

公務出國報告

(出國類別：研習)

無線通信電磁相容模型模擬技術與新國際標準合作推廣研習報告

服務機關：經濟部標準檢驗局

出國人職稱：技士

姓名：張彥堂

出國地區：法國

出國期間：中華民國 103 年 6 月 21 日至 27 日

報告日期：中華民國 103 年 8 月 29 日

摘要

本次研習主要學習無線通信電磁相容模型建立技術，蒐集最新電磁相容模型標準與提案等資料，與推動高頻量測技術國際標準合作討論，同時了解最新的量測技術與發展，以利國內電磁相容技術與國際同步接軌。

課程中首先介紹電子科技與電磁相容模型的發展趨勢，並歸納出發展藍圖，預計在 2020 年前後之電磁相容模型技術將會發展完成，相關之國際標準也會出版。本次學習之電磁相容模型標準分為三部分：傳導放射模型、輻射放射模型以及傳導耐受模型。以應用於第四代行動通信系統之微處理器為範例，介紹由製程參數或量測方法，來建立由內部擾動源及被動分佈網路所構成的傳導放射模型；以應用於第三代行動通信系統中之功率放大器為例，介紹由傳導放射模型搭配近場掃描量測方式，建立電偶極為基本元素之輻射放射模型；以電子系統常用之穩壓元件為例，使用直接功率注入法測試元件之失效行為，由外部量測與晶片電路分析比較來建立傳導耐受模型，並使用非線性技巧描述元件失效之行為。

課程也舉出晶片上量測技術，可以量測晶片內部的真實電壓數據，以輔助電磁耐受性量測與模型建立。同時也探討文獻中關於傳導量測與遠場輻射之關聯性。最後，就推動高頻直接功率注入法量測技術標準議題，進行充分討論，可為未來本局參與國際標準提案與制定作參考。

目 錄

頁次

摘 要	2
壹、目的	6
貳、行程概要	7
參、研習內容	8
一、電子科技與電磁相容模型發展趨勢	8
二、電磁相容模型研究	14
三、量測技術與新國際標準推廣	35
肆、結論與心得	44

圖目錄

頁次

圖一、行動通信用戶數量.....	9
圖二、半導體製程藍圖.....	10
圖三、國際電工委員會架構.....	11
圖四、IC 傳導放射模型架構.....	15
圖五、IA 估測法.....	16
圖六、IBIS 輸出端模型.....	18
圖七、輻射放射模型示意圖.....	19
圖八、電偶極的 PDN 分佈圖及座標參數.....	19
圖九、磁偶極的 PDN 分佈圖及座標參數.....	19
圖十、三種不同頻率下的 PDN 分佈範例.....	20
圖十一、近場掃描示意圖.....	22
圖十二、近場掃描數據範例.....	22
圖十三、傳導放射模型萃取輻射放射模型流程圖.....	23
圖十四、PA 近場掃描磁場分佈圖.....	24
圖十五、PA 電路模型.....	25
圖十六、線段電流的電磁場公式.....	25
圖十七、磁場分佈之模擬與量測比較.....	26
圖十八、修正後之磁場分佈的模擬與量測比較.....	26
圖十九、傳導耐受模型基本方塊.....	28
圖二十、電源分佈網路干擾示意圖.....	28
圖二十一、傳導干擾轉換函數.....	29
圖二十二、DPI 測試.....	30
圖二十三、DPI 測試之失效波形.....	30
圖二十四、穩壓器內部方塊圖.....	31
圖二十五、穩壓器 DPI 耐受模型 B.....	32
圖二十六、模型 B 之耐受性數據比較圖.....	32
圖二十七、以 B-element 描述穩壓器低頻行為.....	33
圖二十八、穩壓器 DPI 耐受模型 C.....	34
圖二十九、模型 C 之耐受性數據比較圖.....	34
圖三十、晶片上雜訊感應器架構.....	38
圖三十一、輻射轉換函數(a)水平極化方向；(b)垂直極化方向.....	40
圖三十二、漸近線輻射轉換函數.....	40
圖三十三、系統輻射與元件傳導限制值之關係.....	40
圖三十四、本局獲 2013 年 APEMC 大會最佳論文獎.....	42
圖三十五、IEC 與各國家委員會之關係.....	42
圖三十六、作者與 Etienne SICARD 教授合影.....	45

表目錄

頁次

表一、最新 IEC 電磁相容模型標準列表.....	12
表二、電磁放射模型發展預測.....	13
表三、電磁耐受模型發展預測.....	13
表四、製程技術資料.....	16
表五、不同頻率下的 PDN 座標分佈範例.....	20
表六、不同頻率下的 IA 參數範例.....	20
表七、IEC 61967 發展現況.....	36
表八、IEC 62132 發展現況.....	36
表九、IEC 62215 發展現況.....	37

壹、目的

隨著半導體製程、電子電路與無線通信技術的演進，行動電話數量呈現爆炸性成長，根據國際電信聯盟組織(International Telecommunication Union, ITU)統計指出，至 2014 年底全球行動電話用戶數將逼近 70 億(全球總人口數為 71 億)，當中行動寬頻用戶數(mobile-broadband subscriptions)將達到 23 億。因應影音與資訊大量傳輸的需求，行動電話功能越來越複雜，但也伴隨著系統相容性問題。

想像一個人聲鼎沸的餐館內，因為耳朵受到干擾，講話會不自覺的大聲起來甚至聽不清楚對方的聲音；在容納著許多積體電路零件和模組的行動電話內，也面臨相同的電磁相容問題，電磁干擾就好比製造噪音讓人耳聽不清楚，電磁耐受則類似在噪音環境下，人耳能忍受的程度。因此，積體電路製造商在設計階段，必須仰賴模擬工具及正確的電磁相容(EMC)模型來評估產品的電磁相容問題，以降低製作及驗證成本。

為了解國際間無線通信電磁相容模型技術發展，本次研習安排無線通信電磁相容模型技術課程，在有限時間內深入了解電磁相容模型建立技術及其挑戰，並與關鍵人士討論本局於國際研討會提出之高頻電磁相容量測技術，以及該技術之國際標準推廣與合作，可作為國內產業自主建立電磁相容模型技術以及尋求國際標準推廣合作之參考。

貳、行程概要

本次研習行程共七天，於南法土魯斯國家應用科學研究院進行三天短期課程，由具備積體電路電磁相容專長的 Etienne Sicard 教授授課，課程內容涵蓋最新電磁相容模型與量測技術，並以無線通訊應用之積體電路元件為例，講解模型之建立方法，最後就本局於 2013 年亞太國際電磁相容研討會(Asia-Pacific International EMC Symposium and Exhibition)中已發表之高頻電磁相容量測技術，討論如何將該技術提案至國際標準之合作方式，相關課程內容如下表所示：

日期	訓練進修地點及講師	訓練進修主題
6 月 21-22 日	去程	
6 月 23 日	土魯斯國家應用科學研究院 (INSA Toulouse) Etienne Sicard 教授	最新 7 奈米製程之電磁相容技術以及模型藍圖
6 月 24 日	土魯斯國家應用科學研究院 (INSA Toulouse) Etienne Sicard 教授	1. 電磁傳導放射模型-以應用於第四代無線通信德州儀器 OMAP 5 微處理器為範例 2. 電磁輻射放射模型-以應用於第三代無線通信之功率放大器為範例 3. 電磁傳導耐受模型 -以泛用於電子產品之穩壓器為範例
6 月 25 日	土魯斯國家應用科學研究院 (INSA Toulouse) Etienne Sicard 教授	國際電工委員會標準藍圖、晶片上之量測技術以及高頻直接功率注入法技術討論與標準推廣
6 月 26-27 日	回程	

參、研習內容

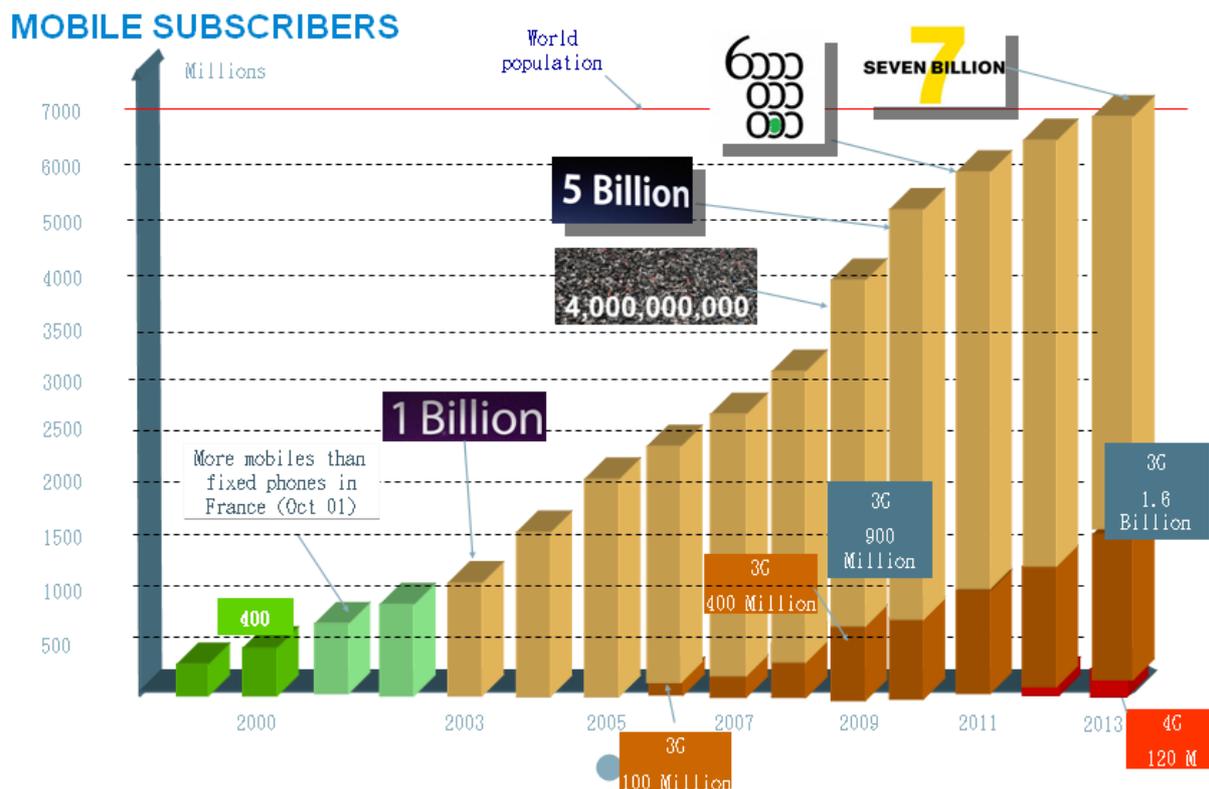
本次主要研習時程共三天，第一天由科技發展來介紹電磁相容的重要性以及國際電工委員會(IEC)模型標準發展藍圖，第二天以應用於行動通信系統之電子元件為例，探討三種電磁相容模型之建立方式，第三天主要講授國際電工委員會在積體電路電磁相容量測技術之最新發展、最新文獻之量測技術以及高頻直接功率注入法技術與標準推廣之討論。

