



行政院所屬各機關因公出國人員出國報告書

(出國類別：其他)

赴法國昂熱參加 2017 年歐洲電磁相
容國際研討會心得報告

服務機關：經濟部標準檢驗局

出國人職稱姓名：技士林明山

出國地點：法國昂熱

出國期間：中華民國 106 年 9 月 2 日至 9 月 10 日

報告日期：中華民國 106 年 11 月 10 日

行政院研考會/省(市)
研考會編號欄

目 錄

壹、	前言與目的.....	6
貳、	活動行程簡述.....	6
參、	參加專業論壇.....	12
肆、	心得與建議.....	51
一、	心得.....	51
二、	建議事項.....	55

圖目錄

圖 1、研討會舉辦會場	7
圖 2、台灣電子檢驗中心林宗清副執行長與筆者於研討會舉辦會場入口	7
圖 3、研討會主席 Mohamed Ramdani 教授致歡迎詞	8
圖 4、ESEO 研究所所長 Olivier Paillet 先生致開場詞	9
圖 5、歡迎會場地內藝術創作	9
圖 6、大會晚宴舉辦場地	10
圖 7、大會晚宴樂團表演	10
圖 8、走廊海報論文發表	11
圖 9、昂熱的輕軌捷運 Tram 列車	12
圖 10、RF 電流探棒的量測架構及實體	14
圖 11、測試用之微控制器電路板實體	14
圖 12、A 型設計的 RF 電流探棒及校正電路板	15
圖 13、1 Ω 探棒的插入損耗量測及模擬結果	15
圖 14、1 Ω 探棒的去耦合量測及模擬結果	16
圖 15、不同電流探棒的設計及探棒校正測試架設	16
圖 16、不同設計的電流探棒插入損耗	17
圖 17、不同設計的電流探棒去耦合量測值	17
圖 18、RF 電流探棒及磁場探棒的量測(左為電流探棒；右為磁場探棒)	18
圖 19、RF 電流探棒與磁場探棒之不同引腳雜訊量測值比較	20
圖 20、RF 電流探棒與磁場探棒之不同引腳雜訊量測值比較	21
圖 21、TEM cell 及 10 米遠場雜訊量測比較	22
圖 22、TEM cell 量測到的雜訊位準	23
圖 23、10 米遠場量測到的雜訊位準	24
圖 24、台灣電子檢驗中心林宗清副執行長進行論文發表	24
圖 25、淨電流流動於不同模式下差動傳輸通道，其參考導體不是系統接地。(a)差模、(b)共模、(c)天線模。應該注意的是，(b)中的 g 參數不會為 0，這在以前的工作中通常被忽略。	25
圖 26、被分析的差動傳輸通道上視圖	27
圖 27、被分析的差動傳輸通道橫切側視圖	27
圖 28、3 種情境解析出的天線模(AM)電流，其中(a)共模(CM)激發、(b)差模(DM)激發	29
圖 29、模擬的輻射功率(由 HFSS)對共模激發下的天線模(AM)電流峰值的平方(由 MTL 法)	30
圖 30、台灣大學鄭齊軒研究員進行論文發表	31

圖 31、模擬電路的動態電流消耗的 3 個基本脈衝波形	32
圖 32、使用不同形狀的 IA 及 1 Ω 探棒的模擬結果比較	33
圖 33、FPGA 電路的 IA 區塊建立工作流程	33
圖 34、使用統計方法構建 IA 的工作流程	34
圖 35、1 條延遲線的架構.....	34
圖 36、5 位元 PRNG 結構	35
圖 37、核心區塊的 IA(Internal Activity).....	36
圖 38、於延遲線架構中使用 1 Ω 探棒量測和模擬時域上外部電壓的 比較.....	36
圖 39、延遲線架構下於頻域使用 1 Ω 探棒進行量測與模擬的外部電 壓比較.....	37
圖 40、使用確定性方法在 5 位元 PRNG 的時域中使用 1 Ω 探棒取得 外部電壓測量和模擬間的比較	37
圖 41、使用確定性方法 5 位元 PRNG 頻域中的 1 Ω 探棒取得外部電 壓測量和模擬之間的比較	38
圖 42、使用統計方法 5 位元 PRNG 的時域中使用 1 Ω 探棒取得外部 電壓測量和模擬間的比較	38
圖 43、使用統計方法 5 位元 PRNG 的頻域中使用 1 Ω 探棒取得外部 電壓測量和模擬間的比較	39
圖 44、世界連結物件的數量的典型預測	40
圖 45、在 10 m × 10 m 的正方形區域中的接收功率，發射機功率 在 434 MHz 時為 10 mW，設備密度為 10,000/km ²	47
圖 46、在 10 m × 10 m 的正方形區域中的接收功率，發射機功率 在 434 MHz 時為 10 mW，設備密度為 100,000/km ²	47
圖 47、在 10 m x 10 m 的正方形區域中的接收功率，發射功率在 868 MHz 時為 25 mW，設備密度為 100,000/km ²	48
圖 48、在 10 m x 10 m 的正方形區域中的接收功率，發射機功率 在 5.8 GHz 時為 200 mW，設備密度為 100,000/km ²	48
圖 49、在 10 m × 10 m 的正方形區域中的接收功率之估計的機率 密度函數.....	49
圖 50、在 10 m × 10 m 的正方形區域中的接收功率之估計的累積 密度函數.....	50
圖 51、不同國別發表論文數佔整體論文數之比率	52
圖 52、不同論文主題佔整體論文數之比率(海報論文未計入)	54
圖 53、法國 Toulouse INSA 學院 Etienne SICARD 教授主持工作坊	55

表目錄

表 1、125 MHz 倍頻中雜訊位準排名分佈(左-電流探棒；右-磁場探棒)	22
表 2、4 個方向的電磁干擾位準	23
表 3、HFSS 模擬的輻射功率	29
表 4、對不同架構評估出的參數	35
表 5、智慧城市中巨量 IoT 連結物件	40
表 6、藍芽 3 種分類的輸出功率及轉輸範圍	42
表 7、供 IoT 應用的無線標準候選技術	44
表 8、假設的無線電參數	46
表 9、不同國別發表論文數(*為公司)	51
表 10、不同主題發表論文數(海報論文未計入)	53

壹、前言與目的

歐洲電磁相容國際研討會是國際 EMC 三大研討會之一，研討會重要議題包含：EMC 干擾源、傳輸線、遮蔽防護、接地效應、EMC 量測、材料與感測器、晶片及元件之 EMC、功率電子之 EMC、通訊之 EMC 等 18 項主題，全世界在 EMC 領域的專家、學者及部分國際標準(IEC)委員都將參加此項會議，會議中除了發表最新的研究成果及技術趨勢，同時也討論有關 EMC 標準、檢測與驗證相關的主題。

本年度本局第六組電磁相容科林技士明山與逢甲大學林漢年教授等 5 員共同撰寫「Design and Validation of a Movable Pin-Contact Miniature Current Probe for Chip-Level EMI Noise Measurement」技術論文一篇，投稿於 EMC Europe 2017 研討會，本項論文已安排於研討會中發表。

為蒐集國際電磁相容最新檢測與驗證技術資料，與國際電磁相容領域之專家與學者進行技術交流，建立連絡管道，以利後續科專、科發計畫之執行，並接受與會人士技術諮詢，指派本局林技士明山出席該研討會。

貳、活動行程簡述

參加研討會行程：

- 9 月 2-3 日(星期六、日)：桃園機場搭機赴法國巴黎，轉接 TGV 高鐵至昂熱。
- 9 月 4 日(星期一)：上午至 EMC Europe 2017 國際研討會會場(法國昂熱 ESEO 工程研究所如圖 1 及圖 2 所示)辦理報到手續及領取會議相關資料，之後開始研讀會議相關資料與了解會

場環境，並快速瀏覽各場次的論文題目，以安排準備聆聽的會議場次。下午 2 時至 3 時 30 分及 4 時至 5 時 30 分各有 4 場來自工業界及學術界的專家或教授指導工作坊(Workshop)及教學(Tutorial)同時進行。



圖 1、研討會舉辦會場



圖 2、台灣電子檢驗中心林宗清副執行長與筆者於研討會舉辦會場入口

- 9月5日(星期二)：上午9點開幕典禮首先由本次研討會主席 ESEO 研究所 Mohamed Ramdani 教授致歡迎詞(如圖 3 所示)，其後由 ESEO 研究所所長 Olivier Paillet 先生致開場詞(如圖 4 所示)，隨後依序由 IEEE EMC 協會副主席德國籍 Heyno Garbe 教授、本次研討會國際指導委員會(ISC)主席英國籍 Andy Marvin 教授、2018 年 EMC Europe 國際研討會主席荷蘭籍 Frank Leferink 教授及本次研討會副主席 Richard Perdriau 教授分別致詞。上午 9 時 45 分至 10 時 30 分為全體參加的 Keynote 演講，由法國空中巴士 Frédéric THEROND 先生主講現代飛機面臨的電磁相容挑戰—過去與未來前景。上午 11 時至下午 12 時 30 分有 5 場口頭論文發表場次於不同場地同時舉行，下午 2 時至 3 時 30 分及 4 時至 5 時 30 分分別有 4 場口頭論文發表場次於不同場地分別發表，每一個場次大約有 4 篇論文。另於中餐及下午 3 時 30 分至 4 時休息時間各有 1 場海報論文發表。晚上 6 時於 Jean Lurçat 博物館舉辦歡迎會，博物館內有大量的藝術創作，如圖 5 所示。



圖 3、研討會主席 Mohamed Ramdani 教授致歡迎詞



圖 4、ESEO 研究所所長 Olivier Paillet 先生致開場詞



圖 5、歡迎會場地內藝術創作

- 9月6日(星期三): 上午9時至10時30分及11時至12時30分分別有4場口頭論文發表, 每場發表約4篇論文, 下午2時至3時30分及4時至5時30分也分別有4場口頭論文發表, 每場發表約4篇論文, 中餐及下午3時30分至4時各有1場海報論文發表。晚上8時於 Château du Plessis Bourré 城堡舉辦晚宴, 如圖6及圖7中所示。



圖 6、大會晚宴舉辦場地



圖 7、大會晚宴樂團表演

- 9月7日(星期四): 9時30分至10時30分全體參加 Keynote 演講，講題為自動駕駛—新挑戰，由法國 Valeo 公司 Alain Kehihoffner 及 Frédéric Lafon 二位依序主講，上午11時至12時30分、下午2時至3時30分及下午4時至5時30分各分別有4場口頭論文發表，每場大致約有4篇論文發表，同樣

中餐及下午 3 時至 4 時各有 1 場海報論文發表，海報論文發表情形如圖 8 所示。

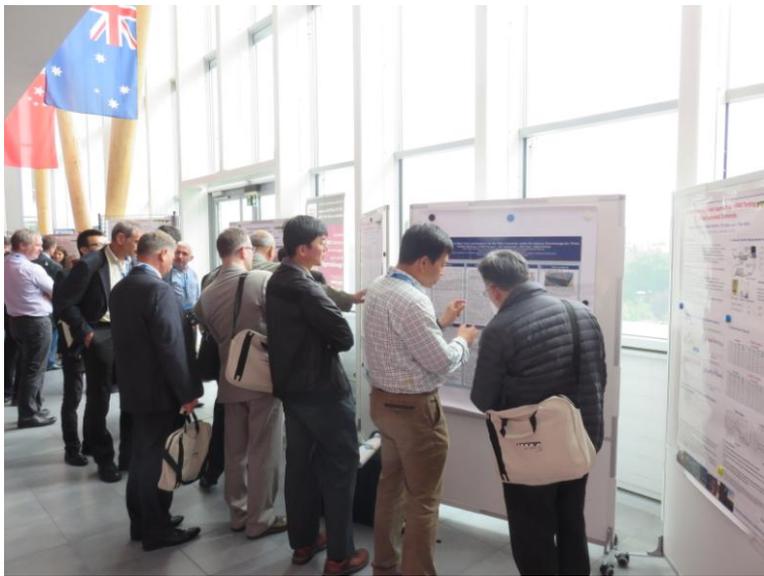


圖 8、走廊海報論文發表

- 9 月 8 日(星期五)整日均為工作坊(Workshop)及教學(Tutorial)，時段上與前幾日相同，分為上午 9 時至 10 時 30 分、上午 11 時至 12 時 30 分、下午 2 時至 3 時 30 分及下午 4 時至 5 時 30 分，有關電動車的電磁相容及晶片電磁相容課題整日 4 時段有連續之工作坊；有關「電波迴響室：從基礎至進階的概念及應用」工作坊於上午 2 個時段連續舉辦；有關工業區地點驅動馬達引起的傳導發射電磁干擾之降低議題的工作坊於最早時段舉辦有 1 場；有關電磁相容教育及理解的實驗之教學於上午連續舉辦 2 場。因隔日回臺的班機起飛時間為上午 11 時，需提早回到巴黎，下午 3 時離開會場至旅館帶行李搭輕軌捷運 Tram 列車至火車站，轉搭 TGV 高鐵回巴黎。昂熱的 Tram 列車非常有特色，如圖 9 所示，除了車輛新

穎漂亮外，其於市區中穿梭與一般的汽車共用道路，可像一般汽車敏捷加減速，不易碰撞行人。



圖 9、昂熱的輕軌捷運 Tram 列車

- 9月9-10日(星期六、日)從法國巴黎搭機回台北。

參、參加專業論壇

本次研討會主要主題為電磁相容(EMC)，投稿的論文主要分下列幾個領域，包含：

- EMC Sources (Transient, Surge, Intentional)
- Transmission Lines
- Shielding and Grounding
- Measurements
- Materials and Sensors
- EMC Theory, Analysis and Simulation
- EMC of Components and Integrated Circuits
- EMC in Power Electronics
- EMC in Communications
- System-Level EMC

- Human Exposure, EMC in Medical Devices and Health Protection
- EMC Standards, Management and Regulations
- EMC vs. Safety and Security
- EMC in Industrial Environments
- EMC in Military Applications
- EMC in the Internet of Things
- EMC Validation of Large Systems
- Any other relevant topics

本次研討會發表的論文非常多，因限於篇幅，僅挑選幾篇
論文內容簡介：

題目：**Design and Validation of a Movable Pin-Contact**

**Miniature Current Probe for Chip-Level EMI Noise
Measurement**

作者：林漢年教授¹、Che-Lun Hu¹、Jen-Fu Huang¹、林明山技
士²、林宗清副執行長³(¹逢甲大學、²本局、³台灣電子檢
驗中心)

積體電路電磁干擾量測國際標準 IEC 61967-4 傳導發射 1 Ω 直接耦合法，採用此法量測傳導電磁干擾須製備 1 Ω 探棒，因為晶片所產生的電磁干擾電流一般均流經晶片接地引腳與電路板或者系統的接地，所以 1 Ω 探棒主要連接晶片接地引腳與電路板或者系統的接地之間，以量測晶片產生之傳導干擾電流。1 Ω 探棒的量測架構及實體如圖 10 中所述，1 Ω 接到 IC GND 接腳，49 Ω 接到測試接收機。一般為消除 1 Ω 電阻於高頻的寄生電感效應，會將多顆電阻譬如 10 Ω 並聯以組成 1 Ω 電阻如圖中所示。

