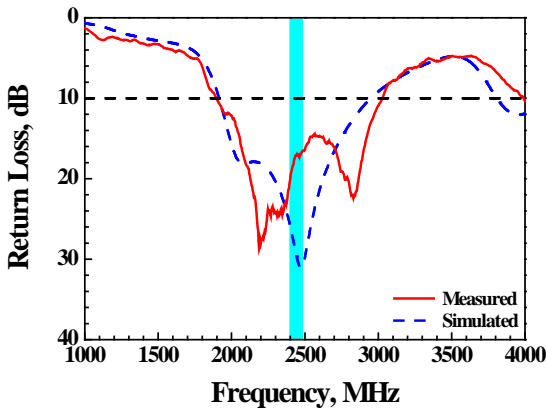
$$C \approx \pi \left[ 3(a+b) - \sqrt{(3a+b)(a+3b)} \right] \quad (1)$$

再將天線參數  $L_1$  及  $W_2$  代入 (1) 可得：

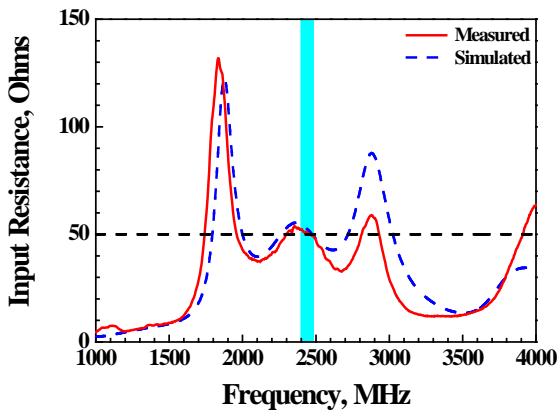
$$C \approx \pi \left[ 3(L_1 + W_2) - \sqrt{(3L_1 + W_2)(L_1 + 3W_2)} \right] \quad (2)$$

最後可得出錐形槽縫金屬片單臂長度為：

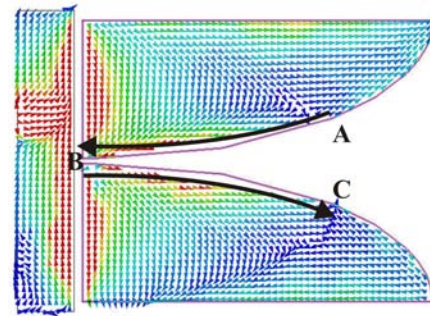
$$\lambda = \frac{C}{4} + L_3 \quad (3)$$



圖四：耦合饋入偶極天線模擬與實測反射損失圖



圖五：耦合饋入偶極天線模擬與實測實部阻抗圖



圖七：耦合饋入偶極天線表面電流分佈圖

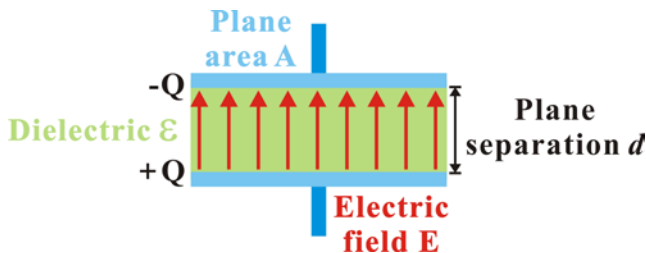
圖七為天線在 2.45 GHz 頻段之模擬表面電流分佈圖，能量由微帶線饋入耦合至錐形槽縫金屬片，主要路徑為錐形槽縫金屬片所激發，在錐形槽縫金屬片上的電流路徑有零點產生，其路徑為 A-B-C，共振長度為 76.5 mm，約為 2.45 GHz 的  $0.63 \lambda_0$ ，由於幅射面錐形槽縫金屬片為 V 型結構[11]-[12]，電流會有相互抵銷的影響，造成共振路徑略長於一般偶極天線的共振波長。