一、電子科技與電磁相容模型發展趨勢

(一)科技發展藍圖

有別於 80 年代的電子市場仰賴公司行號的電腦設備採購，近二十年來的電子商業觸角已轉向消費者個體，由較早的家用電腦、網際網路、數位儲存到目前的行動通信、數位電視、醫療電子等，除了 2000 與 2008 年的網路泡沫以及銀行金融風暴，電子市場每年均維持著 0.2%至 15%的成長率，因此電子產品對於產業與社會發展的影響性可見一斑。

拜科技進步之賜，行動通信市場因攜帶方便和價格便宜等因素，其數量已超過家用電腦，由 2003 年的 10 億用戶成長至 2014 年的 70 億用戶(圖一)，在功能上由第二代的單純語音傳遞演進至第三代語音與資料傳輸，2014 年的第四代行動通信系統的平均資料傳輸頻寬(Bandwidth)更增加至 40 Mb/s，將更擴大電子商務的普及率以及衍伸出的相關應用與商機。

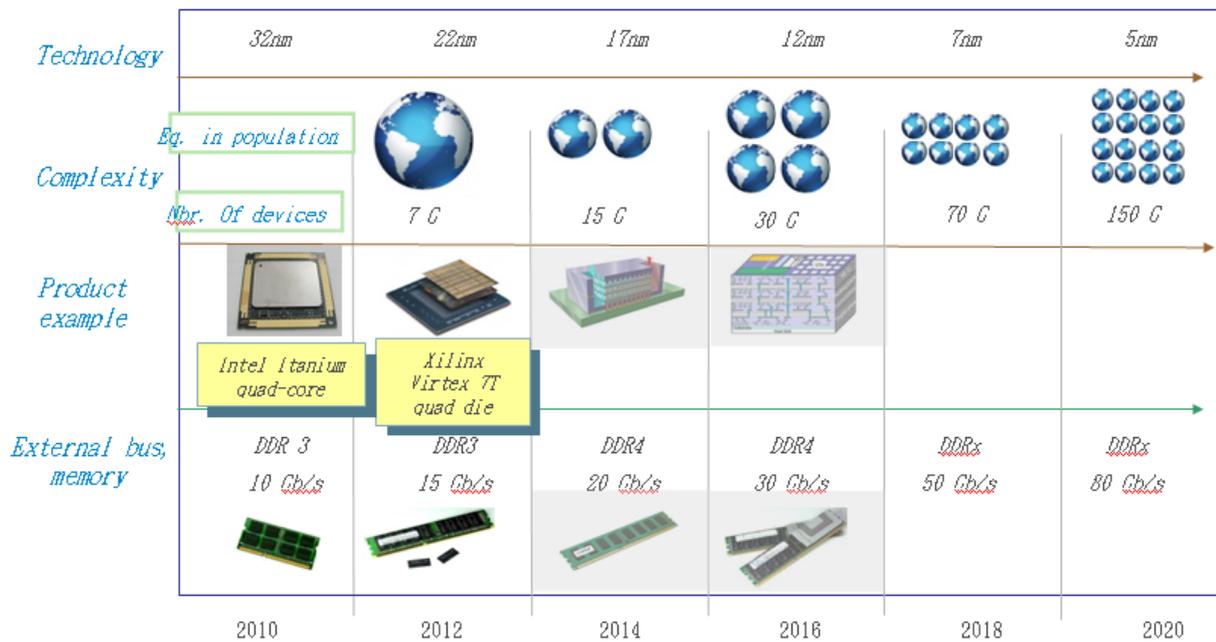


圖一、行動通信用戶數量

維持著電子市場成長率的重要關鍵仍在於積體電路以及封裝製程技術，根據國際半導體科技藍圖組織(International Technology Roadmap for Semiconductors, ITRS)預測，積體電路的半導體技術製程針對電晶體(類似開關功能)的最小通道長度(minimum channel length)，將由 2014 年的 17 奈米推進到 2020 年的 5 奈米，因此單一晶片能容納的電晶體數目將由 150 億提升到 1500 億(圖二)，這也意味著單一晶片能夠整合更多的功能，但也帶來許多問題，例如電磁輻射在頻率 1GHz 以上將會變的更嚴重，因快速的電流切換所造成寄生雜訊(parasitic noise)的增加，因製程微縮使晶片外電壓與內部電壓越來越低，差距也越來越小，亦即雜訊容忍區間(noise margin)變的更小，將使晶片不再擁有數位化的優點。

THE PROCESSOR/MEMORY BOTTELNECK

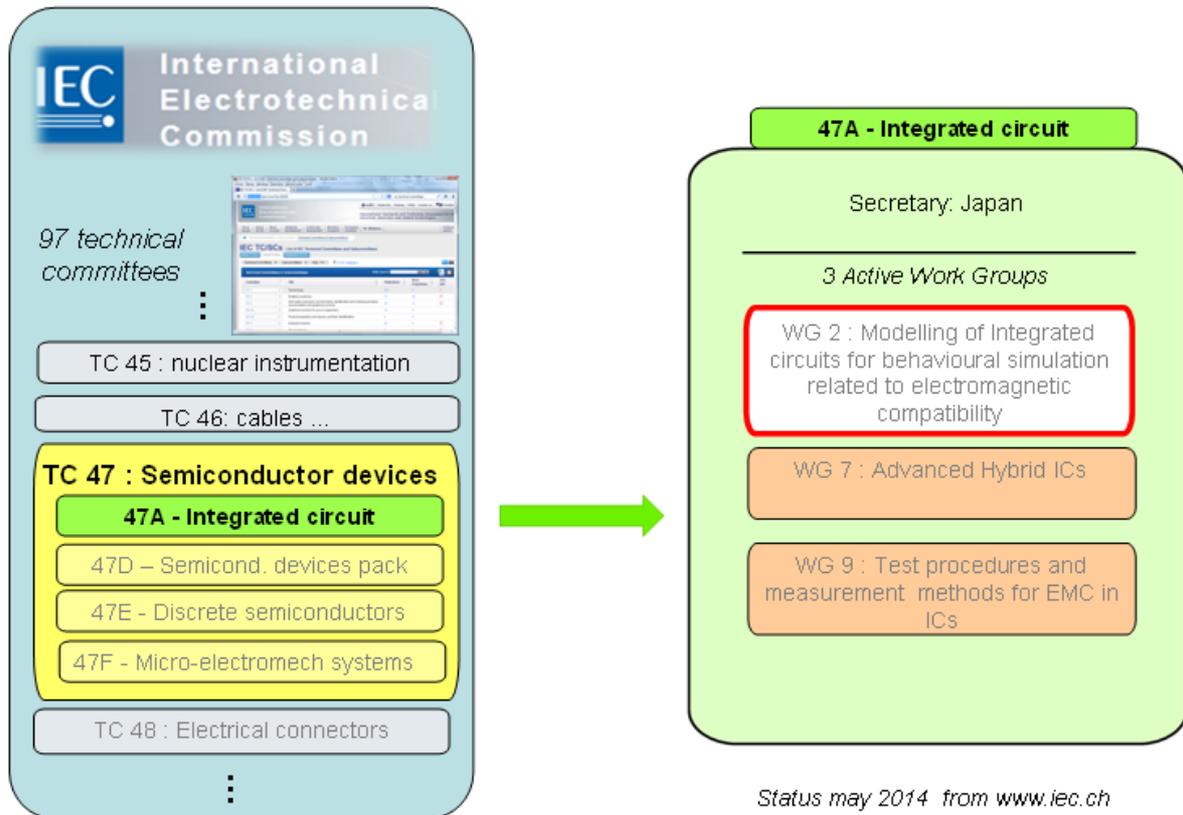
Sources : [iirs roadmap 2011](#), Intel



圖二、半導體製程藍圖

(二)模型藍圖

最早的電磁相容模型源自於英特爾提出的輸入輸出緩衝資訊規格 (Input/output Buffer Information Specification, IBIS)，規格中與電磁相容模型有重要關係的包含有封裝參數與輸出入特性描述，然而，早期的 IBIS 模型只關注在輸出入緩衝器的信號完整性部分，目前最新 6.0 版本雖有電磁相容相關參數，但僅止於傳導且精準度仍有疑慮，對於輻射及耐受部份則無法提供支援，有鑑於此，近十年由國際電工委員會主導並整合法日兩國早先各自提出的電磁相容模型，並賦予正式的國際標準編號 IEC 62433。



圖三、國際電工委員會架構

目前積體電路之電磁相容模型是由國際電工委員會中主導積體電路的47A 子技術委員會(Subcommittee)下的第二工作小組(WG2)負責，表一為該標準之最新狀態，計有兩份已發布之國際標準，一份技術報告和兩份新標準提案，另外三份標準因皆在技術研究階段，僅有標準號碼。當中，IEC 62433-1 為模型框架總則，IEC 62433-2 為傳導放射模型標準，IEC TR 62433-2-1 為傳導放射的黑盒子模型技術文件，IEC 62433-3 為輻射放射模型標準提案，IEC 62433-4 為傳導耐受模型標準提案。本次研習重點將依照這四份標準及提案內容進行探討。

表一、最新 IEC 電磁相容模型標準列表

IEC 標準編號	標準描述	最新狀態
IEC/TS 62433-1	General modelling framework	International Standard (2011)
IEC 62433-2	Models of integrated circuits for EMI behavioral simulation - Conducted emissions modelling (ICEM-CE)	International Standard (2008)
IEC TR 62433-2-1	Theory of black box modelling for conducted emission	Technical Report (2010)
IEC 62433-3	Models of integrated circuits for EMI behavioral simulation - Radiated emissions modelling (ICEM-RE)	New Proposal (2014)
IEC 62433-4	Models of Integrated Circuits for EMI behavioral simulation - Conducted immunity modelling (ICIM-CI)	New Proposal (2014)
IEC 62433-5	Models of Integrated Circuits for EMI behavioral simulation - Radiated immunity modelling (ICIM-RI)	
IEC 62433-6	Models of Integrated Circuits for EMI behavioral simulation - Impulse immunity modelling (ICIM-PI)	
IEC 62433-7	Intra-IC compatibility	