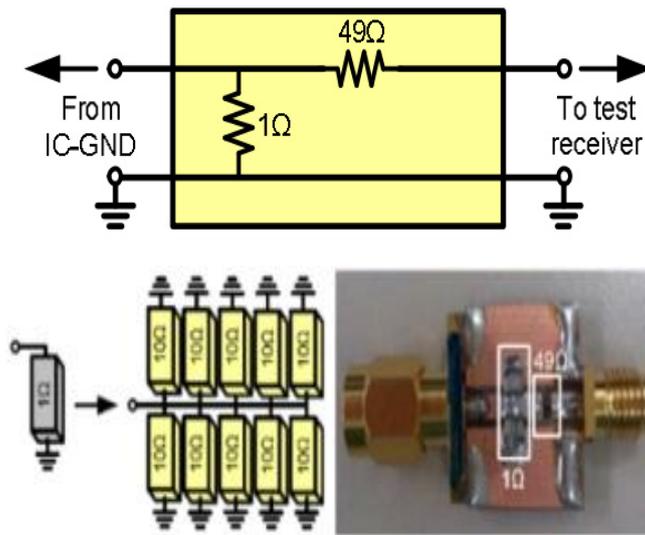


圖 10、RF 電流探棒的量測架構及實體

本篇論文為使用 $1\ \Omega$ 探棒進行量測，也製作了量測用微控制器電路板，如圖 11 中所示。這是 RF 電流測試電路的實際示例。應實現 IC 引腳上的探針尖端和 SMA 連接器之間的接觸，以測量 RF 電流雜訊。但是 IC 有許多引腳，需要更多的 SMA 連接器，使得電路佈局測量難以實現，並進一步增加 EMI 雜訊測量的複雜性和部件成本。圖 12 為 A 型設計的 RF $1\ \Omega$ 電流探棒及其校正電路板。

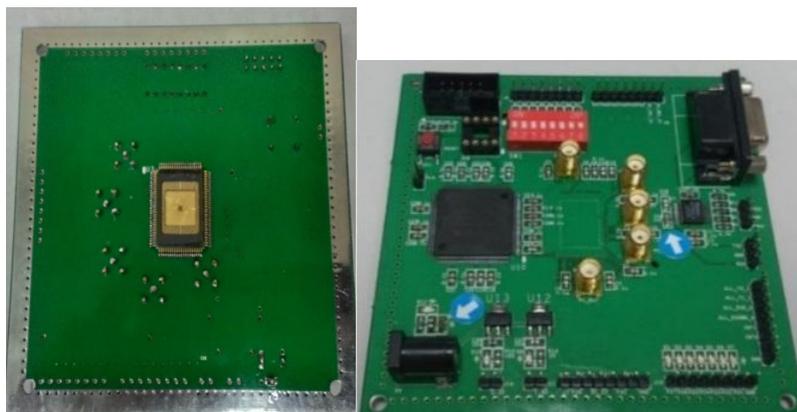


圖 11、測試用之微控制器電路板實體

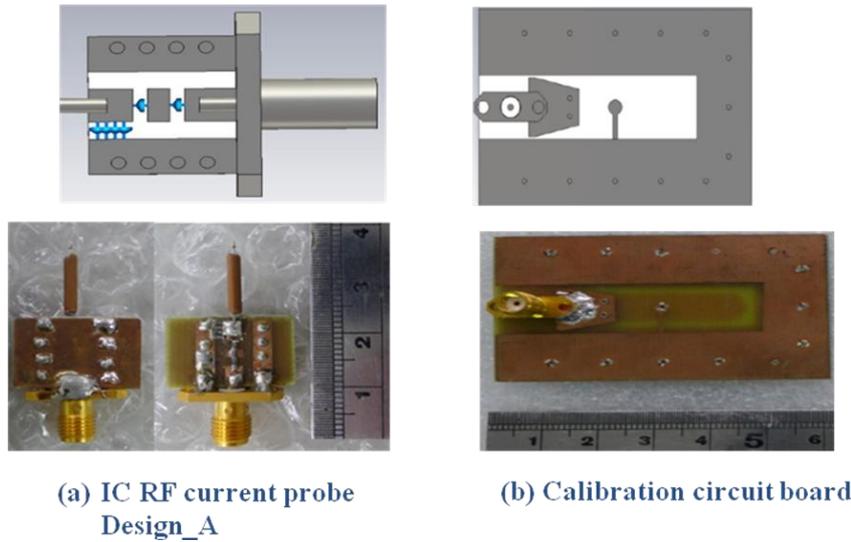


圖 12、A 型設計的 RF 電流探棒及校正電路板

圖 13 及圖 14 分別依據 IEC 61967-4 標準對 A 型設計的 RF 1Ω 電流探棒與校正電路板組合後，量測探棒的插入損耗及去耦合的 CST 軟體模擬與實際量測的結果，可以看出模擬及量測的一致性很高，而去耦合的量測及模擬結果均在限制值以內。

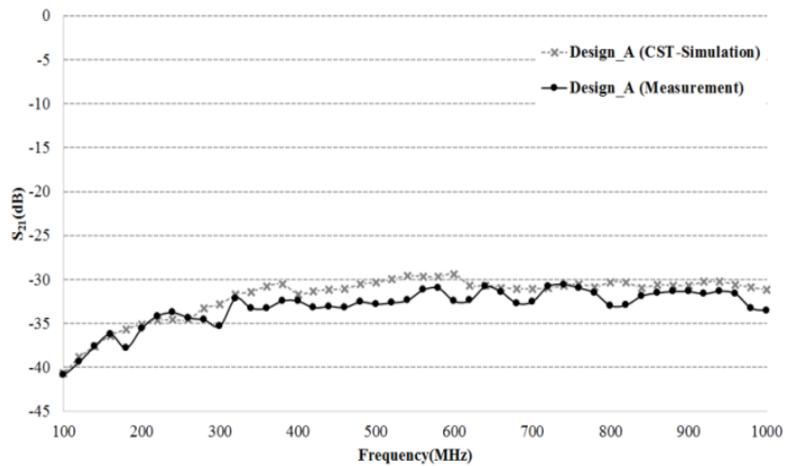


圖 13、 1Ω 探棒的插入損耗量測及模擬結果

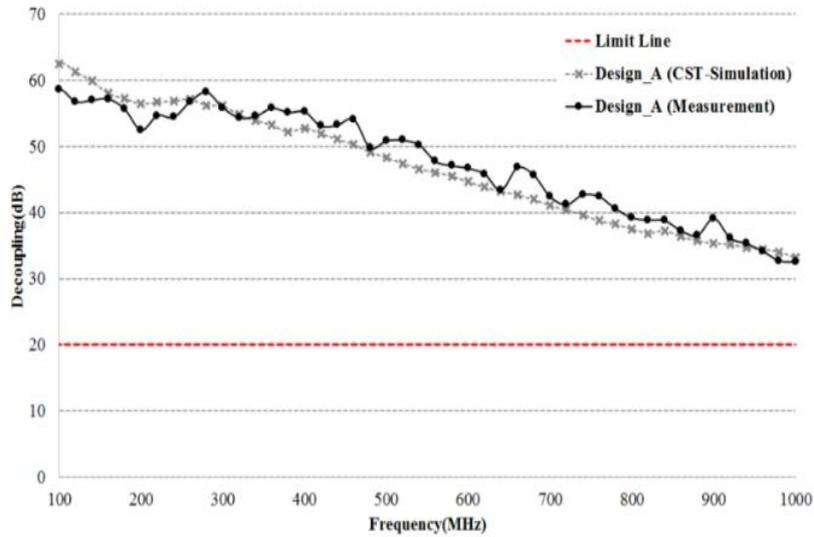


圖 14、1 Ω 探棒的去耦合量測及模擬結果

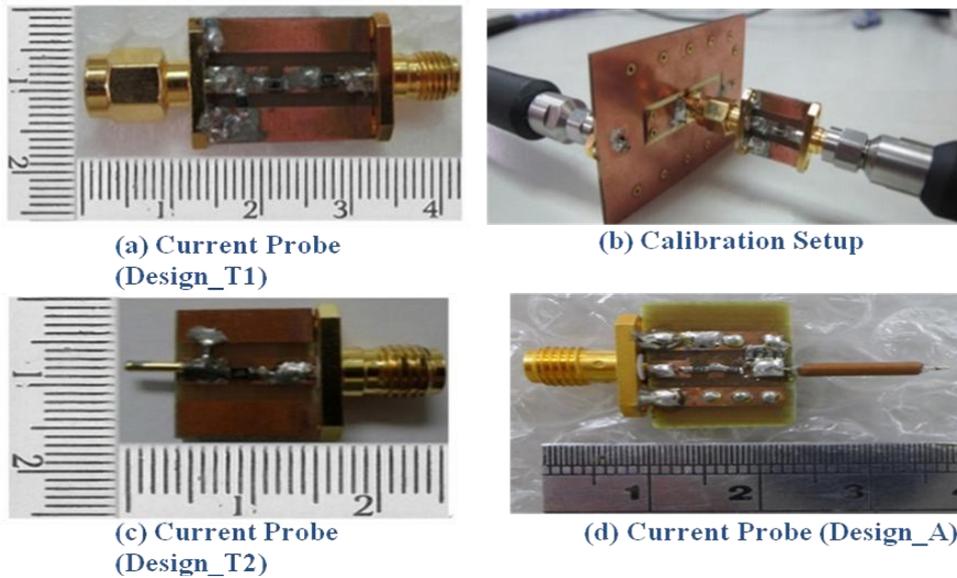


圖 15、不同電流探棒的設計及探棒校正測試架設

IEC 61967-4 規定，必須使用校正板測試電流探棒規格，以證探棒品質、靈敏度和屏蔽性能。使用已校正探棒在 1 GHz 頻率下的所有去耦合測量讀數都必須符合 20 dB 的標準極限值以內。由圖 15 中可以看出，T1 型設計的電流探棒需要 SMA 連接器，分圖(c)是擬議的電流探棒 T2 型設計，使用銅基金屬引腳替代 SMA 連接器，然而，具有這種設計的探頭於測量時大於

740 MHz 的頻率，去耦合讀值不符合標準要求。為了解決這個問題，在探棒的頂端和底端創建了四個穿孔(VIA)，以提高性能。如分圖(d)所示，使用半剛性同軸電纜來代替銅連接器以改善探棒屏蔽。

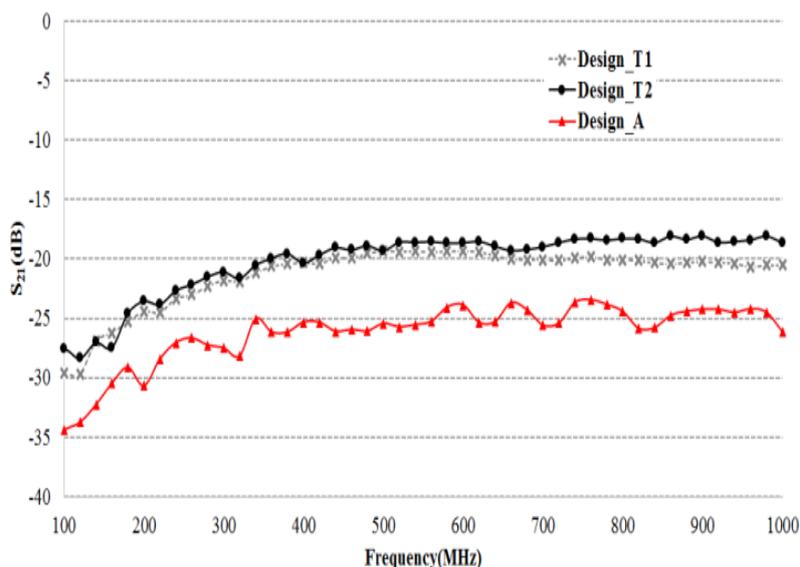


圖 16、不同設計的電流探棒插入損耗

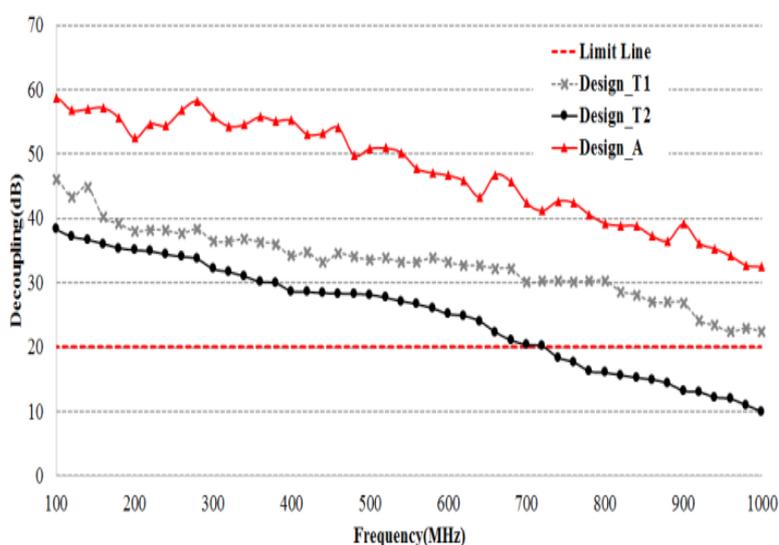


圖 17、不同設計的電流探棒去耦合量測值

圖 16 及圖 17 分別為 A 型設計、T1 型設計和 T2 型設計的電流探棒之間的插入損耗和去耦合量測值比較。其顯示了 T1

型設計和 A 型設計的電流探棒提供了符合標準的去耦合測量值。

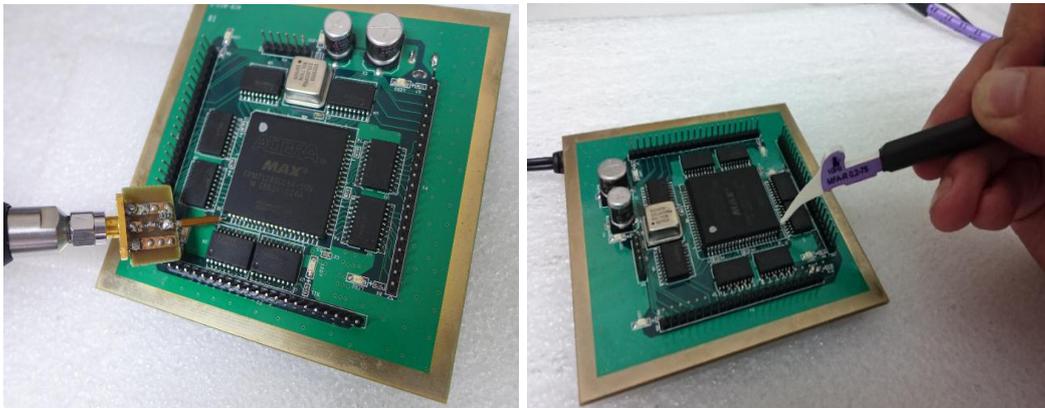
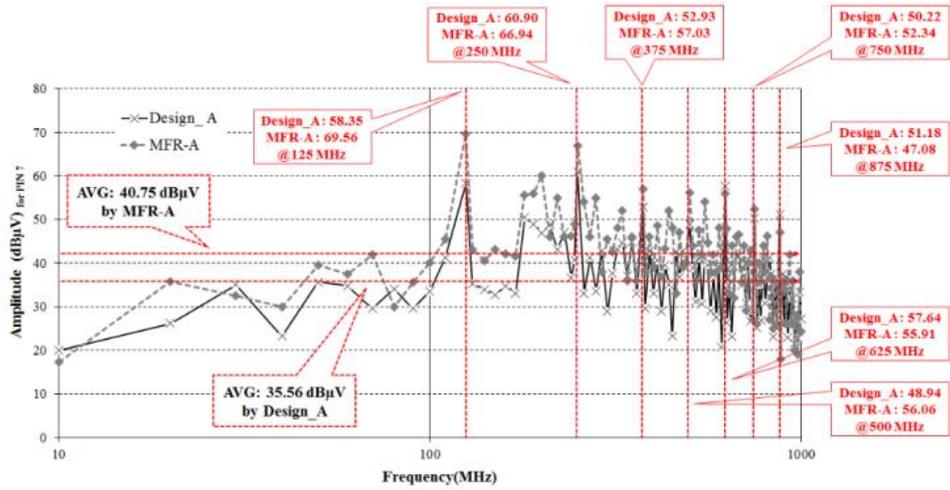