接著對天線結構之參數做相關探討。圖十、圖十一分別為  $G_2$  參數之模擬反射損失比較圖與史密斯圖，改變

$G_2$  之參數並搭配圖十二虛部阻抗圖來做說明。當兩片面積為  $A$  的金屬板互相平行，且相隔的距離  $d$  中間夾帶介電質，假設這兩片導板分別載有正電荷 (+ $Q$ ) 與負電荷 (- $Q$ )，此時兩導板間產生電位差  $V$ ，此稱之為平行板電容 (如圖八)。因此錐形槽縫金屬片與微帶線的地可等同於平行板電容的金屬板 ( $A$ )，兩平行板間  $G_2$  槽縫的為 ( $d$ )，所以當  $G_2$  的寬度增加時，從平行板電容公式：

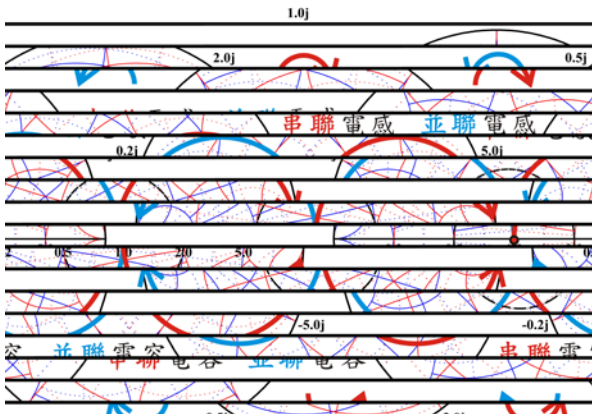
$$C = \epsilon \frac{A}{d} \dots\dots\dots, d \ll A \quad (4)$$

增加平行板間的  $G_2$  距離，介電質與面積不變的情況下電容值與距離成反比，因此當距離 ( $d$ ) 越大電容值就越小，從容抗公式可知，當電容值越小時容抗會越大，圖十一可知虛部阻抗隨著 ( $G_2$ ) 距離增加向電容性做趨勢性的偏移。

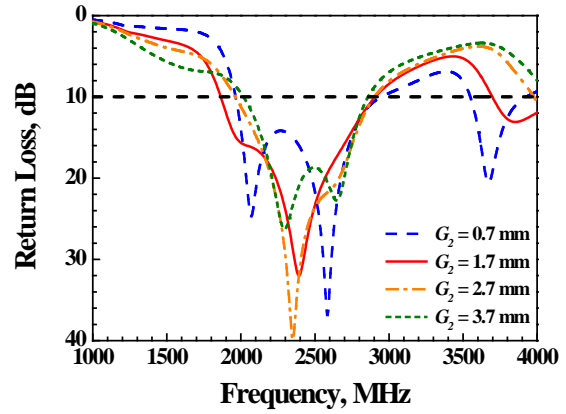


圖八：平行板電容示意圖

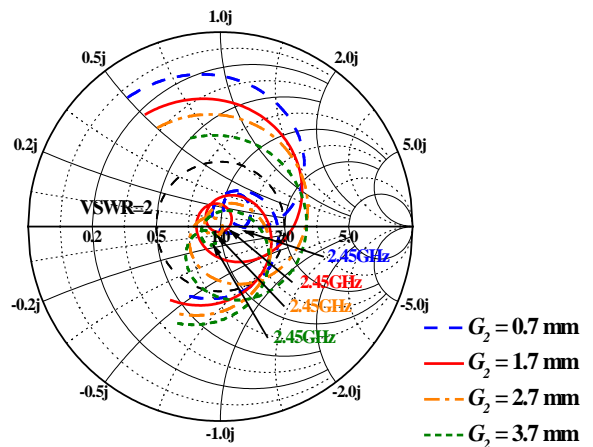
圖九為史密斯串並聯電容電感特性圖，史密斯圖除了可以了解電容電感特性外，並且可以知道等效的阻抗為串聯或是並聯的變化，圖十一為  $G_2$  參數變化的史密斯圖，當  $G_2$  增加時，其操作在 2.45 GHz 頻段的史密斯圖隨之以串聯容抗之特性做趨勢性的變動。