積體電路因為製程的微縮帶來電晶體數量以及操作頻率增加等好處，但也造成更加複雜的電磁現象，因而需要多種模擬方法及工具來預測，也因為精確的模擬能降低電子產品重新設計的成本與時間，所以業界也希望推出共通的模型標準，但前提是必須仰賴精確的模型。目前在頻率 1 GHz 以下的電磁模型已被廣泛探討，因應未來積體電路工作頻率的提升，許多研究也朝向 10 GHz 甚至更高的頻率開發合適的方法，關於電磁放射與耐受模型的發展預測可分別參考表二及表三，可以看出 3 GHz 以下的電磁相容模型在 2015-2020 年間應可完成且為業界使用，但在 3 GHz 以上的模型發展預測應該是較樂觀的，整體而言，放射模型標準的提出較耐受模型為早。

表二、電磁放射模型發展預測

頻寬範圍	電磁傳遞模式	2005	2010	2015	2020
3 GHz 以下	傳導(IEC-62433-2)	有解決方法	可被業界使用		
	輻射(IEC-62433-3)	有解決方法	可被業界使用		
3 – 10 GHz	傳導	暫無方法	有解決方法	可被業界使用	
	輻射	暫無方法	有解決方法	可被業界使用	
10 – 40 GHz	傳導	暫無方法	暫無方法	有解決方法	可被業界使用
	輻射	暫無方法	暫無方法	有解決方法	可被業界使用

表三、電磁耐受模型發展預測

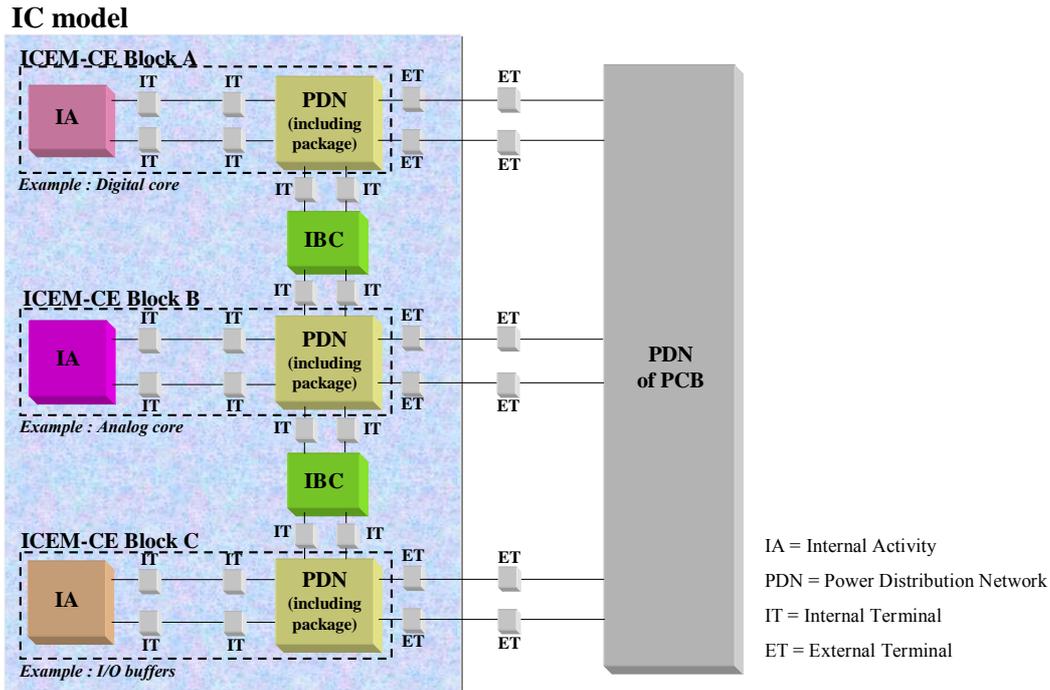
頻寬範圍	電磁傳遞模式	2005	2010	2015	2020
3 GHz 以下	傳導(IEC-62433-4)	暫無方法	有解決方法	可被業界使用	
	輻射(62433-5)	暫無方法	有解決方法	可被業界使用	
3 – 10 GHz	傳導	暫無方法	暫無方法	有解決方法	可被業界使用
	輻射	暫無方法	暫無方法	有解決方法	可被業界使用
10 – 40 GHz	傳導	暫無方法	暫無方法	有解決方法	可被業界使用
	輻射	暫無方法	暫無方法	有解決方法	可被業界使用

二、電磁相容模型研究

(一)傳導放射模型(Conducted Emission Model)

首先須了解傳導的模式，因為 IC 內部是由數百萬甚至數億的電晶體組成，所以當這些內部電晶體(可為數位或類比電路)開關操作時會產生電流暫態(current transient)雜訊，透過內部的電源網路或是訊號傳輸路徑，部分的雜訊會傳遞到 IC 的電源/接地接腳，此外，IC 信號的輸出腳位在操作時也可能會產生電壓擾動，而直接在輸出訊號上產生干擾雜訊。

在了解傳導干擾機制後，傳導模型可以用幾個基本元件(Component)來描述整個傳導機制，圖四可以清楚看到分別有內部擾動源(Internal Activity, IA)、被動分佈網路(Passive Distribution Network, PDN)以及方塊間耦合元件(Inter-Block Coupling Component, IBC)構成完整模型。IA 可以是簡單的三角形時域波形或是頻譜資料所構成；PDN 可能是線性或非線性網路，包含有電源分佈網路(Power Distribution Network)，相較於 IC 操作電壓，一般雜訊可視為小訊號，所以 PDN 可以被視為線性，如果是線性網路，亦可用散射參數(S-parameter)來表示網路特性；IBC 則表示數位、類比或輸出區塊之間的耦合關係，以 CMOS 製程而言，通常是指電晶體下方的 P 型基層(P-substrate)耦合路徑。

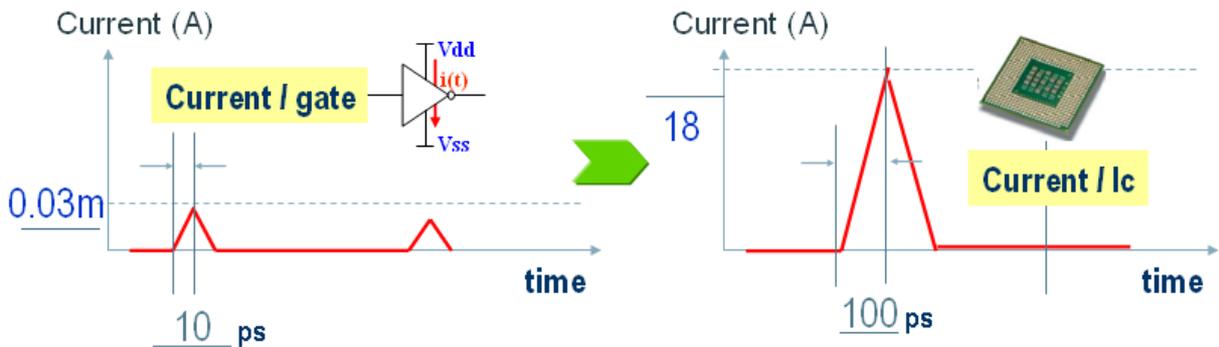


圖四、IC 傳導放射模型架構

在了解模型架構後，舉德州儀器 OMAP 5 微處理器為範例進行模型參數萃取，根據資料顯示該處理器屬於 28 奈米低功率製程，因封裝大小為 $17 \times 17 \text{ mm}^2$ ，可推估晶片約為 50 mm^2 (晶片面積約是封裝的 1/3)，所以可先估出該晶片內約有 $50 \times 4800 \text{ k}$ 個電晶體，而其中 50% 約為記憶體，故數位邏輯的電晶體數量約為 $25 \times 4800 \text{ k}$ ，亦即約 120 M 個電晶體，由表四製程技術資料可以知道 28 奈米之電晶體電流為 $0.03 \text{ mA}/10 \text{ ps}$ ，所以這 120 M 個電晶體可貢獻 $3600 \text{ A}/10 \text{ ps}$ ，但因 IC 內部的電晶體並非同時動作，假設 10% 的電晶體在操作，所以可以估算出這個處理器的 IA 約為 $360 \text{ A}/10 \text{ ps}$ ，但因為是低功率製程，電流減半，最候可以得到 $180 \text{ A}/10 \text{ ps}$ 或是 $18 \text{ A}/100 \text{ ps}$ 的數值(圖五)。

表四、製程技術資料

Technology	1st year of produc.	External Supply (V)	Internal supply (V)	Max. Current (A)	Gate density (K/mm ²)	SRAM area (μm ²)	Gate current (mA)	Gate capa (fF)	Typ gate delay (ps)
0.8 μm	1990	5	5	<1	15	80.0	0.9	40	180
0.5 μm	1993	5	5	3	28	40.0	0.75	30	130
0.35 μm	1995	5	3.3	12	50	20.0	0.6	25	100
0.25 μm	1997	5	2.5	30	90	10.0	0.4	20	75
0.18 μm	1999	3.3	1.8	50	160	5.0	0.3	15	50
0.12 μm	2001	2.5	1.2	150	240	2.4	0.2	10	35
90 nm	2004	2.5	1.0	186	480	1.4	0.1	7	25
65 nm	2006	2.5	1.0	236	900	0.6	0.07	5	22
45 nm	2008	1.8	1.0	283	2 000	0.35	0.05	3	18
32 nm	2010	1.8	0.9	290	3 500	0.20	0.04	3	14
28 nm	2012	1.5	0.9	300	4 800	0.15	0.03	2	10
20 nm	2014	1.2	0.8	300	8 000	0.10	0.02	1.5	8
14 nm	2016	1.2	0.8	350	15 000	0.07	0.015	1.0	6
10 nm	2018	1.0	0.6	350	30 000	0.03	0.011	0.8	4
7 nm	2020	1.0	0.5	350	50 000	0.02	0.008	0.6	3

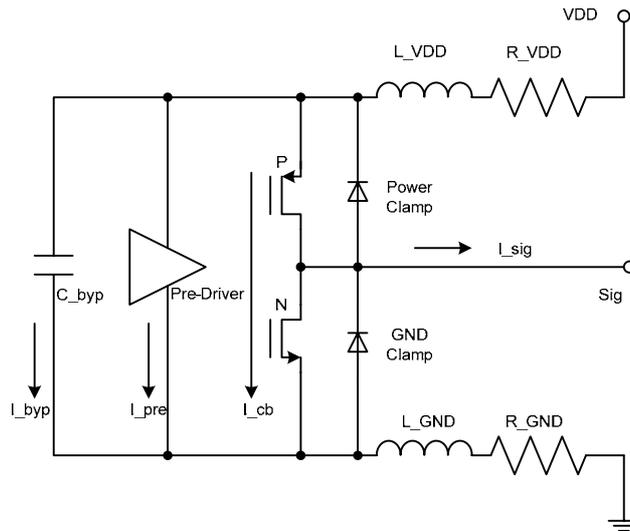


圖五、IA 估測法

在設計初期，也可以先建立驅動訊號、內部代表性的電路、附載以及電源網路，再用電路層級的模擬工具(例如可利用 Verilog 產生代表性網路再搭配 SPICE 建立完整的 IA 與 PDN 網路)評估出電路所貢獻的 IA 波形，因為有實際電路架構及製程參數的參與，這個方法較前述方法更為精準，但受限於 IC 內部電路為機密資料，通常只有 IC 開發商能採用這個方法。