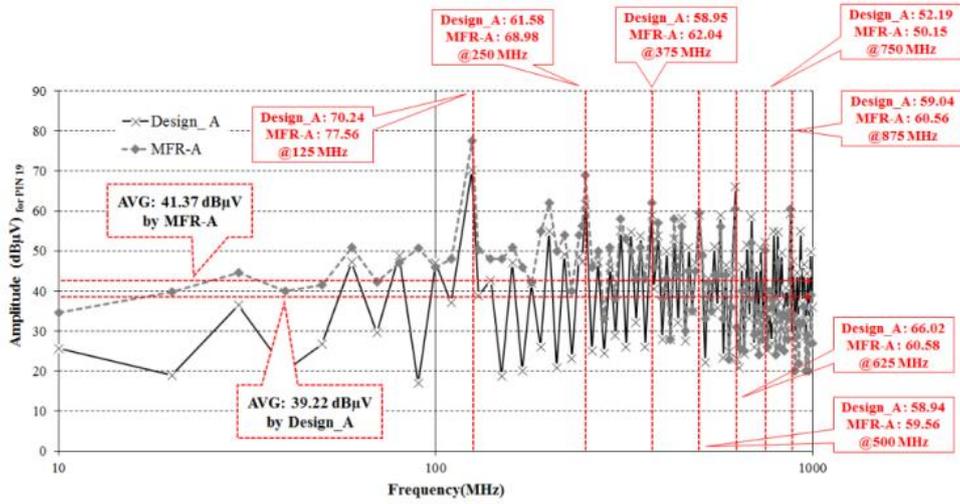
圖 18、RF 電流探棒及磁場探棒的量測(左為電流探棒；右為磁場探棒)

為了確保 A 型設計電流探棒可以應用於實際設計，我們使用了符合 IEC 61967-1 標準的參考 PCB 板。我們與控制器 IC 的 8 個接地引腳中的每一個直接接觸以獲取和記錄測量讀數。另外也使用磁場探棒，如圖 18 右側所示。該磁場探棒為 LANGER 公司型號 MFA-R 產品。

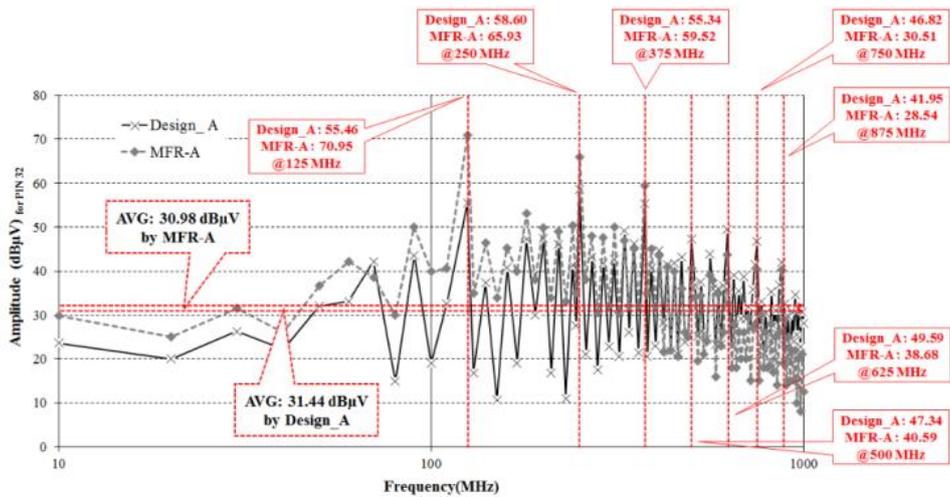
圖 19 為 RF 電流探棒與磁場探棒對控制器 IC 的引腳進行雜訊量測之比較，分圖(a)、(b)、(c)及(d)分別為對引腳 7、19、32 及 42 所作對量測。所有圖中，兩組讀值均顯示出相同的趨勢。進一步分析來自一組讀值中的 EMI 雜訊頻率分佈，並將其與主 IC 連接到 125 MHz 振盪器的結果進行比較。圖 20 與圖 19 類似，異別僅在依序分別對控制器 IC 引腳 47、59、72、82 所作之雜訊量測。



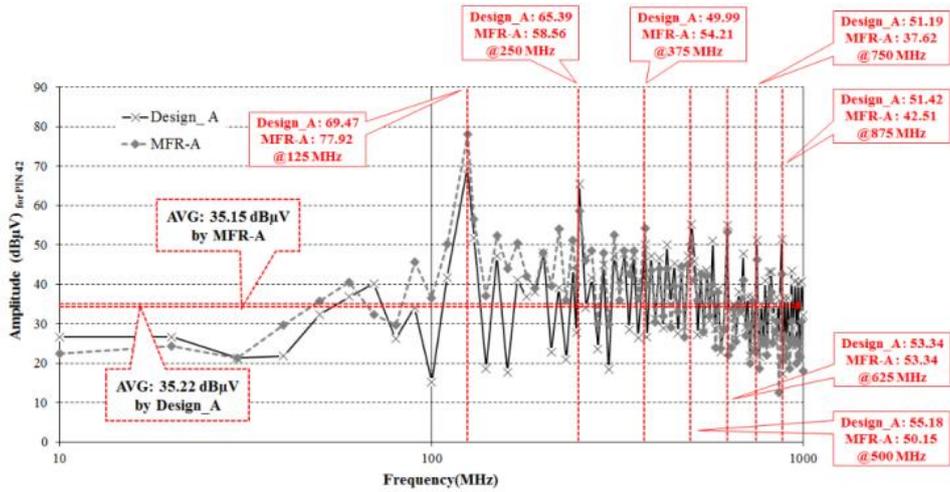
(a) PIN 7



(b) PIN 19

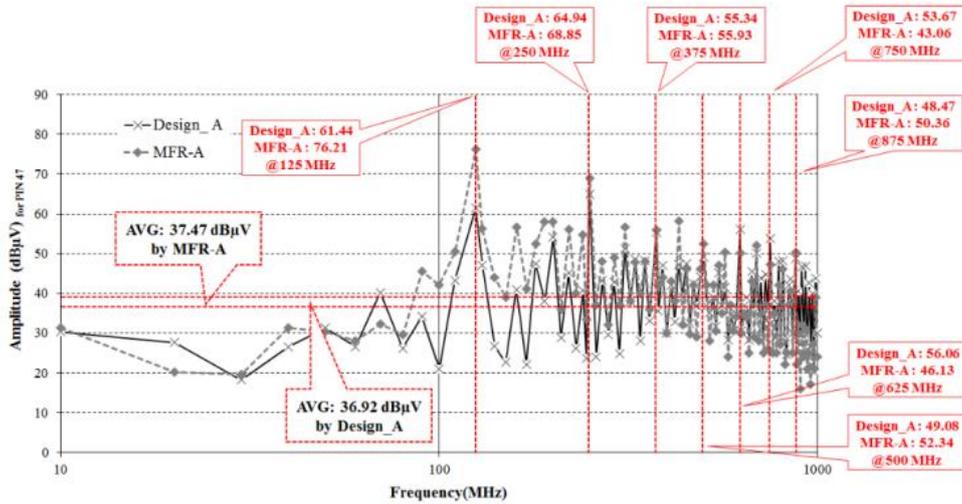


(c) PIN 32

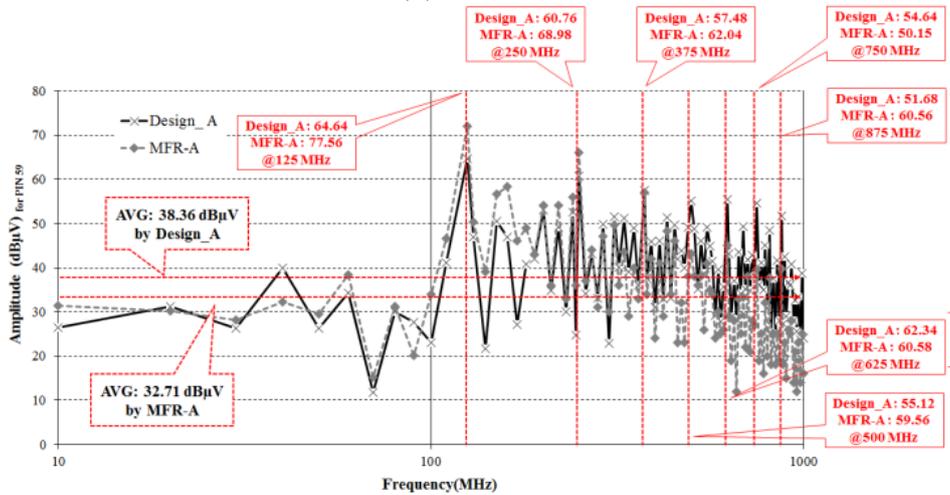


(d) PIN 42

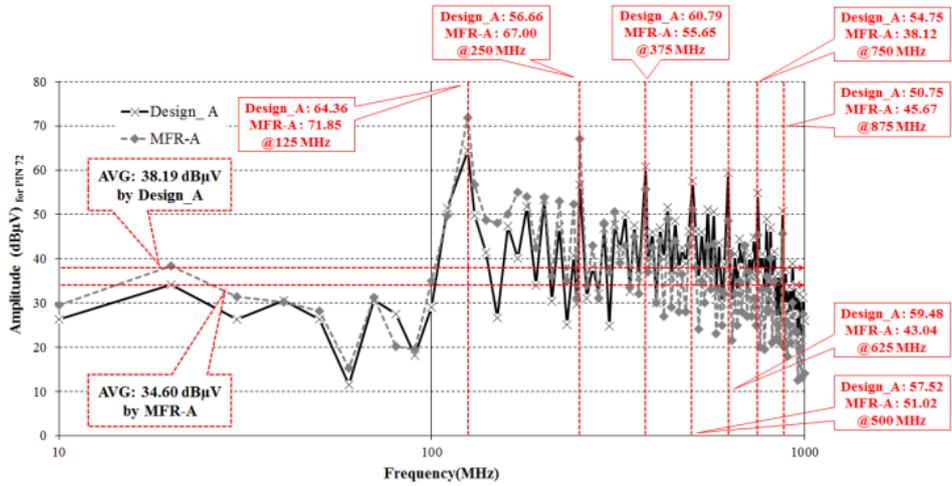
圖 19、RF 電流探棒與磁場探棒之不同引腳雜訊量測值比較



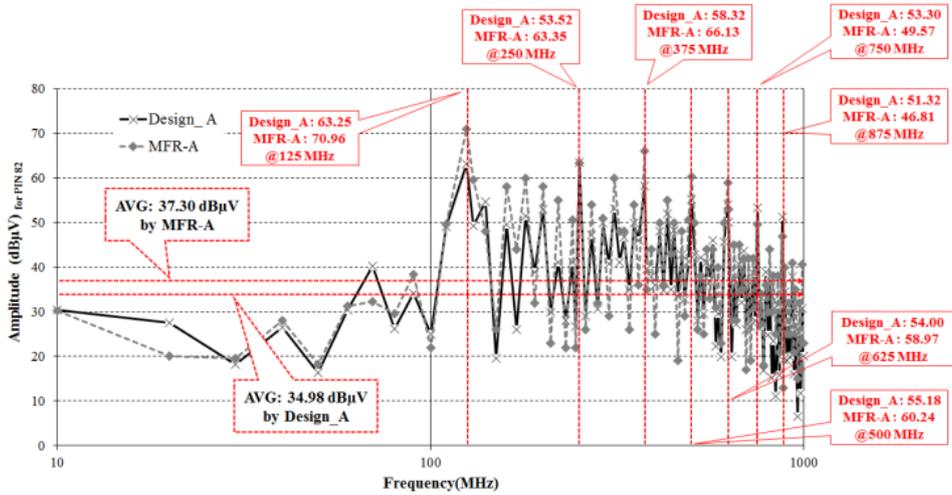
(a) PIN 47



(b) PIN 59



(c) PIN 72



(d) PIN 82

圖 20、RF 電流探棒與磁場探棒之不同引腳雜訊量測值比較

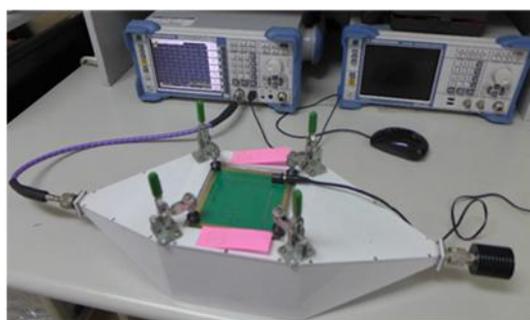
表 1 顯示在測量的 500 個頻率點中，雜訊最高的頻率點的 5.2%(電流探棒量測)和 5.8%(磁場探棒量測)是發生在的 125 MHz 的倍頻中。這些讀值顯示，在這些頻率下，主動型操作的電路板容易產生 EMI 雜訊。

表 1、125 MHz 倍頻中雜訊位準排名分佈(左-電流探棒；右-磁場探棒)

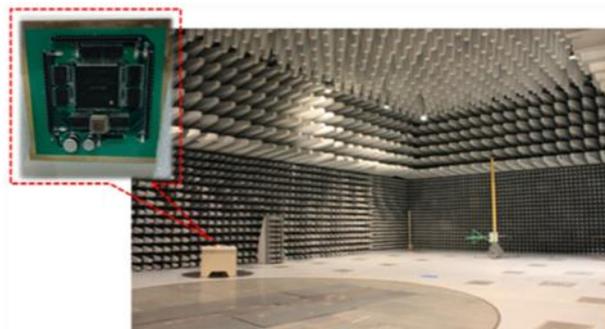
PIN Freq., MHz	7		19		32		42		47		59		72		82	
125	2	1	1	1	3	1	1	1	2	1	1	1	1	1	1	1
250	1	2	3	2	1	2	2	2	1	2	2	2	5	2	2	3
375	5	5	9	3	2	3	10	4	5	10	3	4	2	4	3	2
500	11	6	8	7	11	20	3	11	15	13	5	20	4	10	5	4
625	3	8	2	5	7	17	4	6	4	18	8	17	3	16	11	8
750	10	14	23	25	10	23	8	18	6	23	4	27	6	19	8	23
875	7	24	7	6	26	24	9	26	21	16	15	25	16	18	17	29

The rank distribution of noise levels in the 500 frequencies of the 125 MHz frequency harmonic (left – RF current probe (bold value); right – magnetic field probe).