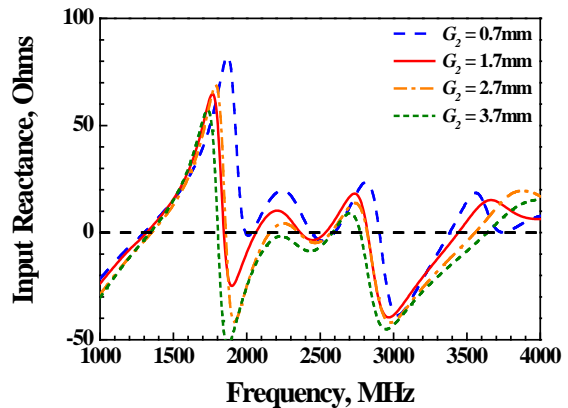
圖九：史密斯串並聯電容電感特性



圖十：耦合饋入偶極天線探討  $G_2$  寬度變化模擬反射損失圖



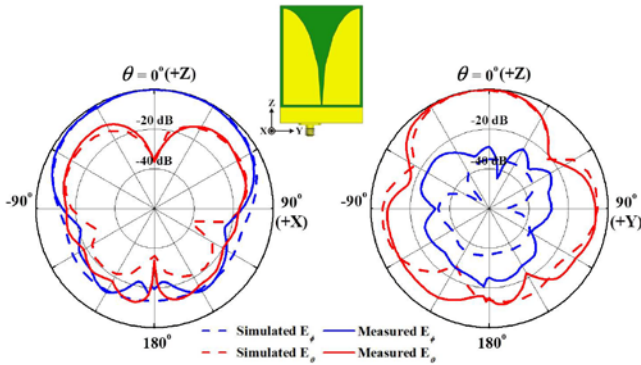
圖十一：耦合饋入偶極天線探討  $G_2$  寬度變化史密斯圖



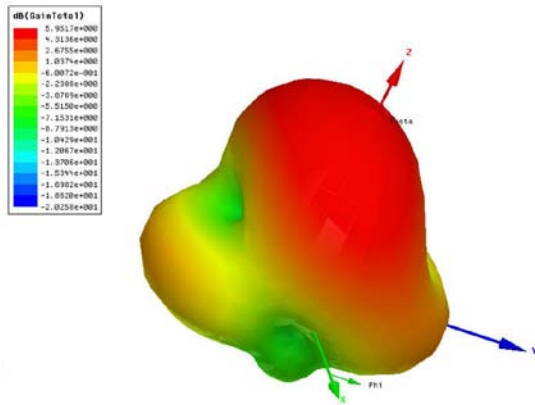
圖十二：耦合饋入偶極天線探討長度  $G_2$  變化虛部阻抗變化圖：

圖十三為耦合饋入之雙極天線之模擬與實測 2D 輻射場型圖，其 XZ 及 YZ 平面在 Z 方向有顯著的指向性輻射場型，主要是由微帶線的地當作反射板所造成的結果，指向性的輻射場形因場型較於集中可增加接收訊號之能量，圖十四及圖十五為模擬與實測 3D 輻射場型

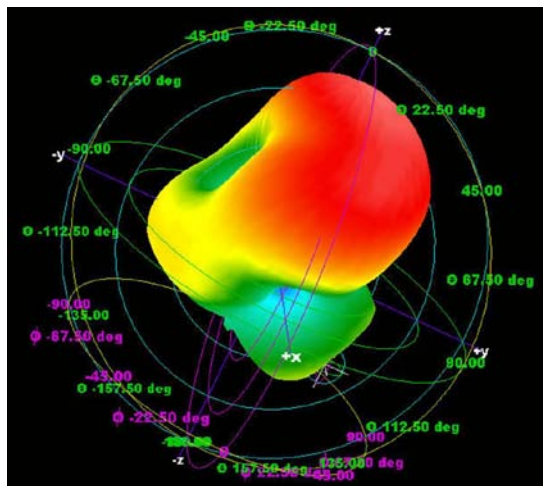
圖，可以看到 2D 輻射場型與 3D 輻射場型圖是相符的。圖十六為天線實測與模擬增益與輻射效率，在 WLAN 操作頻段實測增益約為 5 ~ 6.5 dBi，在 WLAN 操作頻段輻射效率都有在 95 % 以上。