IC 內部的 PDN 參數除由 IC 設計者自行分析建立外亦可透過量測取得，主要利用向量網路分析儀(Vector Network Analyzer, VNA)搭配探針使用單埠或雙埠方式，量測出 IC 接腳的散射參數，接著利用單埠阻抗轉換公式 $Z_x = -25 \cdot \frac{1+S_{11}}{S_{11}}$ 或是雙埠阻抗轉換公式 $Z_x = 25 \cdot \frac{S_{21}}{1-S_{21}}$ 求得 PDN 參數，兩種方式的差別在於，在精準度 10% 的前提下，單埠萃取出來的阻抗範圍約在 5Ω 至 500Ω 之間，雙埠萃取出來的阻抗範圍約在 0.5Ω 至 500Ω 之間，因此，通常在萃取電源與接地間之 PDN，雙埠量測是較佳的方式。此外，網路分析儀搭配探針的好處是，不用額外製作量測電路板，而且雖然探針與電路板皆需要校正，但探針之阻抗標準校正片(Impedance Standard Substrate, ISS)非常精密，量測頻寬至少可達 10 GHz。

關於 IC 輸出端的 PDN 與 IA 參數可以直接由 IC 製造商所提供的 IBIS 模型中獲取，因為模型中已定義輸出腳位的 IA(即圖六的 I_{pre} 、 I_{cb} 與 I_{byp})與封裝 PDN(R_{xx} 、 L_{xx} 與 C_{xx} 等參數)模型，但在使用該模型時，仍須確認波形之合理性，例如拉上(PullUp)或拉下(PullDown)電流波形。



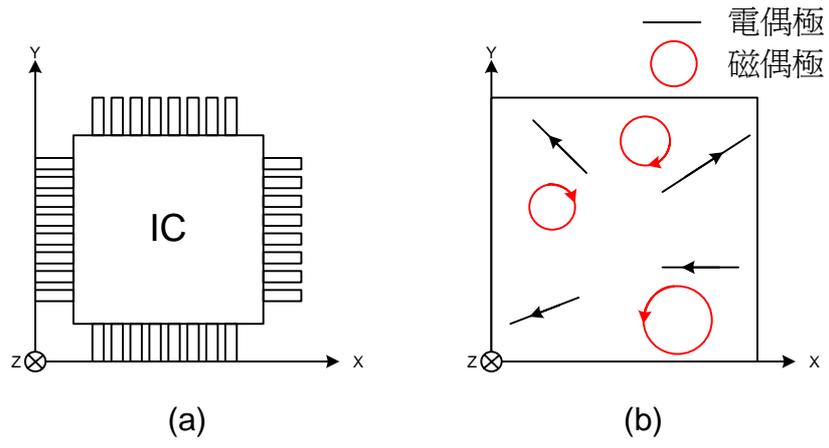
圖六、IBIS 輸出端模型

(二)輻射放射模型(Radiated Emission Model)

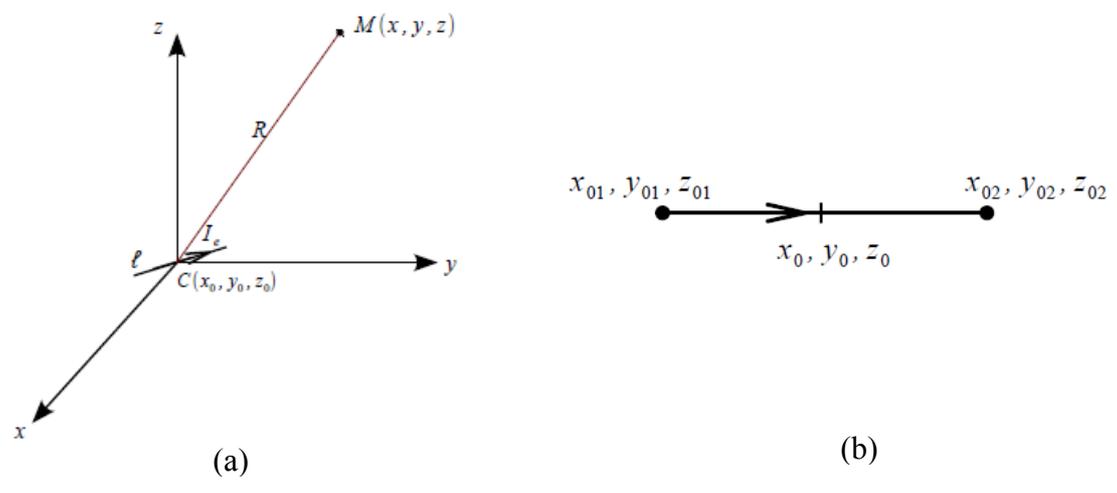
圖七是輻射放射模型示意圖，圖七(b)可以看到模型利用數個電偶極 (electric dipole) 或磁偶極 (magnetic dipole) 構成積體電路在空間上的電磁場分佈，因此與傳導放射模型的概念類似，輻射放射模型也導入 IA 與 PDN 兩種基本元件：

- IA：流經電偶極或磁偶極的電流
- PDN：電偶極或磁偶極的位置與方向

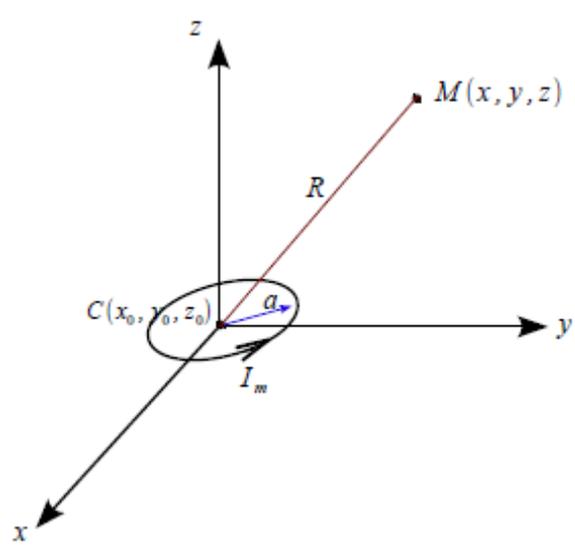
空間的電偶極 PDN 分佈如圖八(a)，圖八(b)則是對應的座標參數，同理，圖九為磁偶極的 PDN 分佈及其對應座標參數。



圖七、輻射放射模型示意圖

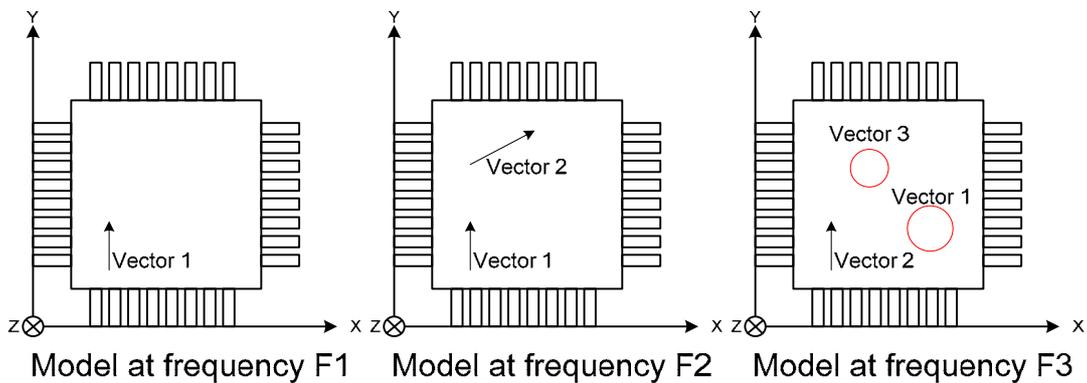


圖八、電偶極的 PDN 分佈圖及座標參數



圖九、磁偶極的 PDN 分佈圖及座標參數

舉例而言，圖十分別是三種不同頻率下可能的 PDN 分佈，值得注意的是無論是直角座標或球座標系統，應設定參考原點，圖十的原點設在 IC 的左下角，且不同的頻率下會呈現不同的電磁場分佈，故應分別以不同的電偶極或磁偶極來描述空間中電磁場的分佈，其對應的向量座標整理如表五，表六則是 IA 參數。



圖十、三種不同頻率下的 PDN 分佈範例

表五、不同頻率下的 PDN 座標分佈範例

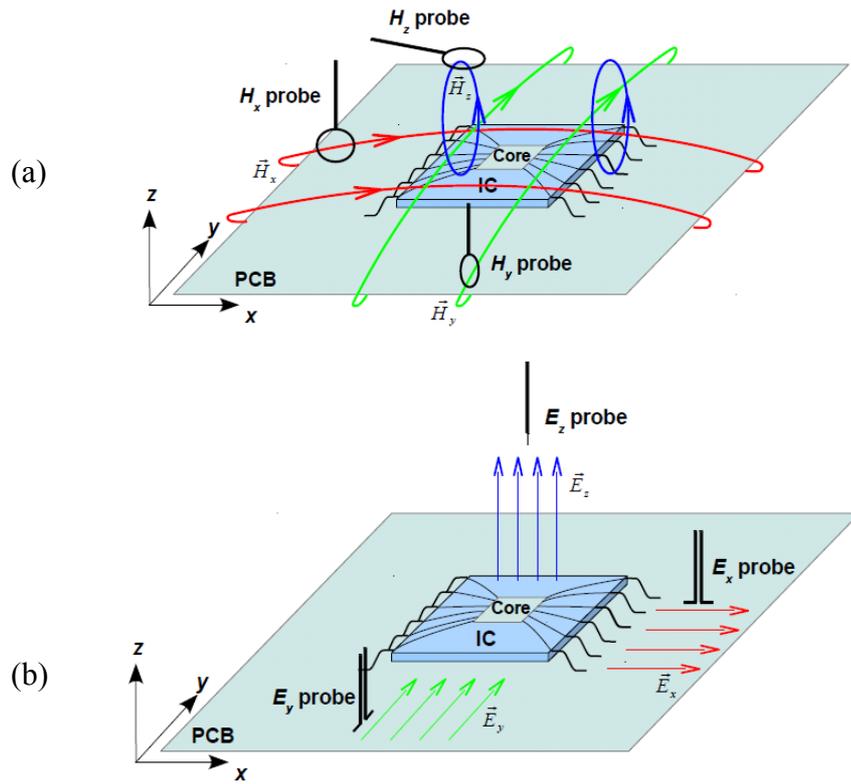
Frequency (MHz)	Vector 1 (mm, deg)									Vector 2 (mm, deg)									...								
	x ₀₁	y ₀₁	z ₀₁	x ₀₂	y ₀₂	z ₀₂	r	θ _m	φ _m	x ₀₁	y ₀₁	z ₀₁	x ₀₂	y ₀₂	z ₀₂	r	θ _m	φ _m	x ₀₁	y ₀₁	z ₀₁	x ₀₂	y ₀₂	z ₀₂	r	θ _m	φ _m
F1	5	3	0	5	5	0																					
F2	5	3	0	5	5	0				5	6	3	6	8	0												
F3	10	6	4				1	90	20	5	2	0	5	5	0				3	0	0				2	45	90
...																											
F _n	1	2	1																								