為了確保雜訊原因的正確驗證，採用 IEC 61967-2 規定的 TEM cell 測量方法。然後將來自 500 個頻率的雜訊大小測量值平均後用於比較，並確定具有最嚴重雜訊的方向。



(a) TEM cell measurement setup



(b) 10-m far-field measurement setup

圖 21、TEM cell 及 10 米遠場雜訊量測比較

表 2 顯示方向 1 的雜訊位準高於平均的頻率點總計為 210 個，比其他方向都要高。因此，本篇論文重點比較了從 TEM cell 和 10 米遠場獲得的 D1 方向雜訊測量結果，如圖 22 及圖 23 中所示。在 500 個頻率讀數中，125MHz 的 7 個倍頻是 30 個雜訊最嚴重的頻率之一。雜訊測量結果表明，125 MHz 倍頻是數位電路板上的主要雜訊源。

為本篇論文設計的數位電路板採用了高速 PCB 設計原則，以便按照一定的順序排列組件和電路佈局，從而最大程度地降低由於組件佈置不良導致的 EMI 雜訊和干擾。

另外本研究也進行了移動式設備的 EMI 雜訊干擾量測，移動式設備功能模塊內置基頻電路時，檢測到 USB 48 MHz，LVDS 65 MHz，LAN 晶片 25 MHz 的諧波頻率，檢測到與移動通信頻段有關的 EMI 雜訊干擾，此項結果與研參資料一致。

表 2、4 個方向的電磁干擾位準

Direction	D1	D2	D3	D4
summary, dB	19,144.89	17,974.43	16,681.92	16,996.86
average, dB μ V	39.06	36.98	34.32	34.97
<average (noise)	210	183	160	176

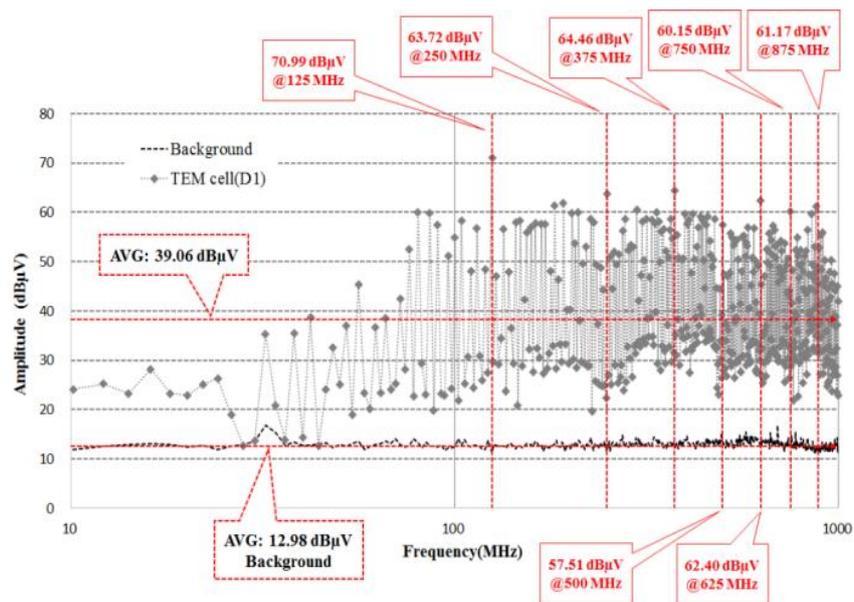


圖 22、TEM cell 量測到的雜訊位準

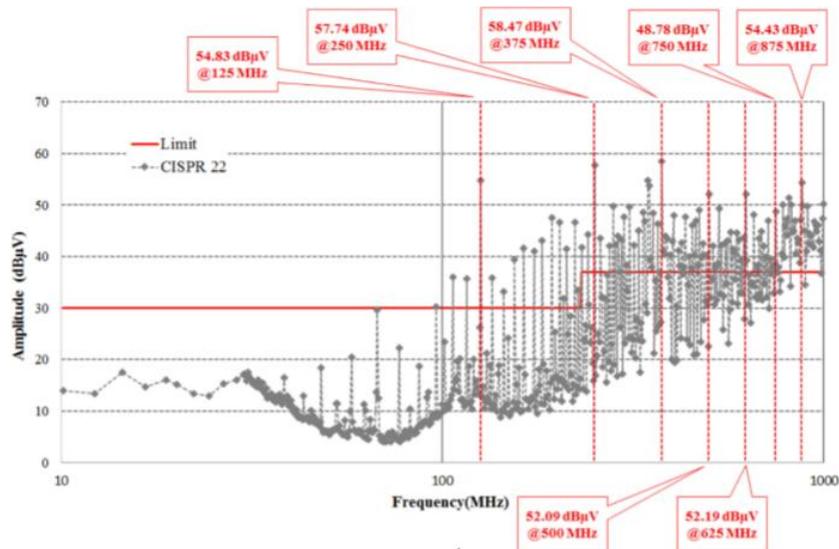


圖 23、10 米遠場量測到的雜訊位準

本篇論文根據 IEC 61967-4 標準規定的電流探棒結構，成功提出了一種改進的可移動接觸型電流探棒，以增強 IC 引腳雜訊測量的便利性。實際的數位電路板被用來進行 EMI 雜訊頻率和大小根本原因分析。

使用磁場探針和 TEM cell 測量進行比較分析，以驗證所提出的探棒的實用性。這些方法的比較表明，所提出的探棒能夠提供一致的 EMI 雜訊頻率和大小讀值，並證明該探棒能夠有效地測量數位電路板上的 EMI 雜訊。



圖 24、台灣電子檢驗中心林宗清副執行長進行論文發表

題目：A Modal-Analysis-Based Prediction Method for
Radiation Power in Differential Channels with
Discontinuity

作者：鄭齊軒博士後研究員、吳忠霖教授(台灣大學)

通常而言，差動傳輸通道由兩條信號線和一條參考導體組成。這種 3 導體系統可以支持 2 種導波 TEM 模式，即差模(DM)和共模(CM)。根據波導理論，這兩種導波模式都不會輻射，但是已知具有共模雜訊的通道總是產生不需要的輻射功率並引起 EMI/RFI 問題。為了解釋這種現象，一種稱為天線模的輻射模式(AM，也被稱為二次共模)在前文獻中被引入。當參考導體不是真實的系統接地時，此模式就會存在。相反地，系統接地可能是電氣設備的接地或屏蔽。如圖 25 所示，3 個導體中的淨電流是單向的，這將在系統地面完全返回。由於返回電流與 3 個導體上的電流有點距離，所以預期會發生輻射。為了估計輻射功率，在不連續性之前和之後的橫截面所影響的電流分配參數(h)很關鍵。然後激發輻射的驅動源可以藉由不同電流分配參數的差異來預測。

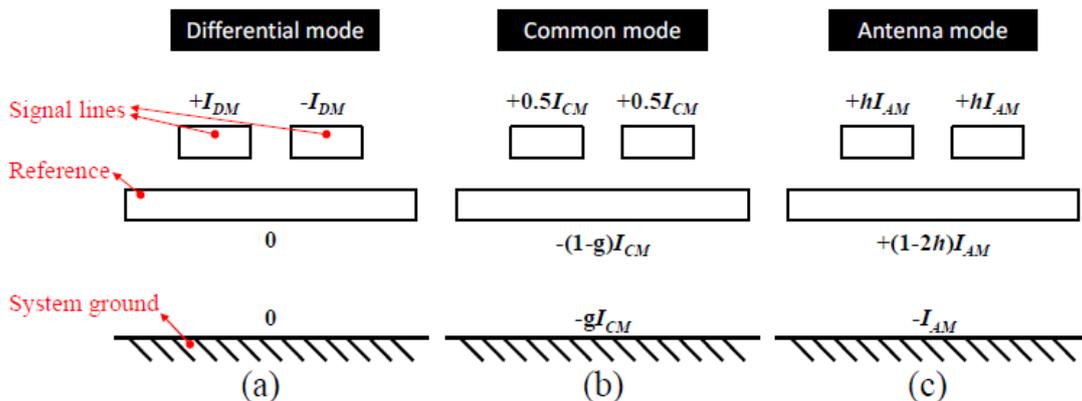


圖 25、淨電流流動於不同模式下差動傳輸通道，其參考導體不是系統接地。(a)差模、(b)共模、(c)天線模。應該注意的是，(b)中的 g 參數不會為 0，這在以前的工作中通常被忽略。

在電子產品中，使用諸如柔性扁平電纜（FFC）或用於更高的便利性和更低的成本之可拆卸設備端口的連接器，但是這些結構在參考導體上具有不可避免的不連續性。已知這將激發不需要的輻射功率，我們分析了一個具有不連續性的簡化差動傳輸通道，如圖 26 所示。它是一個雙層印刷電路板(PCB)，在頂層有 1 對差動線以及底層的參考導體平面。基本為 0.3 mm 厚，由介電常數為 4.0 的 FR4 構成。差動對分開 0.24 mm，有相同長度 50 mm。此外，它們具有 35 μm 的相同厚度和 0.53 mm 的寬度(w_0)，以實現 85 Ω 的差模(DM)阻抗和 30 Ω 的共模(CM)阻抗。參考平面厚度也為 35 μm ，可分為 3 段。第一和第三部分具有相同長度的 $l_1 = l_3 = 15$ mm，並且 $w_1 = w_3 = 10$ mm 的相同寬度。第二段(l_2)的長度為 20mm，寬度(w_2)可以是 1.5 mm，3.0 mm 或 4.5 mm，構成 3 種態樣。頻率為 1.5 GHz 的電流源被用來激發 $z = 0$ 導體之間的結構。為了激發差模(DM)入射功率，導體#1、#2 及#3 上的電流將分別為+0.02 A、-0.02 A 及 0。對於共模(CM)而言，三個導體上的電流(相同順序)分別為+0.02 A，+0.02 A 及-0.04 A。藉由此項作法，以這種方式激發的差模(DM)和共模(CM)的平均時間入射功率將均為 0.02 W。在 $z = 100$ mm 處，分別在導體#1 和#3 以及介於導體#2 和#3 之間存在一個 50 Ω 集總電阻以作為終端。

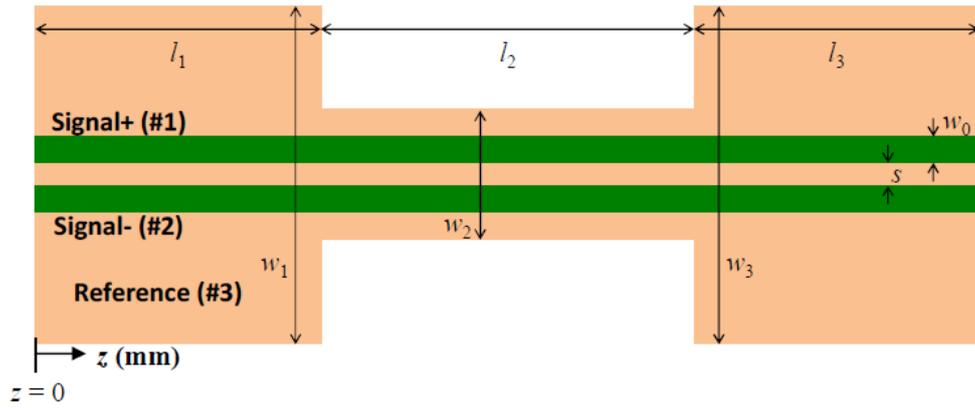


圖 26、被分析的差動傳輸通道上視圖

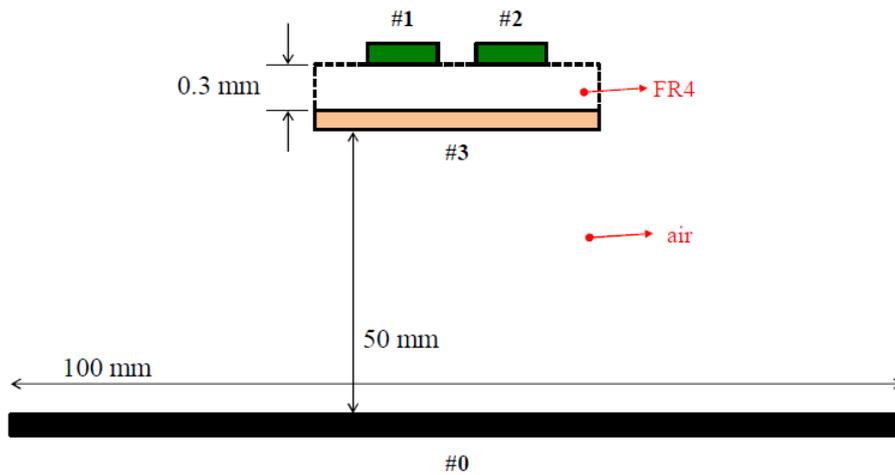


圖 27、被分析的差動傳輸通道橫切側視圖

應用多導體傳輸線(multiconductor-transmission-line, MTL)分析方法，包括系統接地的導體數可以看作是 $3 + 1$ 。系統接地設置為#0 導體；訊號線分別標註為#1 和#2 導體；參考平面是#3 導體。如圖 27 所示，寬度為 100 mm 的理想導體(PEC)平面距離參考平面 50 mm 以模擬真實接地，然後可以萃取每區段的單位長度 L 和 C 矩陣：

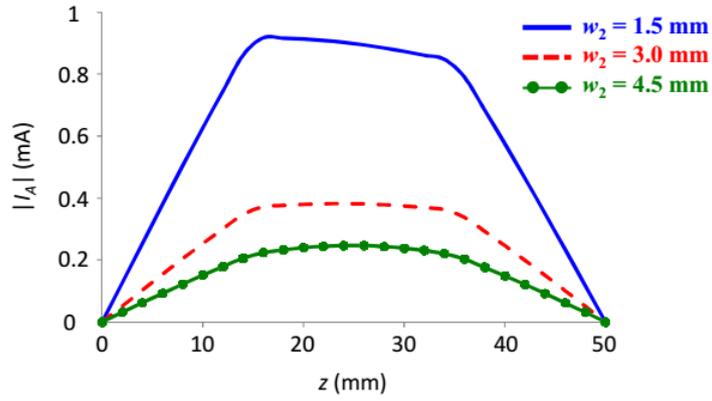
$$\mathbf{L}_1 = \mathbf{L}_3 = \begin{bmatrix} 1079 & 844.5 & 790.9 \\ 844.5 & 1079 & 790.9 \\ 790.9 & 790.9 & 802.4 \end{bmatrix} \text{ nH/m},$$

$$C_1 = C_3 = \begin{bmatrix} 113.9 & -14.3 & -99.3 \\ -14.3 & 113.9 & -99.3 \\ -99.3 & -99.3 & 213.7 \end{bmatrix} \text{pF/m} ,$$