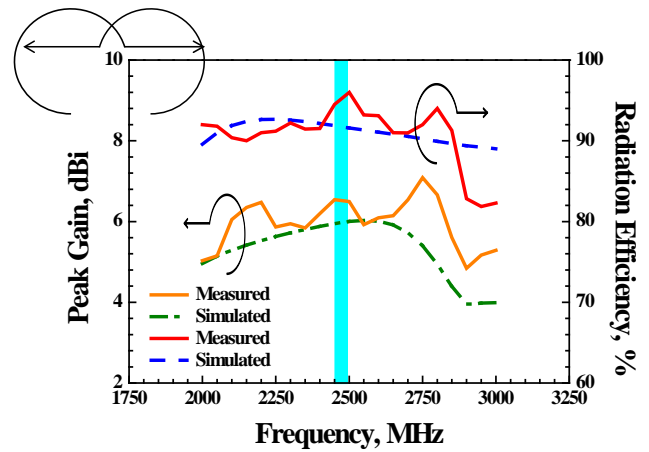
圖十三：耦合饋入偶極天線模擬與實測 2D 輻射場型圖



圖十四：耦合饋入偶極天線之模擬 3D 輻射場型圖



圖十五：耦合饋入偶極天線之實測 3D 輻射場型圖：



圖十六：耦合饋入偶極天線實測與模擬增益與輻射效率

結論

本文中提出一款耦合饋入偶極天線，天線整體尺寸為 85 × 60 mm<sup>2</sup>，偶極天線本身具有等方向性的輻射場型，利用傳輸線的接地面作為反射板，使場型集中以達到高增益效率的特性，漸進式的設計使阻抗變動平緩達到寬頻的效果，此天線 WLAN 2.4 GHz 頻段實測增益約為 5 至 6.5 dBi，其輻射效率約 95 %。

參考文獻

- [1] I. Jensen, J.K.H. Gamage, "CVISvehicle rooftop antenna unit," Cooperative Vehicle-InfrastructureSystem, Jun. 2007.
- [2] M. C. Greenberg, K. L. Virga, C. L. Hammond, "Performance characteristics of the dual exponentially tapered slot antenna (DE TSA) for wireless communications applications," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 52, no. 2, pp. 305-312, March 2003.
- [3] H. Oraizi, S. Jam, "Optimum design of tapered slot antenna profile," IEEE Transactions on, Antennas and Propagation, vol. 51, no. 8, pp. 1987-1995, Aug. 2003.
- [4] X. Yin, Z. Su, W. Hong, T. J. Cui, "An ultra wideband tapered slot antenna," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE, vol. 2A, pp. 516-519, July 2005.
- [5] G. E. Ponchak, J. L. Jordan, C. T. Chevalier, "Characteristics of double exponentially tapered slot antenna (DE TSA) conformed in the longitudinal direction Around a cylinder," Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE, vol. 6, pp. 60-63, 2007.
- [6] H. Sharma, M. Kumar, G. Parmar, "Reconfigurable tapered slot antenna for wireless applications," 2011 6th IEEE International Conference on, Industrial and Information Systems (ICIIS), pp. 23-26, Aug. 2011.
- [7] A. M. Abbosh, "Miniaturized microstrip-fed tapered-slot antenna with ultrawideband performance," IEEE, Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 8, pp. 690-692, 2009.
- [8] E. A. Rachid, S. A. Jaoudé, S. Medlej, "New designs if end-fire tapered slot antenna: analysis & synthesis," 2009. ACTEA '09. International Conference on, Advances in Computational Tools for Engineering Applications, pp. 76-79, July 2009.
- [9] K. Ebnabbasi, D. Busuic, R. Birken, M. Wang, "Taper design of vivaldi and co-planar tapered slot antenna (TSA) by chebyshev transformer," IEEE Transactions on, Antennas and Propagation, vol. 60, no. 5, pp. 2252-2259, May 2012.
- [10] <http://zh.wikipedia.org/wiki/%E6%A4%AD%E5%9C%86>
- [11] A. J. Fenn, "Element gain pattern prediction for finite arrays of V-dipole antennas over ground plane," IEEE Transactions on, Antennas and Propagation, vol 36, on 11, pp. 1629-1633, 1988.
- [12] H. Hosoyama, T. Iwasaki, S. Ishigami, "Complex antenna factor of a V-dipole antenna with two coaxial feeders for field measurements," IEEE Transactions on, Electromagnetic Compatibility, vol 41, on 2, pp. 154-158, May 1999.