表六、不同頻率下的 IA 參數範例

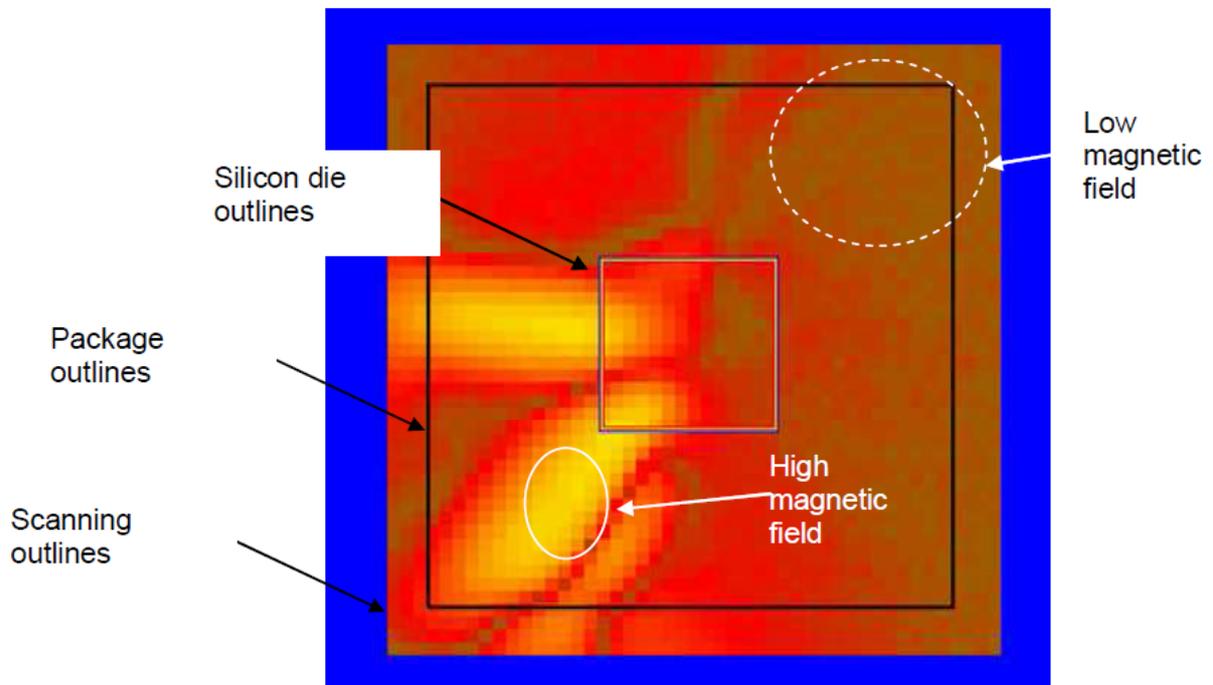
Frequency (MHz)	Vector 1 (mA, deg)				Vector 2 (mA, deg)				...			
	I _e (mA)	∠I _e (deg)	I _m (mA)	∠I _m (deg)	I _e (mA)	∠I _e (deg)	I _m (mA)	∠I _m (deg)	I _e (mA)	∠I _e (deg)	I _m (mA)	∠I _m (deg)
F1	1000	0										
F2	500	45			800	90						
F3			200	0	1500	30					600	85
...												
F _n			1500	15								

因輻射放射模型可能具備大量的參數與座標數據，為方便模型資料的傳遞與使用，標準使用可延伸標記語言(Extensible Markup Language, XML)作為資料格式的儲存，不僅模型上可使用，也可記錄由近場掃描(Near Field Scan)所量測到的數據，直接與模型做連結，相關的 XML 語法與格式可參考 IEC 61967-1-1 以及 IEC 62433-3 這兩份標準。

前述所謂的 PDN 座標參數以及 IA 參數可以由近場掃描法決定(圖十一)，主要是使用磁場探棒或電場探棒在 IC 的 XYZ 三個方向上進行空間的掃描，探棒後端則接上頻譜分析儀以記錄偵測到的電磁場強度，藉以繪製出三維的電磁場強度分佈圖，要注意的是，每個掃描頻率會對應到獨立的電磁場強度分佈圖，故完整的近場掃描資料是相當龐大且費時，因為掃描含有頻率、高度以及掃描的空間解析度等變數，詳細的近場掃描量測方法可以參考 IEC 61967-3。通常 IC 封裝上的引腳(leadframe)以及鏢線(wire bonding)因為較長的金屬導體，電流通過時較易產生明顯的輻射，所以可以將 IA 與 PDN 放在封裝區域以模擬輻射時發生的電磁場現象，圖十二是微處理器 0.25 um 上方，利用磁場探棒所量測到的水平 x 方向磁場(H_x)分佈數據範例，可以發現磁場分佈是以顏色深淺做強度上的辨識，且 IC 僅位於中央的方型區塊，故可以判斷左下角偏亮的高磁場區域是連接 IC 墊片到封裝引腳的金屬鏢線所產生。

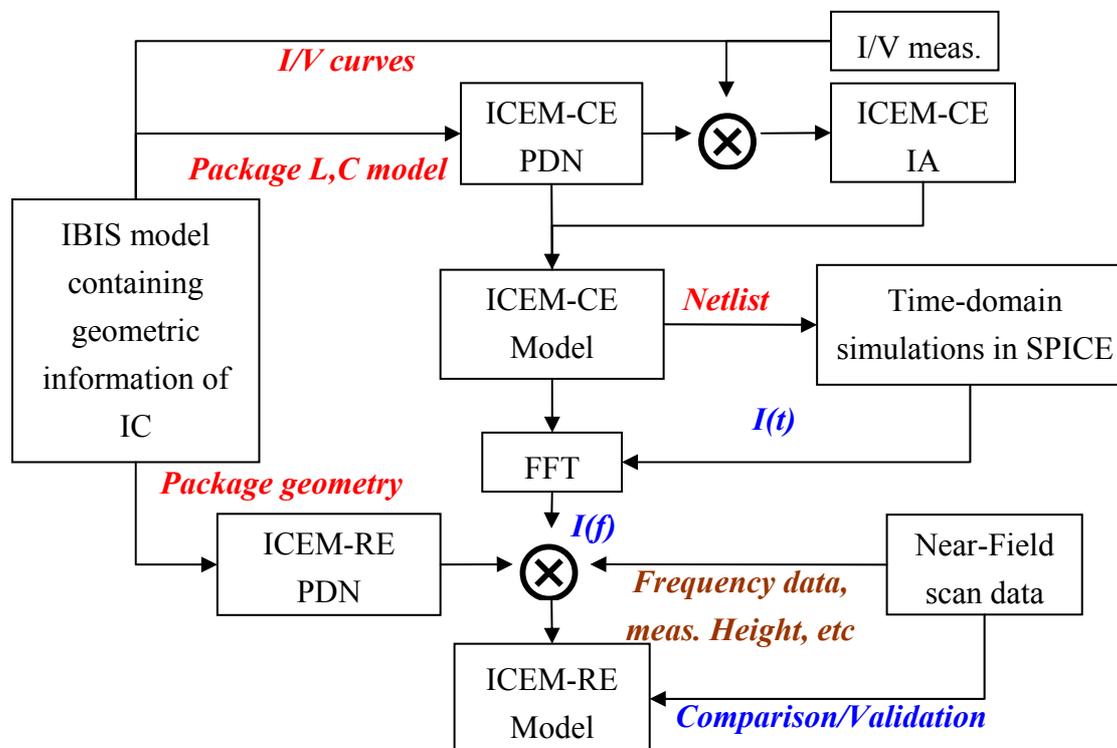


圖十一、近場掃描示意圖



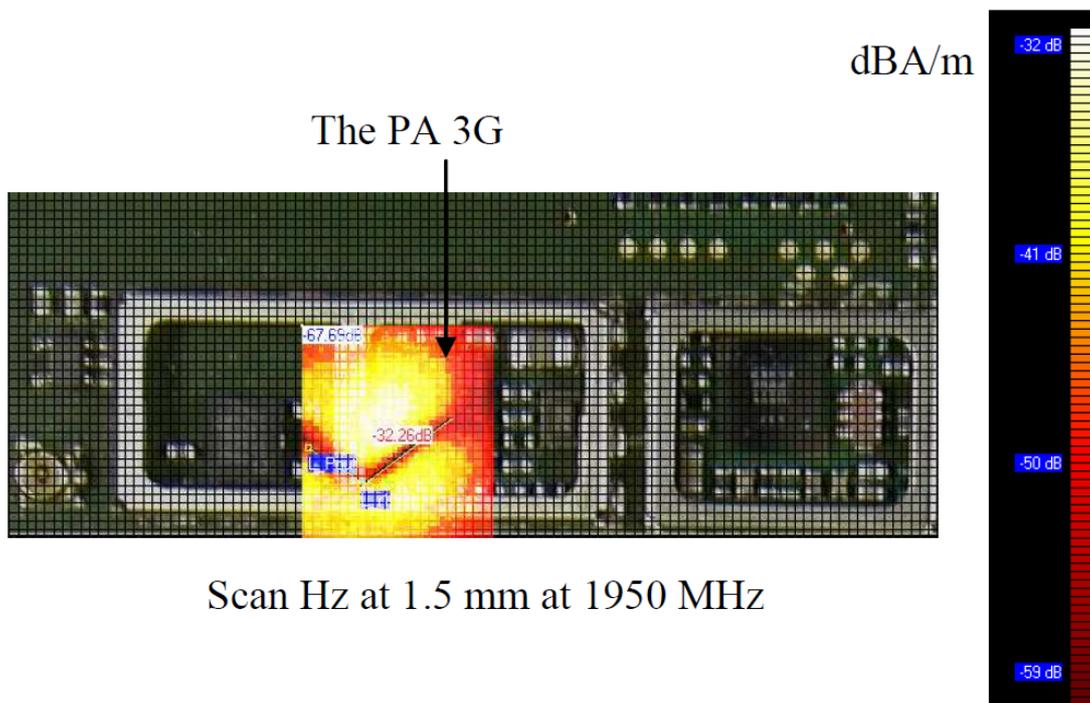
圖十二、近場掃描數據範例

接著介紹如何藉由傳導放射模型(ICEM-CE)萃取其輻射放射模型(ICEM-RE)，圖十三為傳導放射模型轉換成輻射放射模型的流程圖，如同先前介紹，IC 的輻射放射來源通常為 IC 封裝上的引腳及鏢線，故可利用 IBIS 模型已經存在的封裝參數，可以先獲取封裝的物理位置與長度等資訊，如此即可先建立出 RE 模型的 PDN，接著使用已完成之 CE 模型由 SPICE 模擬工具運算出封裝上電感的時域電流波形，再透過快速傅立葉轉換(FFT)將電流波形轉成頻譜分佈 $I(f)$ ，然後將特定頻率與掃描高度的近場量測數據與 PDN 進行比較，由近場分佈可以決定較強的輻射區域，在該區域中找出可能的電偶極或磁偶極 IA，再利用疊代法與 $I(f)$ 中相同頻率的電流作比較進而找出最佳化的電流值 IA 而完成最後的輻射放射模型。