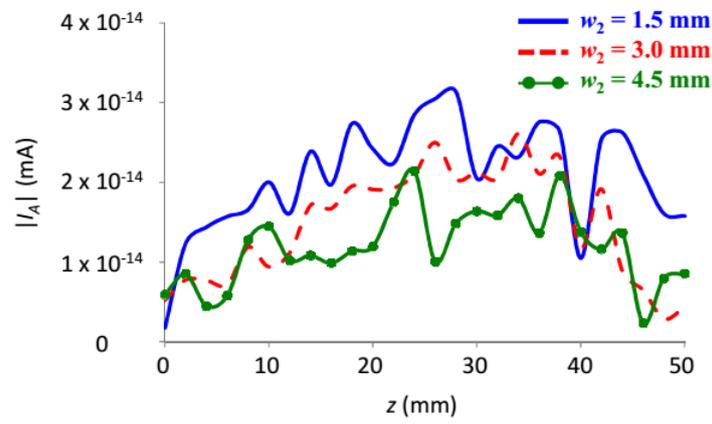
$$L_2 = \begin{cases} \begin{bmatrix} 1316 & 1077 & 1080 \\ 1077 & 1316 & 1080 \\ 1080 & 1080 & 1170 \end{bmatrix} \text{nH/m} & \text{for } w_2 = 1.5 \text{ mm} \\ \begin{bmatrix} 1261 & 1026 & 998 \\ 1026 & 1261 & 998 \\ 998 & 998 & 1039 \end{bmatrix} \text{nH/m} & \text{for } w_2 = 3.0 \text{ mm} , \text{and} \\ \begin{bmatrix} 1207 & 973 & 933 \\ 973 & 1207 & 933 \\ 933 & 933 & 960 \end{bmatrix} \text{nH/m} & \text{for } w_2 = 4.5 \text{ mm} \end{cases}$$

$$C_2 = \begin{cases} \begin{bmatrix} 108.8 & -14.8 & -91.7 \\ -14.8 & 108.8 & -91.7 \\ -91.7 & -91.7 & 190.4 \end{bmatrix} \text{pF/m} & \text{for } w_2 = 1.5 \text{ mm} \\ \begin{bmatrix} 116.7 & -14.8 & -100.9 \\ -14.8 & 116.7 & -100.9 \\ -100.9 & -100.9 & 210.9 \end{bmatrix} \text{pF/m} & \text{for } w_2 = 3.0 \text{ mm} . \\ \begin{bmatrix} 115.6 & -14.6 & -100.4 \\ -14.6 & 115.6 & -100.4 \\ -100.4 & -100.4 & 212.7 \end{bmatrix} \text{pF/m} & \text{for } w_2 = 4.5 \text{ mm} \end{cases}$$

圖 28(a)顯示出了共模(CM)激發結果，其中明顯的是具有較小 w_2 的情況具有較大的天線模(AM)電流。這是因為接地的寬度之間的較大差異將導致較大的不連續性，結果導致較大的模式轉換。從圖 28(b)所示的差模(DM)激發結果來看，不同情境間沒有明顯的差異，應該注意的是，這些數值遠遠小於共模激發情境。這是因為在差模(DM)中，兩條信號線參考彼此，所以參考平面上的不連續性對差模(DM)的影響要小得多。這些說明，共模(CM)雜訊比差模(DM)更容易被轉換為作為輻射源頭的天線模(AM)功率。



(a)



(b)

圖 28、3 種情境解析出的天線模(AM)電流，其中(a)共模(CM)激發、(b)差模(DM)激發

表 3、HFSS 模擬的輻射功率

w2 (mm)	CM-excited (μW)	DM- excited (μW)
1.5	250	1.53
3.0	37.7	0.309
4.5	14.8	0.163

對於所有情境以 HFSS 軟體(具有所有輻射邊界且無系統接地面)模擬的輻射功率如表 3 所列。一如預測，由差模(DM)激發的情況下的輻射功率比共模(CM)激發的輻射功率要小得多(約 1/100)。理想情況下，差模(DM)激發的結果要小得多，但

HFSS 中的網格數量是有限的，這將有助於一些模式轉換。圖 29 繪製了共模(CM)激發下的輻射功率對天線模(AM)電流峰值的平方(實線)作圖。眾所周知，輻射功率與電流的平方成比例，這在圖 29 中可以看出。

此外，還進行了具有額外的人工接地平面(距離 50mm)的全波模擬以進行比較。如圖 29 所示，沒有附加接地面(虛線)及有接地面(實線)的情況的輻射功率彼此接近。而在這兩個結果中，可以清楚的看見比例趨勢。

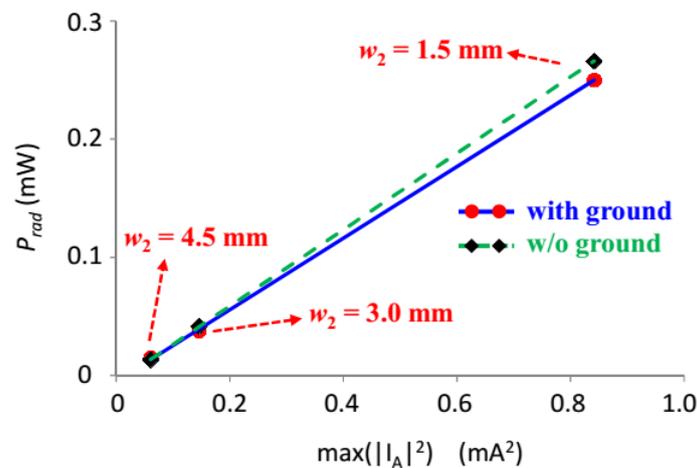


圖 29、模擬的輻射功率(由 HFSS)對共模激發下的天線模(AM)電流峰值的平方(由 MTL 法)

本篇論文中，通過應用 MTL 分析方法，可以計算導致 EMI/RFI 問題的差動信號線的天線模電流分佈。一旦知道天線模(AM)電流的量，可以計算不同結構或不連續性之間的相對輻射功率。通過將分析/模擬結果與市售全波模擬工具進行比較，證明了推薦方法的準確性。



圖 30、台灣大學鄭齊軒研究員進行論文發表

題目：A new methodology to extract the ICEM-CE internal activity block of a FPGA

作者：Ghfiri^{1,2}, A. Durier¹, A. Boyer^{2,3}, S. Ben Dhia^{2,3} (¹IRT Saint-Exupéry, Toulouse, France ; ²CNRS, LAAS, Toulouse, France ; ³Univ. de Toulouse, INSA, Toulouse, France)

IEC 62433-2 積體電路發射模型—傳導發射(ICEM-CE)標準中 ICEM-CE 模型由 2 個部分組成：Internal Activity(IA)區塊及被動分佈電路(Passive Distribution Network, PDN)區塊。IA 區塊是由 1 組重現核心及輸入/輸出(IO)切換雜訊之等效電流源組成，PDN 區塊是由穿過裸晶及封裝連接至 IC 的引腳的雜訊通道所組長。在數位同步電路中，電流消耗主要出現在邏輯狀態 0 到 1 期間。因此，瞬時電流的時域分佈是週期性一系列短脈衝，其週期等於時脈週期 T_c 。如前文獻所述，如果在每個時脈轉換下消耗的電荷被精確決定，則可以預測電源雜訊。由 IA 區塊傳送的電流 $i(t)$ 的波形必須重現此電荷量，由下式給出：

$$q = \int_0^T i(t) dt \quad (1)$$

其中 q 是 1 個時脈週期內的轉移電荷， τ 是電荷轉移或電流脈衝的持續時間。此外，為了再現傳導發射(CE)頻譜，電荷轉移的持續時間 τ 也必須是已知的。為了說明這個原理，我們來考慮 3 個基本的周期脈衝波形如圖 31 所示，其模擬了數位電路的動態電流消耗。時脈頻率為 10 MHz。脈衝持續時間相同；它們的振幅彼此不同，但是轉移的電荷是相同的。這些電流波形由電流源產生並形成 IA 區塊，IA 區塊連接到代表大型數位 IC 的 PDN 區塊。針對每個波形模擬連接到電路的 Vss 引腳的 $1\ \Omega$ 電阻上的電壓。圖 32 展示頻域中使用不同波形的模擬電壓的比較。儘管高頻(在頻譜包絡的空白附近)存在一些差異，但是頻譜的包絡非常接近，提供了幾乎相同的 CE 雜訊評估。

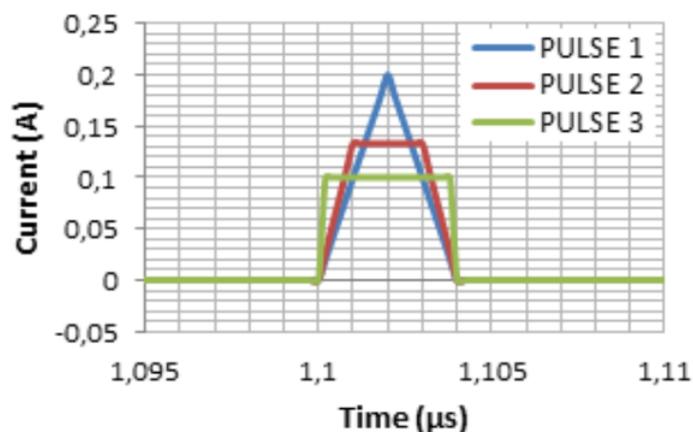


圖 31、模擬電路的動態電流消耗的 3 個基本脈衝波形

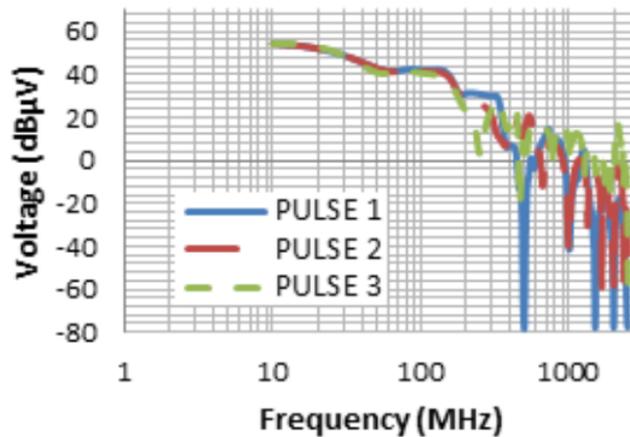


圖 32、使用不同形狀的 IA 及 1 Ω 探棒的模擬結果比較

圖 33 綜整了論文中所列的方程式(在此予以省略)可由 FPGA 的設計工具中取得所需資料，最後經過方程式計算後可建立 IA 區塊，在此方程式先予省略。此提出的 IA 建構工作流程是奠基於平均動態功率消耗，因此本擬議的方法是確定性的；IA 的大小在每個時脈週期是恆定的。在實際情況下，IA 輪廓(profile)是隨機的，此源於主動邏輯區塊的切換速率和功耗的變動。因此，時域中 IA 的峰對峰振幅大小可能被低估，並且發射頻譜的包絡不準確。在下一部分中，此論文提出了一種用於構建動態 IA 的替代方法。

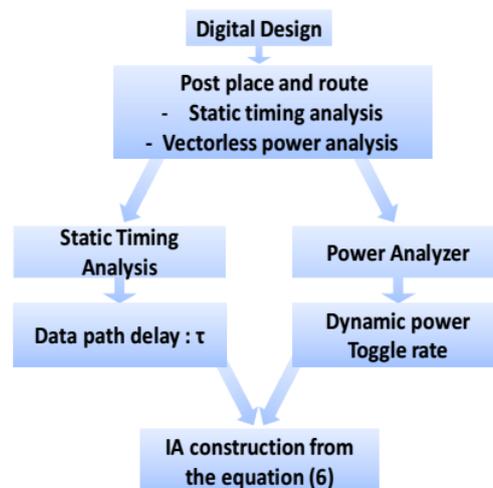


圖 33、FPGA 電路的 IA 區塊建立工作流程

圖 34 為使用統計方法來建構 IA 的工作流程，其必須取得傳送至電路的電荷的機率密度函數，該函數遵循 normal distribution 正常分佈 $N(Q_L, \sigma^2)$ ，其中 Q_L 是轉移電荷量平均值和 σ^2 其變異數(variance)。方程式在此予以省略。

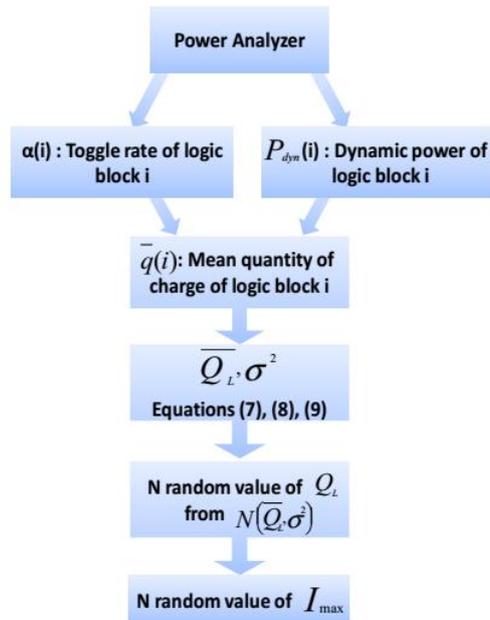


圖 34、使用統計方法構建 IA 的工作流程

FPGA 的可預測 IA 的構建是由給定的活動來執行。前述的工作流程由基本同步數位設計電路的不同案例研究來驗證。不同的案例研究，時脈頻率均設置為 16 MHz。圖 35 顯示了第 1 個案例研究的結構：延遲線。為了獲得最佳的動態功率消耗，90 條延遲線串聯在一起，每條延遲線具有 $N = 100$ 個反相器。由於其規則結構，其動態功率消耗是確定性的，即每個時脈切換時切換閘極數保持相同。

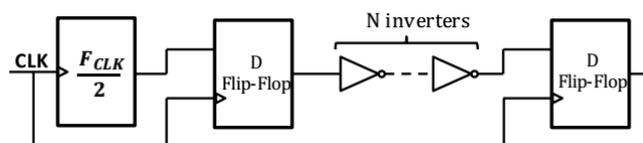


圖 35、1 條延遲線的架構

另一個驗證情境是使用偽隨機數生成器(Pseudo Random Number Generator, PRNG)區塊來作為被測試架構，該架構具有隨機數量的切換閘極。5 位元 PRNG 的結構如圖 36 中所示。200 個相同的 PRNG 並聯以最大化動態功率消耗。對於不同的情境，沒有輸出緩衝器發生切換，因此 $1\ \Omega$ 測量和模擬顯示僅 FPGA 內部邏輯區塊和時脈樹活動的貢獻。表 4 彙整了由賽靈思(Xilinx)公司評估工具收集到的動態功耗、數據路徑延遲和平均切換比率。

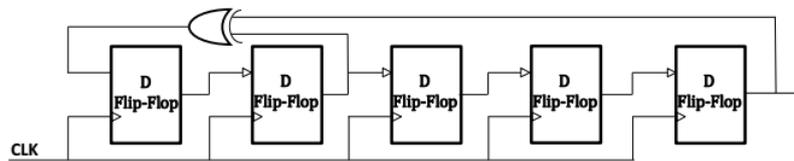


圖 36、5 位元 PRNG 結構

表 4、對不同架構評估出的參數

Configuration	Dynamic Power (mW)		Data path delay (ns)		Average toggle rate (%)
	Logic	Clock	Logic	Clock	
Delay Line	24	1,5	40	0,75	100
5-bit PRNG	3,11	1,5	1,5	0,75	38,75

A. 案例研究 1：延遲線

第 1 個案例研究(延遲線)具有 100% 的切換比率，因為所有信號都在時脈的上升緣切換。時脈樹呈現出不可忽略的動態功率消耗，其切換比率約為 200%，因此，表示時脈樹的信號在時脈信號的上升和下降轉換都消耗能量。所以，時脈樹的 IA 與信號和邏輯塊的 IA 要分開。如圖 37 所示，2 個電流源用於表示時脈的活動，1 個電流源表示信號和邏輯區塊的活動。IA 波形假定為對稱三角形脈衝。參數是從本論文給出的方程式求解計算而得。