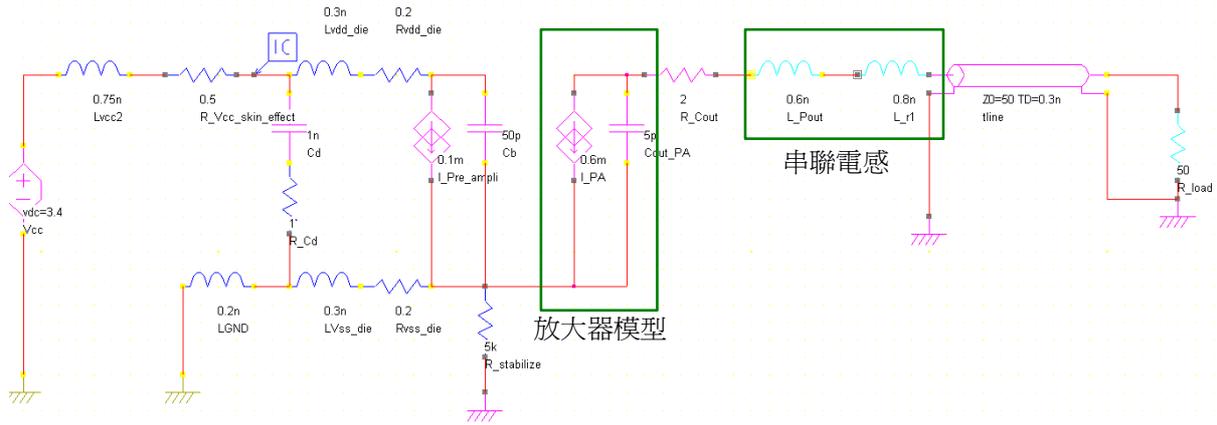


圖十三、傳導放射模型萃取輻射放射模型流程圖

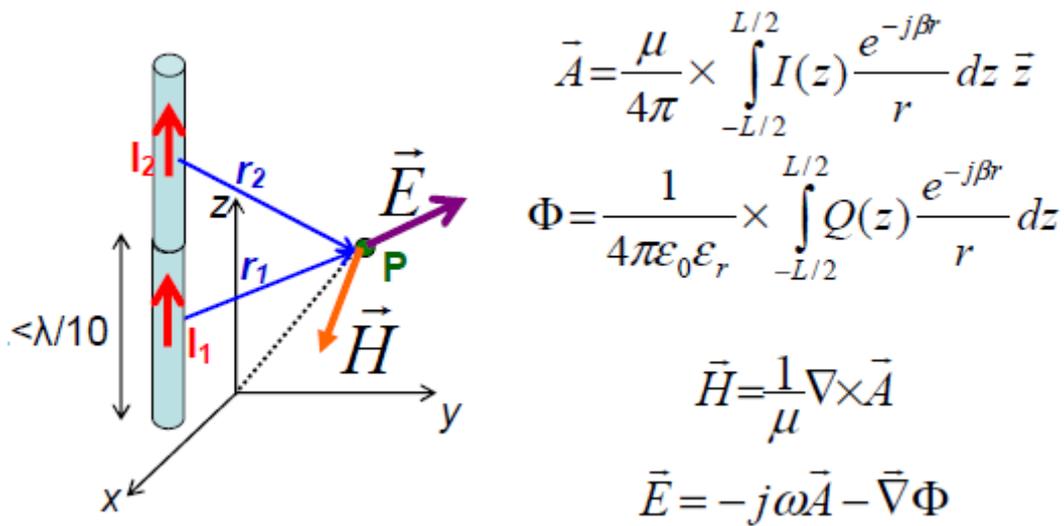
以運用於第三代行動通信系統中的功率放大器(Power Amplifier, PA)為例，該放大器操作在 1920-1970 MHz 頻率範圍，首先在放大器模組上方 1.5 mm 處針對頻率 1950 MHz 進行近場掃描，圖十四是磁場(H_z) 掃描分佈圖，掃描面積 $6.2 \times 6.4 \text{ mm}^2$ ，XY 掃描間距 0.2 mm。量測完 H_x 、 H_y 、 H_z 三種近場磁場分佈後，接著利用 PA 的 IBIS 模型建立出傳導放射模型(圖十五)，可以看見 PA 以電流源表示，PA 的輸出端串聯兩個電感($L_{P_{out}}$, L_{r1}) 以及 50Ω 傳輸線，接著將此模型利用 SPICE 運算出流經電感的電流值，並將時域的電流值利用 FFT 轉成頻域的電流值，藉由兩個串聯電感的座標以及對應的電流值所構成的電偶極，可以利用圖十六之公式計算出 1.5 mm 高度的磁場量，要注意的是此公式只有在電(磁)偶極的長度(或半徑)遠小於觀測距離 r 才成立。



圖十四、PA 近場掃描磁場分佈圖

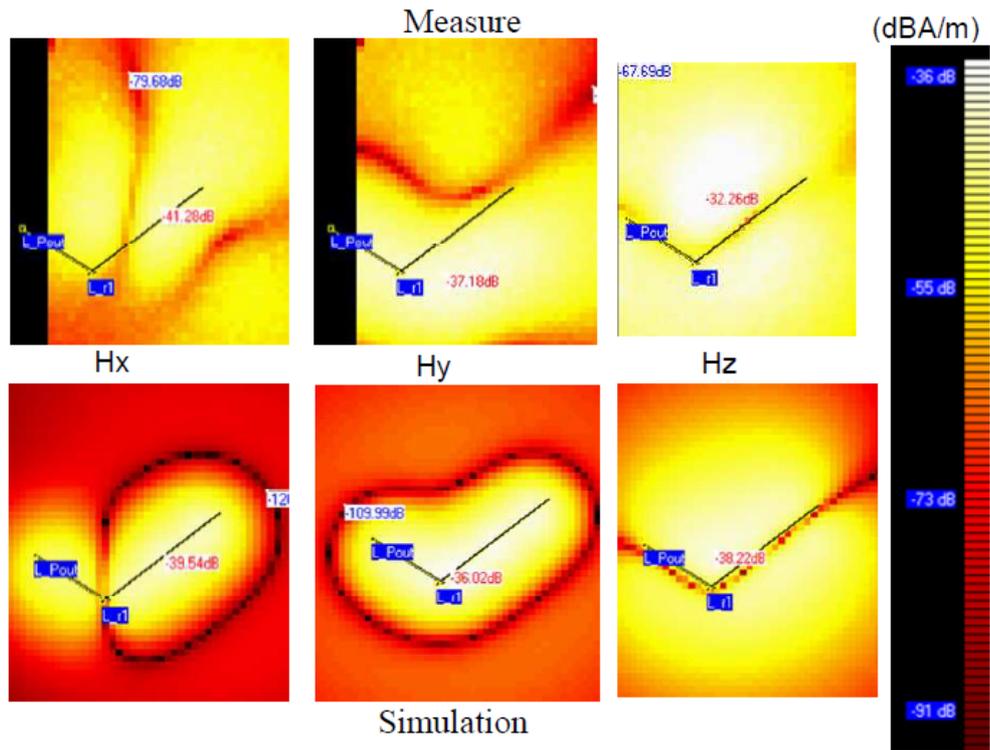


圖十五、PA 電路模型

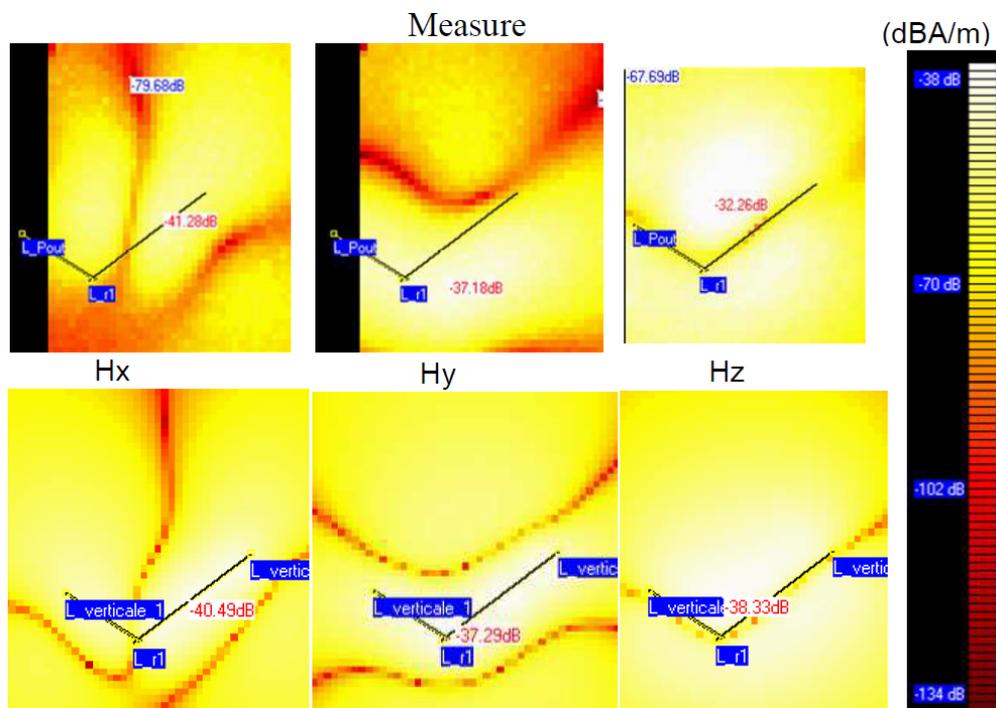


圖十六、線段電流的電磁場公式

圖十七為模擬與量測之比較，兩者之磁場分佈有程度上的差異，因此使用兩個 XY 水平方向的電偶極模型尚無法完全表示之，且磁場之最大值亦有落差，經檢視實際的封裝接線情形，發現有垂直 Z 方向的電流路徑，故需要將這段電偶極考慮進來。經增加兩段垂直方向的電偶極後，再重新運算出的磁場分佈如圖十八，可以發現模型的磁場分佈趨勢與最大值皆與量測相當接近。



圖十七、磁場分佈之模擬與量測比較



圖十八、修正後之磁場分佈的模擬與量測比較

(三)傳導耐受模型(Conducted Immunity Model)

圖十九為傳導耐受模型示意圖，可以看到外部或內部干擾訊號經過 PDN 網路影響 IC 操作，而 IC 是否會發生失效則用內部行為(Internal Behaviour, IB)方塊來描述。目前積體電路傳導耐受量測的方法主要是 IEC 62132-4 直接功率注入法(Direct Power Injection, DPI)，故接下來的模型建立將以此方法為例。

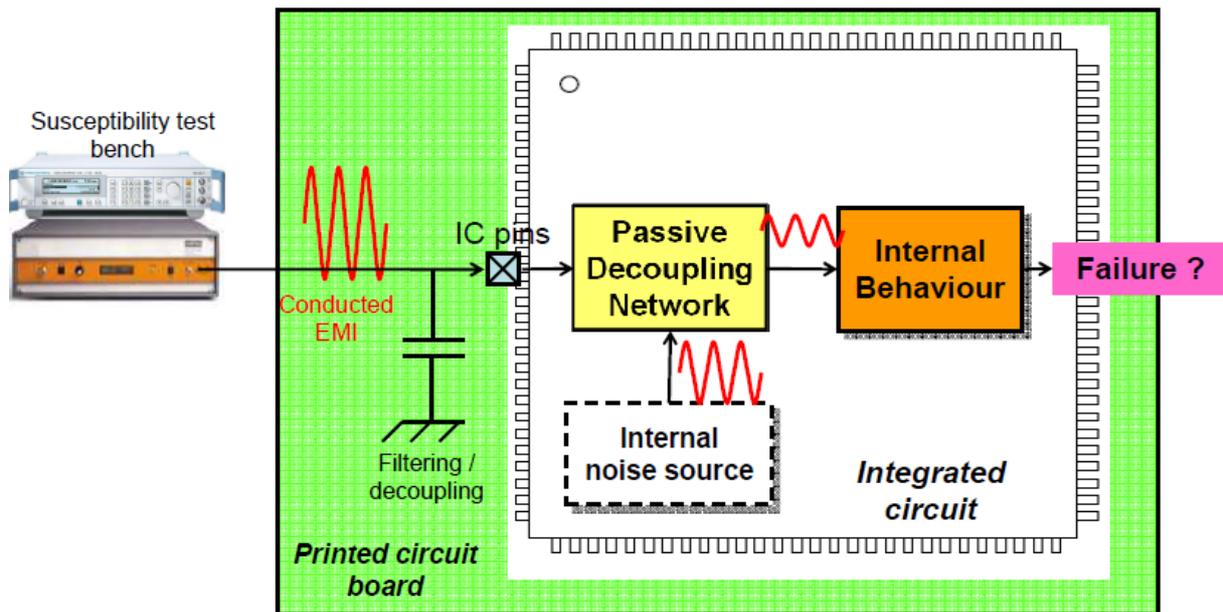
撇開內部干擾方式，首先研究 IC 外部電壓腳位與 IC 內部電壓節點的關係，也就是了解 IC 內部電源分佈網路對於外在干擾的濾波效應，圖二十是外部干擾與內部節點的關係圖，並假設干擾訊號為小訊號(相較於電源)，因此圖中以雙埠網路 Z 參數表示的 PDN 為線性被動網路，所以內部節點電壓與外部節點電壓的關係可以表示成：

$$\left. \frac{v_1}{v_{forward}} \right|_{i1=0} = \frac{2 \cdot Z_{12}}{Z_0 + Z_{22}}$$

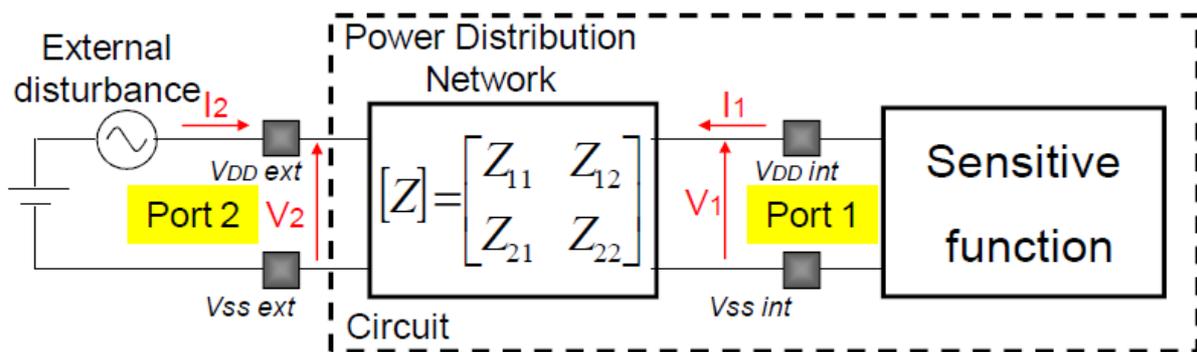
其中 Z_0 為注入路徑的特性阻抗；又耐受性的評估常以順向入射之干擾功率值($P_{forward}$)，關係式可以寫成：

$$\left. \frac{v_1}{P_{forward}} \right|_{i1=0} = \frac{4 \cdot Z_{12}^2 Z_0}{(Z_0 + Z_{22})^2} \text{ (V/W)}$$

藉此關係式或稱為傳導耦合轉換函數(conducted coupling transfer function)，可了解當使用 DPI 測試時，可以由外部的順向入射功率值推算出 IC 內部節點電壓大小。

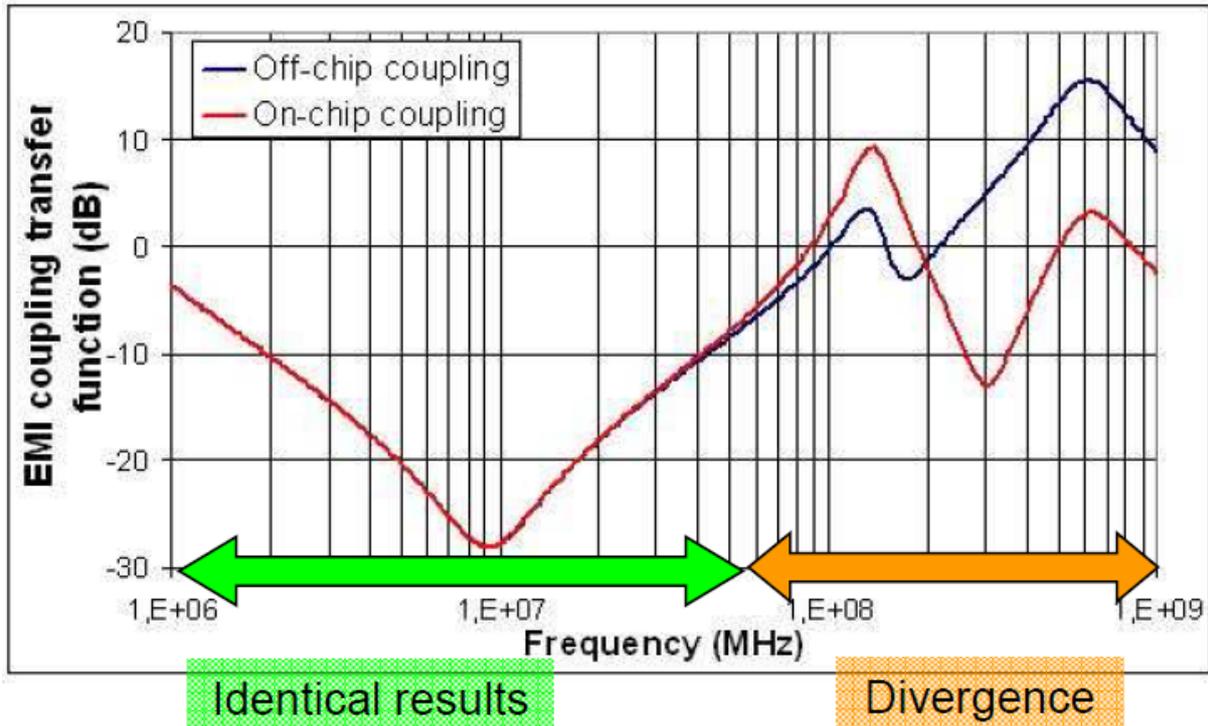


圖十九、傳導耐受模型基本方塊



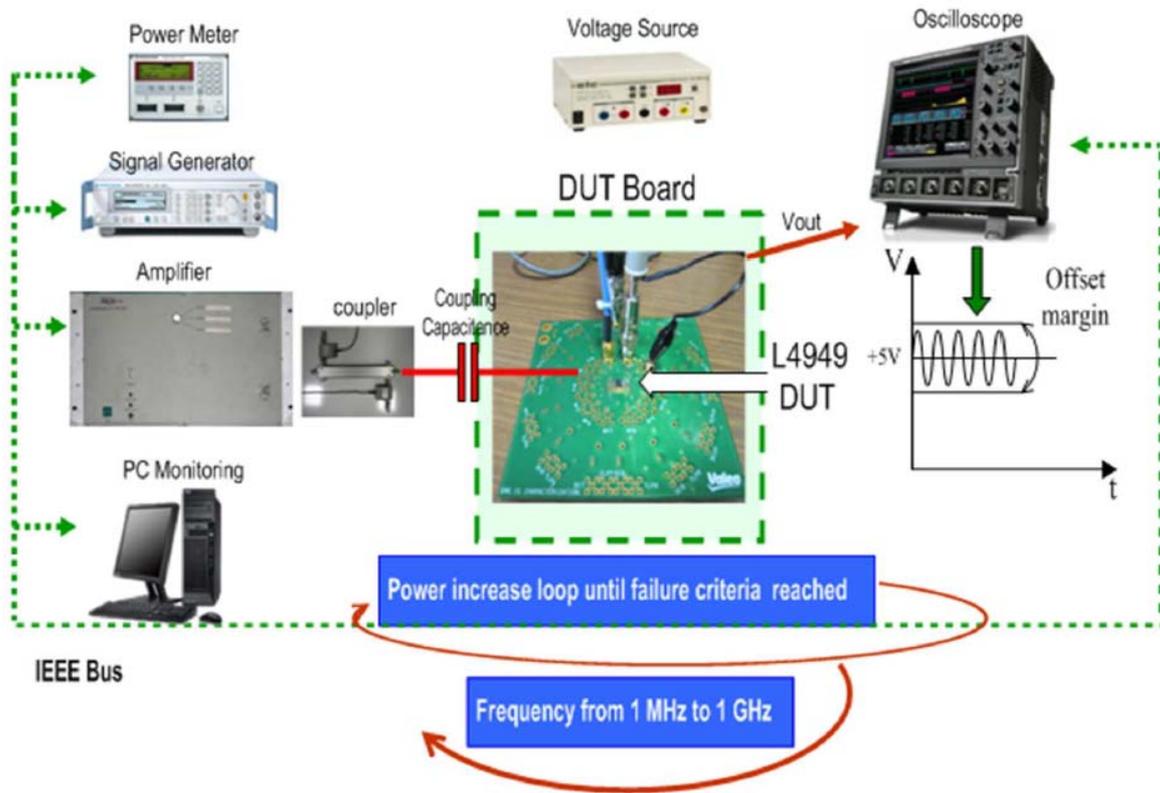
圖二十、電源分佈網路干擾示意圖

IC 內的 PDN 參數可以透過網路分析儀量測 S11 得到，而電路板上的 DPI 耦合網路也可利用相同方法得到，兩者可以構成完整的傳導耦合網路 (DPI 耦合路徑加上 IC 內電源分佈網路)，接著可以使用 SPICE 工具計算出這個網路的 S 參數，然後轉換成 Z 參數，最後套用傳導耦合轉換函數公式，就可以清楚了解不同頻率下，外在干擾功率與內部電壓節點的關係。圖二十一可以清楚發現 IC 內部的曲線與 IC 外部的曲線在 50 MHz 後有明顯的差異，特別是高頻部分，IC 內部的 PDN 會將部分的干擾訊號濾掉。