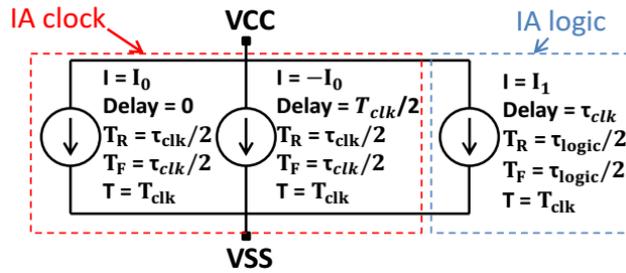


圖 37、核心區塊的 IA(Internal Activity)

構建出的 IA 區塊與 PDN 和電路板等效模型組合起來。使用 ADS 軟體來模擬由 FPGA 產生的傳導發射(CE)並通過 $1\ \Omega$ 探棒進行測量來取得瞬態模擬。在圖 38 中比較時域模擬和測量結果。模擬的電壓波動峰對峰值大小等於 $9\ \text{mV}$ ，與等於 $11\ \text{mV}$ 的量測大小呈現良好的相關性。

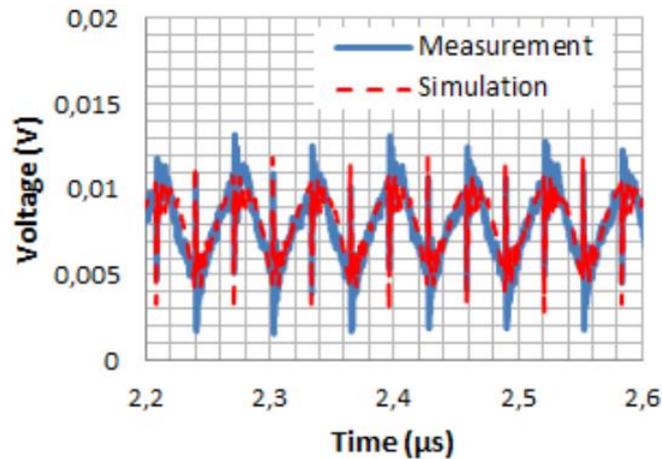


圖 38、於延遲線架構中使用 $1\ \Omega$ 探棒量測和模擬時域上外部電壓的比較

圖 39 揭示了在頻域中用 $1\ \Omega$ 探棒測量和模擬的外部電壓之間的比較。一般而言，比較表明測量和模擬頻譜之間具有良好的相關性，RMS(方均根)誤差為 $5.15\ \text{dB}$ 。模擬預測 CE 的頻率內容在 $1.2\ \text{GHz}$ 之前有下降。這通過測量得到證實。

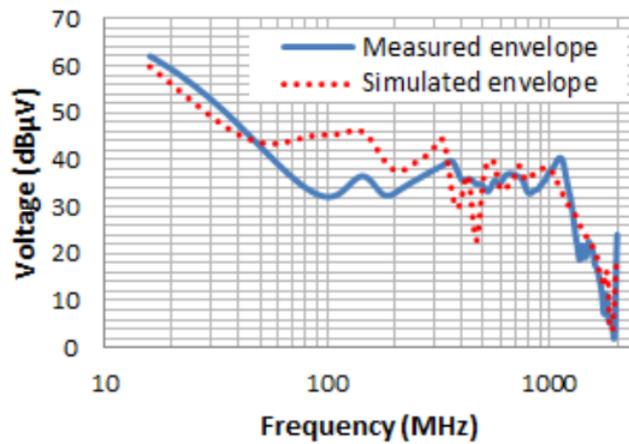


圖 39、延遲線架構下於頻域使用 $1\ \Omega$ 探棒進行量測與模擬的外部電壓比較

B. 案例研究 2：5 位元 PRNG

1) 確定性方法的模擬：PRNG 的案例在每個時脈週期呈現為隨機切換位元。因此，動態功率消耗將隨著主動邏輯區塊的切換比率的變化而變化。作為第 1 種方法，按照傳導發射(CE)模擬的確定性方法來構建 IA。圖 40 揭示了使用 $1\ \Omega$ 探棒在時域中外部電壓波動模擬和測量之間的比較。5.2 mV 的峰對峰值模擬振幅大小低於 7 mV 的測量最大峰對峰振幅大小。雖然模擬給出了平均幅度大小的相近估計，但並未顯示傳導發射(CE)的變動特性。

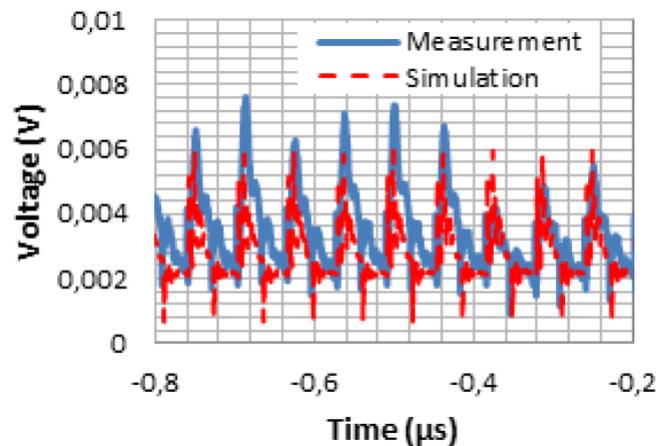


圖 40、使用確定性方法在 5 位元 PRNG 的時域中使用 $1\ \Omega$ 探棒取得外部電壓測量和模擬間的比較

圖 41 展示了前比較的快速傅利葉轉換(FFT)。第 1 次諧振點的估計不足，但在整體而言，模擬的 CE 與測量結果呈良好的相關性，RMS(方均根)誤差為 5.89 dB。

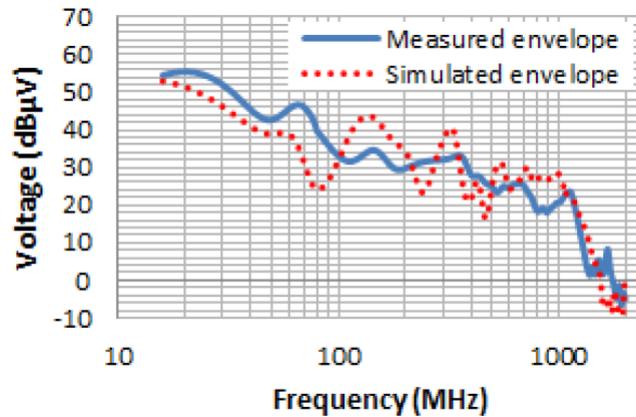


圖 41、使用確定性方法 5 位元 PRNG 頻域中的 1 Ω 探棒取得外部電壓測量和模擬之間的比較

2)統計方法的模擬：為了提高前一部分在時域中 CE 模擬的結果的相關性，使用統計方法構建了動態 IA。圖 42 顯示了使用 1 Ω 探棒取得的模擬和測量之外部電壓。電壓波動的模擬最大峰對峰振幅大小為 7.1 mV 準確預測 7 mV 的最大峰對峰振幅大小。整體而言，模擬時域分佈再現了的 CE 的隨機行為，且具有良好近似。

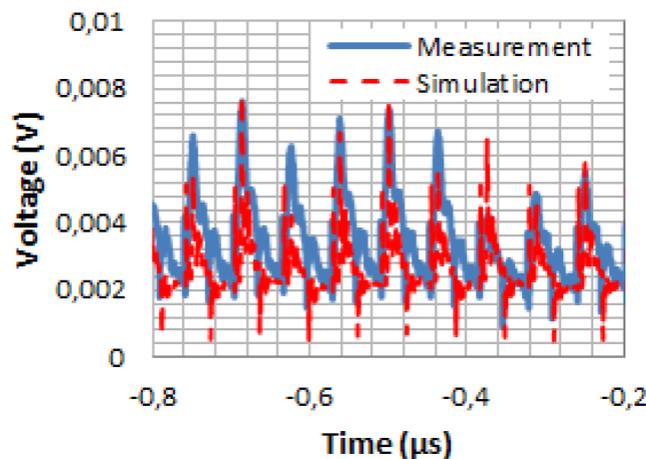


圖 42、使用統計方法 5 位元 PRNG 的時域中使用 1 Ω 探棒取得外部電壓測量和模擬間的比較

圖 43 顯示了頻域中使用 $1\ \Omega$ 探棒的測量和模擬外部電壓的比較。模擬 CE 的包絡與測量的包絡具有良好的相關性。這種情況下的 RMS(方均根)誤差約為 5.26 dB。

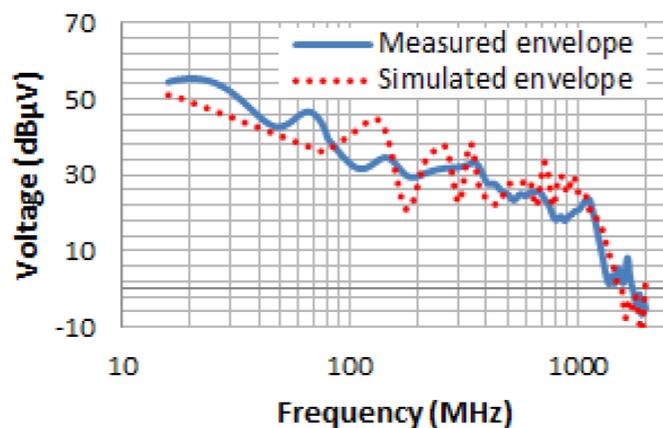


圖 43、使用統計方法 5 位元 PRNG 的頻域中使用 $1\ \Omega$ 探棒取得外部電壓測量和模擬間的比較

題目：EMC Challenges for the Internet of Things

作者：Kia Wiklundh, Peter Stenumgaard, (Swedish Defense Research Agency (FOI), Sweden)

物聯網(IoT)的發展將突出 EMC 的幾個新挑戰。原則上物聯網的願景涉及社會各界，譬如智慧城市、e-健康、智慧家庭、智慧電網、智慧農業、智慧交通系統 (ITS)、物流、工業控制、環境監測、教育、娛樂和媒體等。不同的單位持續完成連接設備數量增長的預測。幾年前，預測 2020 年達 500 億個元件，但這些預測現在被認為太樂觀了。圖 44 顯示了當前預測的典型案例。

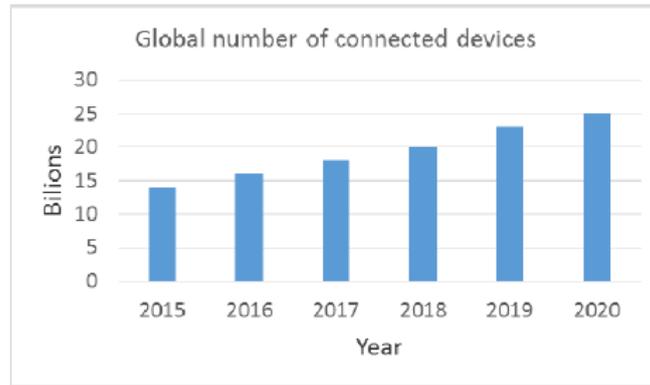


圖 44、世界連結物件的數量的典型預測

表 5、智慧城市中巨量 IoT 連結物件

Device	Density [No of devices/km ²]
Water meters	10000
Electricity meters	10000
Gas meters	10000
Vending machines	150
Bike fleet management	200
Pay-as-you-drive	2250

圖 44 中最大的增長是由於物聯網應用，而個人電腦/筆記型電腦/平板電腦和行動電話的增長通常估計從 2016 年到 2020 年僅為幾個百分點。這一發展將創造一個複雜的從未見過共享配置位置的場景。有線和無線的新型電子設備將幾乎在社會各處共享設置地點，這些場景將非常隨機和動態，受到消費者習慣的強烈影響。對在密集智慧城市的巨量 IoT 連接設備，每個單位面積的共同位置設備數量的預測表明高達 10000/平方公里，見表 5。從 EMC 的角度來看，這種設備密度對應於共同位置設備之間的距離。

今天 IoT 應用存在大量無線候選技術。其中一些用於不需許可的頻段，而其他應用於需許可頻段。此外，一些應用需要大面積覆蓋和移動性，聚焦於蜂巢式技術以及 LTE-M（應用於機器對機器通聯的 LTE(Long Term Evolution))和 NB-IoT 等標

準。然而，大多數設備將使用非蜂巢式無線技術，例如藍牙、Wi-Fi、ZigBee、THREAD、EnOcean、SIGFOX，LoRa 和其他在不需許可的 ISM/SDR 頻段中運行的無線技術。應該注意的是，未來幾年候選技術間的競爭預計會有幾個候選技術消失。

ZigBee 是基於 IEEE 802.15.4 標準的一套高階通信協定，用於創建具有小型、低功耗數位無線電的個人區域網路。IEEE 802.15.4 協定是一種無線網路技術工業標準，操作在 2.4 GHz，其針對需要在有限的區域和 100 米範圍內的低數據傳輸速度進行相對不頻繁的數據交換，例如在家庭或建築物中之應用情境。存在幾個 ZigBee 類型，其中兩個是 ZigBee PRO 和 ZigBee Remote Control (RF4CE)。ZigBee/RF4CE 在提供低功耗操作、高安全性、強固性和具高節點數之高延展性的複雜系統中具有一些顯著的優勢，並且相當適合定位在善用機器對機器 (M2M) 中及 IoT 應用的無線控制和傳感器網路。最新版本的 ZigBee 是最近推出的 3.0 版，這實質上是將各種 ZigBee 無線標準統一為單一標準，其最大功率為 100 mW 或 10 mW/Hz。

WiFi 最常用於將網際網路之路由器連接到個人電腦、平板電腦和手機等設備。WiFi 是基於 IEEE 802.11 標準的區域無線網路。它可以同時使用 2.4 GHz 和 5 GHz ISM 頻段。其 b、g 和 n 版本在 2.4 GHz ISM 頻段上運行。該頻段容易受到一些藍牙設備以及微波爐和無線電話的干擾。在許多國家，2.4 GHz 頻段的 IEEE 802.11b/g 無線區域網路(LAN) 20 MHz 頻寬頻道的最大等效全向輻射功率(Effective Isotropic Radiated Power, EIRP)為 100 mW 或 5 mW/MHz。

藍牙是一種無線技術標準，使用 2.45 GHz 範圍內的頻率在短距離(通常為 10 米或更小)內傳輸訊息。該技術最初被標準化為 IEEE 802.15.1，但 IEEE 不再更新此特定的標準。相對於傳輸範圍，目前有藍牙設備 3 種分類，如表 6 所示。請注意，III 類設備是比較少見，Bluetooth Low Energy (BLE)使用的功率比標準藍牙少，適用於只需要定期交換少量數據的設備，例如健身追蹤器、智慧手錶和其他連接的設備。今天，BLE 也被稱為智慧藍牙並被大多數智慧手機和電腦製造商所支持。

表 6、藍芽 3 種分類的輸出功率及轉輸範圍

Class	Signal strength	Range
I	100 mW (+20 dBm)	Up to 328 feet (100 metres)
II	2.5 mW (+4 dBm)	Up to 33 feet (10 metres)
III	1 mW (0 dBm)	Up to 33 feet (10 metres)

Sigfox 部署了設計用於連接低能量設備的無線網路。這些網路使用 900 MHz 附近的 200 kHz 頻段中的 100 Hz 超窄頻帶通道。網路營運商希望在全球部署自己的 IoT 網路，並成為全球 LPWAN(低功率廣域網路)營運商。此公司目前在 22 個國家擁有網路，覆蓋 130 萬平方公里及 3.4 億居民。

LoRaWAN 是由 LoRa 聯盟創建的開放源碼 LPWAN 基礎設施，與 Sigfox 不同，其允許其他公司可以創建基於聯盟技術規範的自己的 IoT 網路。通常，LoRa 使用無需許可頻段，例如歐洲為 868 MHz，在美國為 915 MHz。傳輸範圍可以從城市密集區域的幾公里到農村地區的 15-30 公里。它具有超過 10 年的電池壽命。

近場通信(NFC)是一種短距離無線連接標準(ECMA-340, ISO/IEC 18092)，它們使用磁場感應來實現設備之間的通信，當它們彼此接觸或者彼此相距幾公分。

Cat-M 是基於 LTE 的技術，屬於 3GPP 標準。它與上述候選技術不同之處在於它使用需許可頻段，而不是開放的無需許可的頻段。這樣做可以避免由無需許可頻段中的競爭對手引起的潛在干擾。Cat-M 是用於物聯網的第二代 LTE 晶片組。

窄頻 IoT (NB-IoT) 是用於蜂巢式電信頻段的 LPWAN 無線電技術標準。它是由 3rd Generation Partnership Project (3GPP) 標準化的 Mobile IoT (MIoT) 技術之一。NB-IoT 規範在 2016 年 6 月的 3GPP 規範 (LTE-Advanced Pro) 第 13 版中被標準化。NB-IoT 專注於室內覆蓋、低成本、長電池壽命以及啟用大量連接的設備。NB-IoT 技術可以在分配給 Long Term Evolution (LTE)的頻譜中部署在頻帶內，利用正常的 LTE 載波中的資源區塊，或在 LTE 載波的保護頻帶(guard band)內的未使用的資源區塊中，用於專用頻譜中的獨立部署。它也適用於 GSM 頻譜的再生。

Extended Coverage GSM IoT (EC-GSM-IoT) 也是基於標準的 LPWAN 技術。它基於 eGPRS，也稱為 EDGE，並被設計為用於物聯網通信的高容量、長距離、低能量和低複雜度蜂巢式系統。需要對現有 GSM 網路進行的 EC-GSM-IoT 的優化，其可以使用軟體升級、確保覆蓋率並加快上市時間。在廣泛的使用案例電池壽命均可長達 10 年。在表 7 中，對於一些無線候選技術總結了重要的無線電參數。

表 7、供 IoT 應用的無線標準候選技術

Name	Frequency	Range	Power
Bluetooth	2.4 GHz	50-150 m	1/2.5/100 mW
Zigbee	2.4 GHz	10-100 m	100 mW or 10 mW/Hz
WiFi	2.4 GHz, 5GHz	50 m	100 mW or 5 mW/MHz
GSM/3G/4G	900/1800/1900/2100MHz	35 km max for GSM; 200km max for HSPA	Variable
SigFox	900MHz	30-50km (rural environments), 3-10km (urban environments)	Generally up to 15 mW
LoRaWAN	Various	2-5km (urban environment), 15km (suburban environment)	14 mW or 20 mW

A. 該考量的高頻

IoT 設備規劃操作於比目前進行的標準 EMC 發射及耐受性測試更高的頻率。以最廣的視野來看，有關室外環境中的無線電覆蓋，頻率高達約 30 GHz，室內高達約 90GHz。這當然會影響到關於耐受性和發射敏感性之達成 EMC 的能力。目前的電磁相容標準輻射和敏感度測試達到 18 GHz，也涵蓋了一些特殊的例外。所以，對於新頻率的寬頻帶，發射和抗擾度特性將是未知的。此外，EMC 測試的儀器和設備必須進一步開發和修改，以處理頻段大幅擴展。

B. 無需執照及需執照頻段

許可頻帶意味著個別公司(例如電信運營商)為了在給定地理區域內的頻帶內分配的頻道上發送訊號的專有權利而支付許可費用。因此，許可證是確保無線運營商不會干擾彼此傳輸的一種方式。無許可的頻段不需要任何使用許可。唯一的要求是

滿足與特定頻帶相關聯的一些規則。通常，最大傳輸功率被限制。非許可頻帶的一個例子是 ISM 頻帶。ISM 代表工業、科學和醫療專用無線電頻段，並在國際上保留給工業、科學和醫療目的之射頻(RF)能量的使用，而不是譬如移動通信。這些頻段中的應用實例包括射頻處理加熱、微波爐和醫療透熱機，也包含譬如 WiFi 應用、藍牙、ZigBee、無線車鑰匙、報警系統和各種產品的遙控器。

從 EMC 的角度來看，無需執照頻段永遠是一個挑戰，特別是對於具有可獲得性和無中斷性要求的應用和服務。由於未經許可的頻段對符合規則的任何人開放，電磁環境在不同地理區域之間可能會發生巨大變化。在城市、工業和其他擁擠的地區，這些頻段往往被無線電信號擠滿，造成不同種類的干擾問題，如傳輸資料的中斷或時間延遲。隨著物聯網設備的大量增加，無照頻段將更加擁擠，因為這些頻段提供快速布建，也因為這些頻段的硬體便宜而且可快速採購。

C. 短距離對比廣域網路

用於物聯網應用的無線網路的設計涉及管理若干衝突要求之間的權衡。這些要求可以是無線通訊範圍、網路連接、能量消耗、電池壽命、頻寬、頻帶、硬體成本、運營成本和維護成本。假定低功耗短距離網路將主導無線 IoT 連接到 2025 年是很有可能的。幾個解決方案可能會共存，很可能沒有一個新興技術將占主導地位。因此，預計未來 IoT 網路的需求將包含大範圍的地理覆蓋(全國範圍)，電池壽命長達 10 年，資料傳輸速率可達每秒數百到幾拾仟位元(kbps)。每個設備的硬體成本約為 5 美元。低功率廣域網路(LPWAN)可能將會從專有技術轉向

標準化窄頻技術 NB-IoT。從 EMC 的角度來看，低功耗設備高密度共用位置將具有挑戰性，有兩個原因，首先，單位位積的高密度設備數量將產生 1 個更高的總電磁干擾環境；其次，低功率設備對於無線連接將具有較低的訊號雜訊比(SNR)。這意味著對電磁干擾的敏感度更高。

D. 增加的電磁干擾等級

如前所述，引入高密度的設備將影響 EM 環境。在下面的分析中，分析了三個不同的 ISM 頻段：433 MHz，868 MHz 和 5.8 GHz。對於這些頻段，分析不同密度情況下的電磁干擾/功率位準。設備密度假定為每平方公里 10,000 個設備或每平方公里 10 萬個設備，後者可適用模擬擁擠地區，譬如大樓內部或商業中心等。在這些頻段中，發射功率的不同選項正在產生，在表 8 中展示了分析的假設值。

表 8、假設的無線電參數

Frequency	Transmit power
433 MHz	10 mW
868 MHz	25 mW
5.8 GHz	200 mW

這些設備被假設為隨機放置於 10×10 米的區域中，並且假設設備的高度為 1 米。天線假定為增益為 0 dB 的各方向均相同(isotropic)。考慮到來自設備的傳輸可能被在周圍的物體反射，假設為波傳播的兩射線模型。

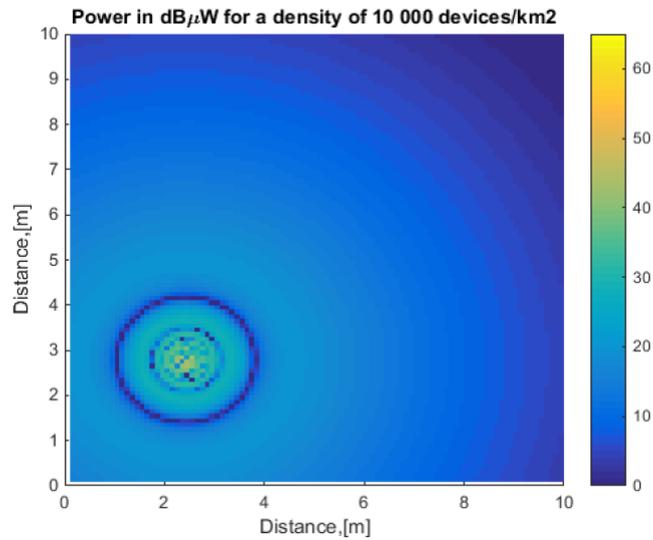


圖 45、在 10 m × 10 m 的正方形區域中的接收功率，發射機功率在 434 MHz 時為 10 mW，設備密度為 10,000/km²

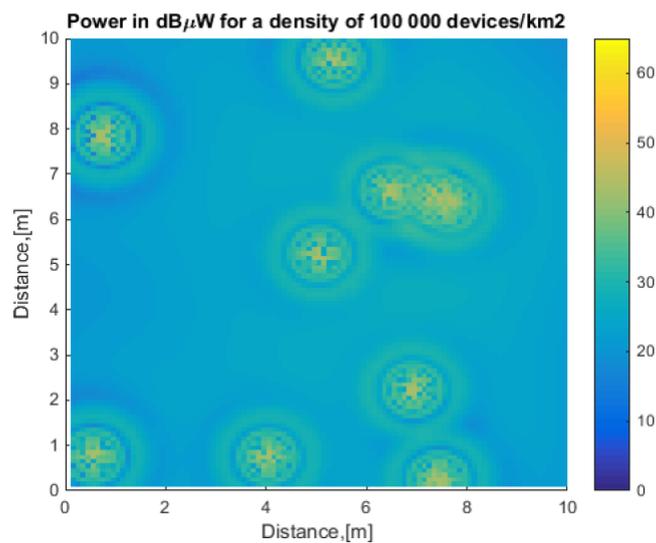


圖 46、在 10 m × 10 m 的正方形區域中的接收功率，發射機功率在 434 MHz 時為 10 mW，設備密度為 100,000/km²

在圖 45 至圖 48，針對不同的設備密度、發射功率和頻率繪製了以 dB μ W 為單位感受到的功率。在圖 45 中，當您從設備中徑向移動時，在直接路徑和反射路徑之間出現週期性的建設性和破壞性干涉。距離設備約 10 米，功率降至 0-10dB μ W。

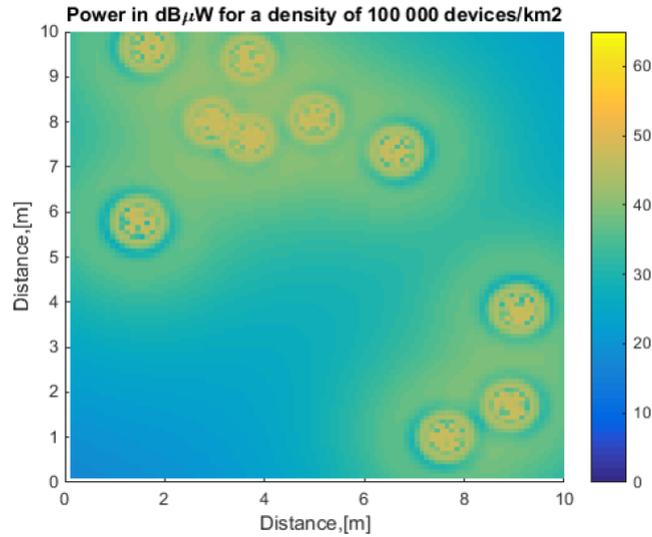


圖 47、在 10 m x 10 m 的正方形區域中的接收功率，發射功率在 868 MHz 時為 25 mW，設備密度為 100,000/km²

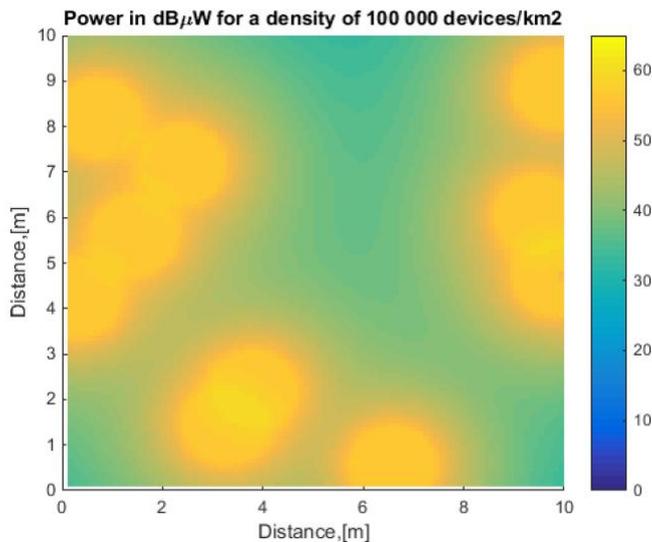


圖 48、在 10 m x 10 m 的正方形區域中的接收功率，發射機功率在 5.8 GHz 時為 200 mW，設備密度為 100,000/km²

在更密集的情境下，每平方公里設備 10 萬台，這些區域的功率位準有所增加，見圖 46 至圖 48，對於頻帶 433MHz，868MHz 和 5.8GHz。應該注意的是，除了頻率的變化，發射功率在不同的情況下也發生變化。在圖 48 中，發射功率為 200 mW，對於這種高功率，設備看起來像燈泡一樣。在圖 49 中，對於 10m×10m 的區域估計了機率密度函數。該函數顯示在該

區域接收到不同功率大小的機率。通過分析接收功率的變異數 (variance)，對於最密集的情境和具有較高發射功率的較高頻率，變異數或變動是最大的，此是很明顯的。

特別有趣的是，由於設備的緻密化，背景雜訊大小增加。在圖 50 中，我們可以看出，在 433 MHz 的密度為 10,000 的情況下，該些位置有超過 90% 機率接收到的功率位準為 1 dB μ W，而密度為 10 萬個元件時，該些位置有超過 90% 機率接收到的功率位準為 22 dB μ W，這在圖 50 中具有機率大小 0.1 的線指示出來。通過增加 10 倍的密度，在這種情況下，背景功率位準增加了 20 dB。在 868 MHz，功率位準增加了 24 dB，在 5.8 GHz 時，增量約為 18 dB，當密度從 10,000 增加到 100,000。總體增加的功率位準是無線系統被阻隔的重大風險。

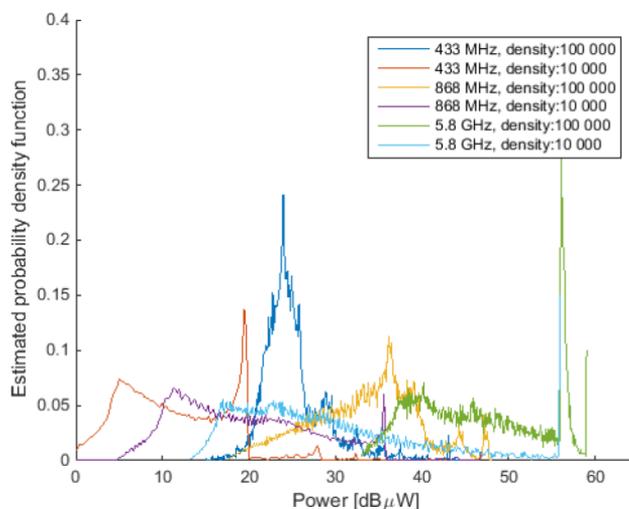


圖 49、在 10 m × 10 m 的正方形區域中的接收功率之估計的機率密度函數

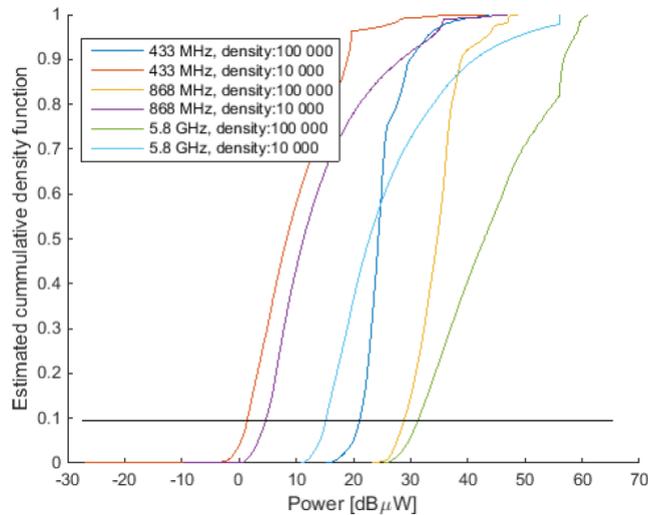


圖 50、在 10 m × 10 m 的正方形區域中的接收功率之估計的累積密度函數

在 868 MHz 時，10,000 個元件或更高的元件的密度會增加背景雜訊位準達 65 dBμW。在該頻帶中的系統通常使用 25 kHz 的頻道帶寬。假設雜訊係數(noise figure)為 15 dB，熱雜訊位準為 -144 dBμW/Hz，調整為 25 kHz 帶寬對應到 44 dB，此系統的接收機雜訊位準約為 $-144 + 15 + 44 = -85$ dBμW(在 25 kHz 帶寬)。因此，對於最壞的情況，所產生的干擾功率可能會超過接收機雜訊位準高達 $65 - (-85) = 150$ dB，當然會導致嚴重的干擾問題。因此，對於這種情況，即使較低的干擾位準(20-30 dBμW)也會導致不可忽視的干擾問題。

以下挑戰可能是 EMC 領域最大的，導因於向 IoT 的全面發展：

- 共用位置情境以單位面積的元件的高密度為特徵。論文已展示，在某些情況下，產生的干擾位準大小可能會導致嚴重的干擾問題。

- 對於 IoT 應用，操作頻率範圍可達數十 GHz 的相當大的擴展需要進一步開發用於標準 EMC 發射和抗擾度測試的方法和設備
- 無線產品的大量增加將使無需許可的頻段比現在更廣泛地被佔用。

肆、心得與建議

一、心得

今年台灣在 EMC Europe 2017 發表的論文有 2 篇，1 篇由台灣電子檢驗中心林宗清副執行長發表，另 1 篇由台灣大學鄭齊軒研究員發表，論文數量排名第 20，東亞地區落後於日本、中國、印度等國家之後，與韓國相同，如表 9 內容所示，其中打上*為公司名稱，因其無法辨識作者國別，不同國別發表論文數佔整體論文數之比率如圖 51 內容所示，全部發表論文數有 255 篇，其中主辦國法國、德國及日本論文數相加即超過總數的一半。除了日本、中國之外，投稿前 10 名的國家主要集中在歐洲國家，美國的投稿僅 4 篇。

表 9、不同國別發表論文數(*為公司)

國別	篇數	國別	篇數	國別	篇數
France	69	Turkey	5	NXP Semiconductors*	2
Germany	47	USA	4	Russia	2
Japan	18	Brazil	4	South Africa	1
China	12	Switzerland	3	Lithuania	1
Italy	11	Austria	3	Singapore	1
Netherlands	10	Belgium	3	Indonesia	1
UK	10	India	3	Lativa	1
Sweden	8	Canada	2	Crotia	1
Spain	6	Korea	2	Ukraine	1
Belarus	6	Poland	2	Luxembourg	1
Georgia	6	Hungary	2		

Iran	5	Taiwan	2	
SUM	255			

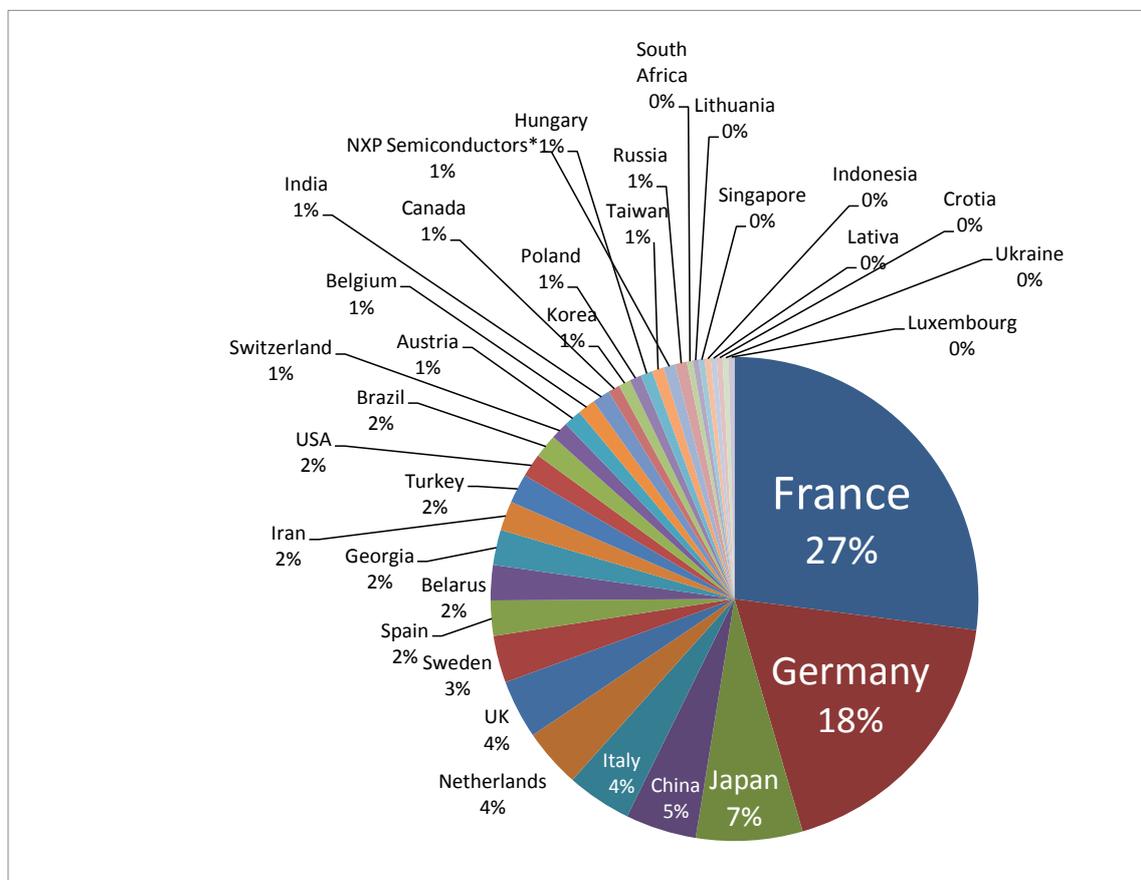


圖 51、不同國別發表論文數佔整體論文數之比率

表 10 為不同主題發表論文數，其中並未納入海報論文，此因海報論文於研討會大會並未進行主題分類，大致上分別 27 個主題發表，有關汽車 EMC 的論文有 31 篇最多，尤其是有關最近最熱門的電動車，其次為晶片及電路板層級 EMC 主題有 23 篇，排名第 3 共有 5 項主題均為 12 篇論文，分別為 EMC 分析與模擬及預測、迴響室、量測與工具、傳輸線及保護元件等主題，也有 12 篇。圖 52 為不同論文主題佔整體論文數之比例。

表 10、不同主題發表論文數(海報論文未計入)

Automotive EMC	31
EMC at Chip and PCB Level	23
EMC Analysis, Modeling and Prediction	12
Reverberation Chambers	12
Measurement and Instrumentation	12
Transmission Lines	12
Protection Devices	12
Computational Methods	11
EMC of Complex Systems	10
Power Electronics	8
Stochastic Electromagnetics	5
EMI Issues around Flyback Converters and DC/DC Isolated Converters	4
Near-Field Measurement to Reduce Radiated Emission Testing Issues	4
Experiments for EMC Education and Awareness	4
Intentional EMI	4
Lightning and EMP	4
Aircraft EMC	4
Emerging Topics	4
EMC and Radio Links	4
Emission and Immunity in Low Frequency	4
Interference in Wireless Communications	4
Thermal and Ageing Effects	4
Exposure to EM Fields	4
Power Line Communications	4
Stochastic Modelling for EMC	4
ESD and Transients	4
Test Sites, Chambers and Cells	3
SUM	211

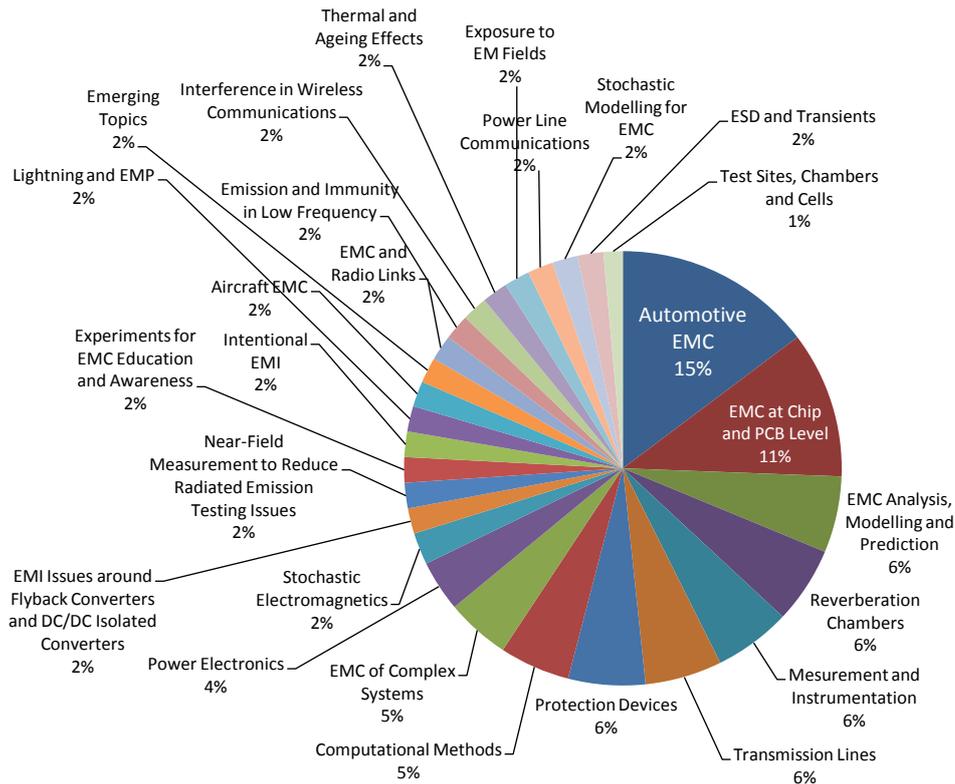


圖 52、不同論文主題佔整體論文數之比率(海報論文未計入)

本局發展積體電路晶片電磁相容量測技術與研究已發展多年，國際積體電路晶片電磁相容測試國際標準有發射干擾為 IEC 61967 系列標準、耐受性為 IEC 62132 系列標準而晶片電磁相容模型為 IEC 62433 系列標準，IEC 61967 及 62132 標準均已相當完備，有關晶片電磁相容模型之國際標準目前仍持續發展中，參加本次研討會可瞭解晶片電磁相容模型之國際標準最新發展情況，尤其是本次研討會最後一天由法國國立土魯斯應用科學學院(INSA Toulouse) Etienne SICARD 教授主持整日有關晶片電磁相容之工作坊(Workshop)如圖 53 所示，對晶片電磁相容模型最新發展、如何學習晶片電磁相容量測及模擬技術、晶片老化對電磁相容與訊號完整性等影響多所著墨，筆者 2012 年亦曾赴法國 INSA Toulouse 就 3D IC 電磁相容量測技術

接受 SICARD 教授 14 天短期訓練。另外研討會對電動車之電磁相容、自動駕駛面臨的挑戰等目前熱門的題材亦有深入的探討。



圖 53、法國 Toulouse INSA 學院 Etienne SICARD 教授主持工作坊

二、建議事項

本次參加 2017 年歐洲電磁相容國際研討會後有幾點建議：

1. 法國昂熱附近有相當多的城堡，市中心即有一個相當堅固的城堡，研討會晚宴也是在郊區的 1 座城堡中舉辦，該城堡相當有特色令人印象深刻，研討會主辦單位一開始即將研討會與昂熱附近的景點相結合，讓研討會的舉辦可以推動城市的觀光，順便帶動附近的經濟發展。建議臺灣未來國際研討會的舉辦可以參酌辦理。
2. 本次研討會與會人士均可獲得昂熱輕軌捷運(Tram)及公車於研討會期間免費搭乘票證 1 張，本次研討會主辦單位可謂相當用心，向市政府及大眾交通公司爭取福利，讓與會人士在研討會期間除了方便到會場外，亦可順利到達市區中的各個景點，帶動購物消費，讓與會人士倍感貼心。建議未來國際研討會於臺灣舉辦可以多多學習。

3. 目前汽車行業正在面臨重大的變化，特別是隨著無人駕駛自動化車輛應用的發展。此項演變背後的技術相當複雜，並且奠基於汽車行業相當新的許多感測器、雷達和後處理技術。在研討會星期四全會 Keynote 演講的第一部分，講者對目前市場上可以實現的這些新技術和全球目前所達到的性能水平進行總體概述。就自動化車輛而言，對用戶和 EMC 造成的影響必須要考慮。在演講的第二部分，講者重點關注以下各方面：當車輛自動化時，乘客的使用和期望將發生變化。這將導致車輛內裝新的概念與用途。這些系統的 EMC 性能至關重要的，並將引起關心 EMC 課題社群新的關注。例如，與 EMC 相關的可靠度和安全性是必須考慮的關鍵面向。自動駕駛車輛的 EMC 課題是未來仍應持續關注的課題。
4. 目前全球 IoT(物聯網)相關產業持續引起強烈關注，其相關主題，譬如智慧城市、智慧電網、智慧機械、工業 4.0、智慧家庭、智慧建築、智慧交通…等等可謂與各種產業均相關，IoT 最重要是透過各種傳感器來感知溫度、壓力、速度、加速度…各種物理參數，並將其回傳至系統或雲端進行各種大數據分析，而其單位面積內佈建的數量相當大，此可能引發嚴重的 EMC 問題，另外 IoT 物件使用的頻段相當高，目前使用的 EMC 標準及量測設備等均需進行適當更新方能處理 IoT 引起的 EMC 相關問題。此部分亦為需持續關注的重要課題。
5. 本次研討會期間明(2018)年亞太電磁相容國際研討會 (APEMC)的主辦單位新加坡代表，於全會 Keynote 演講後

上台播放宣傳影片，並強調 APEMC 明年將與美國 IEEE EMC 國際研討會合併擴大聯合舉辦。因為臺灣 2015 年亦曾主辦 APEMC 國際研討會，展望未來臺灣亦可學習新加坡的作法，與美國 IEEE EMC 國際研討會合併舉辦 APEMC 國際研討會，以充份展現臺灣於電磁相容領域研究的實力與能量。