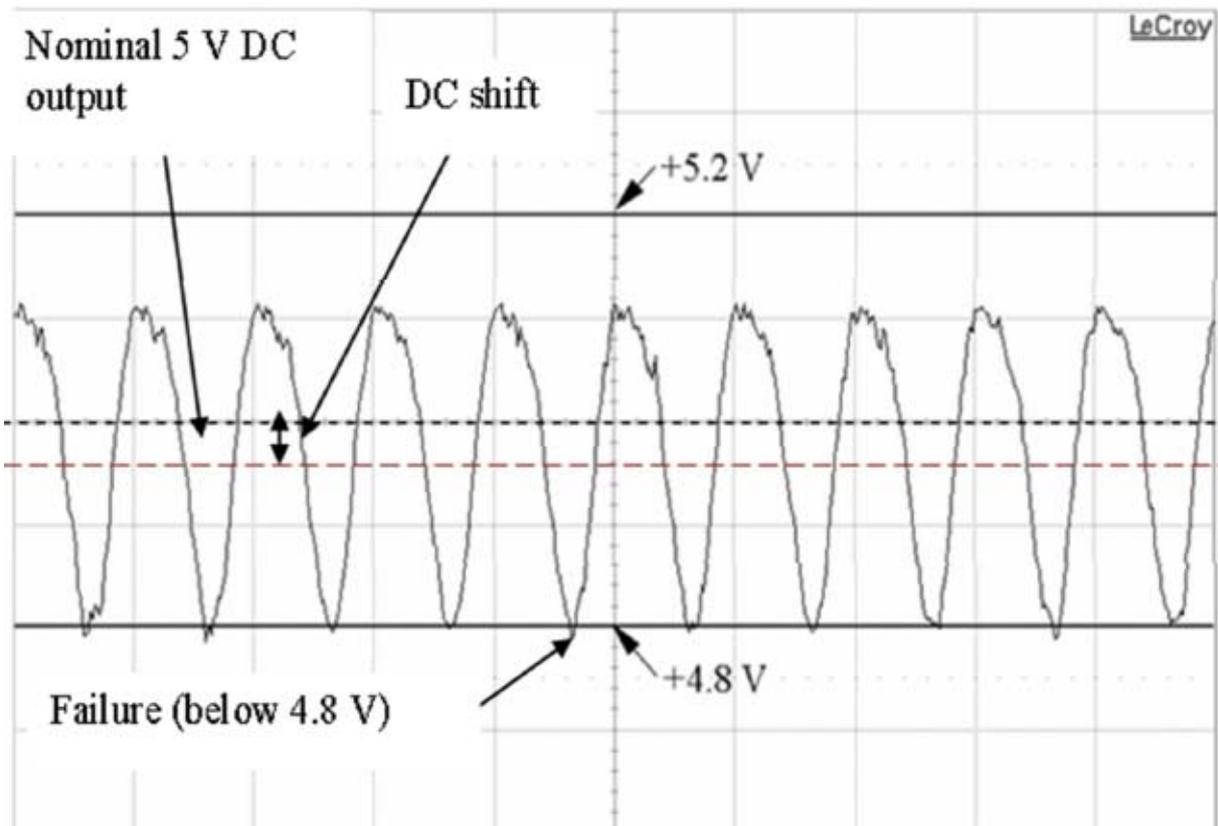


圖二十一、傳導干擾轉換函數

IB 是 IC 失效行為描述，因 IC 功能千變萬化，且干擾訊號造成的失效有可能是非線性，故有非常多可能的方式來描述失效行為，這邊以通信或電子系統中常用之穩壓 IC 為例，簡單介紹用數學方法來表示 IB。圖二十二是 L4949 穩壓器的測試配置圖，這顆 IC 提供 5V 的穩壓輸出，首先設定輸出超過 $\pm 2\%$ 時即宣告 IC 失效，換句話說，當輸出電壓大於 5.2V 或是小於 4.8V 時，即判定失效，圖二十三為 IC 因為 DPI 測試在 100 MHz 時所產生之失效波形。

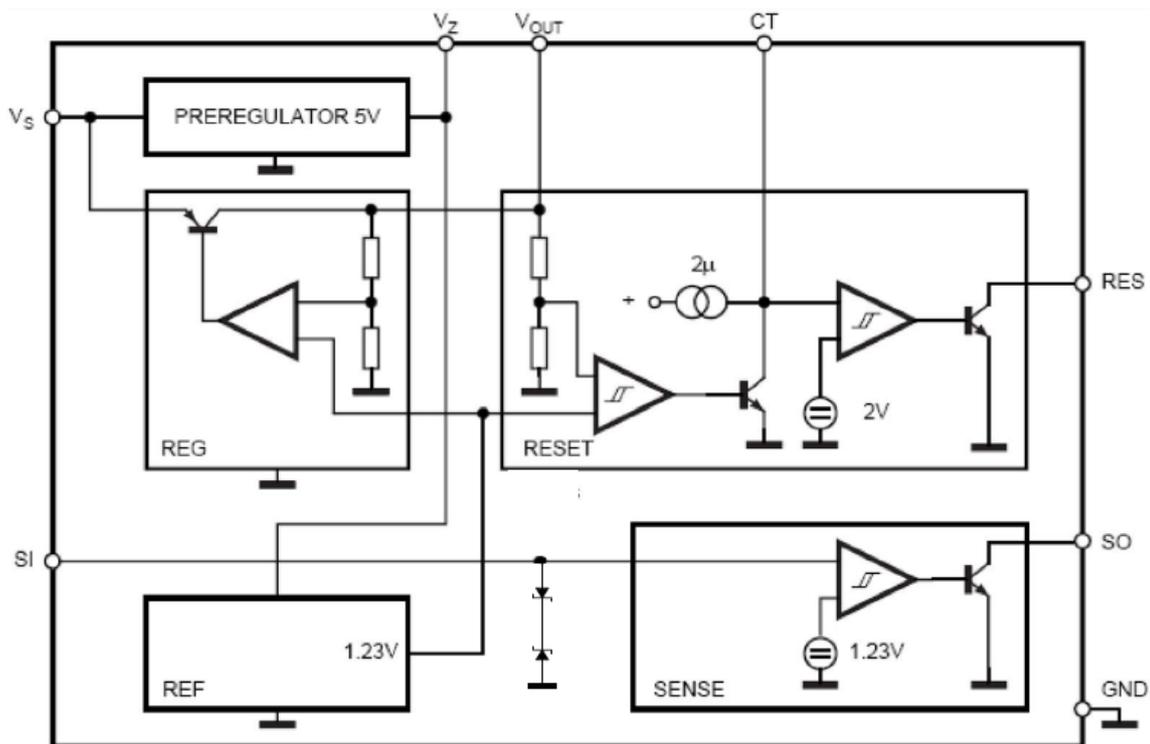


圖二十二、DPI 測試

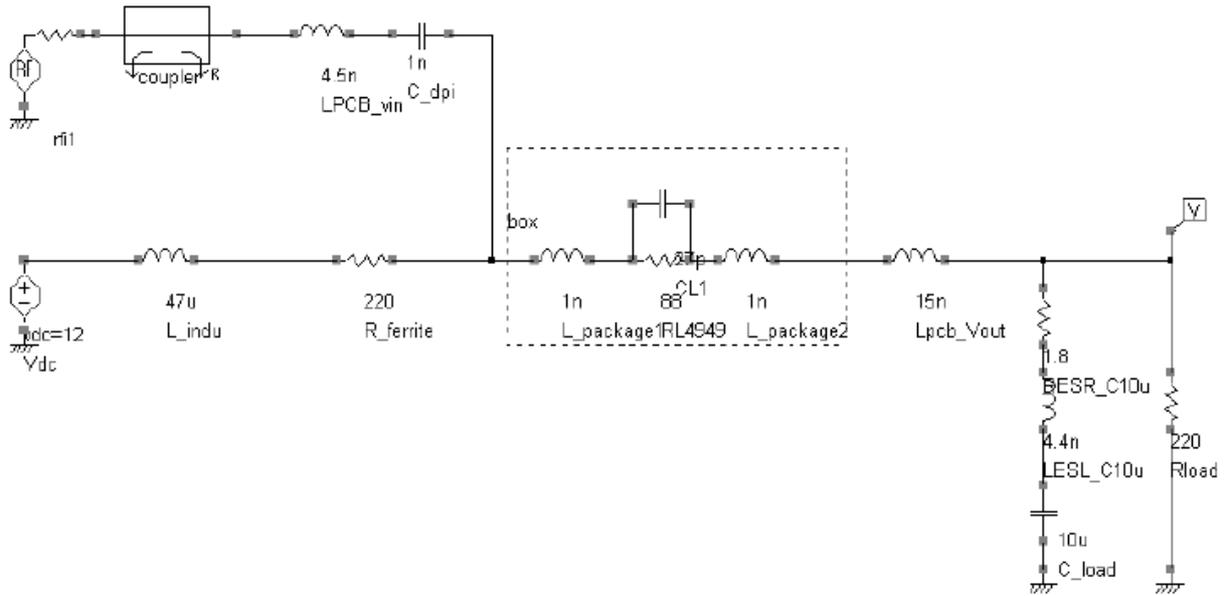


圖二十三、DPI 測試之失效波形

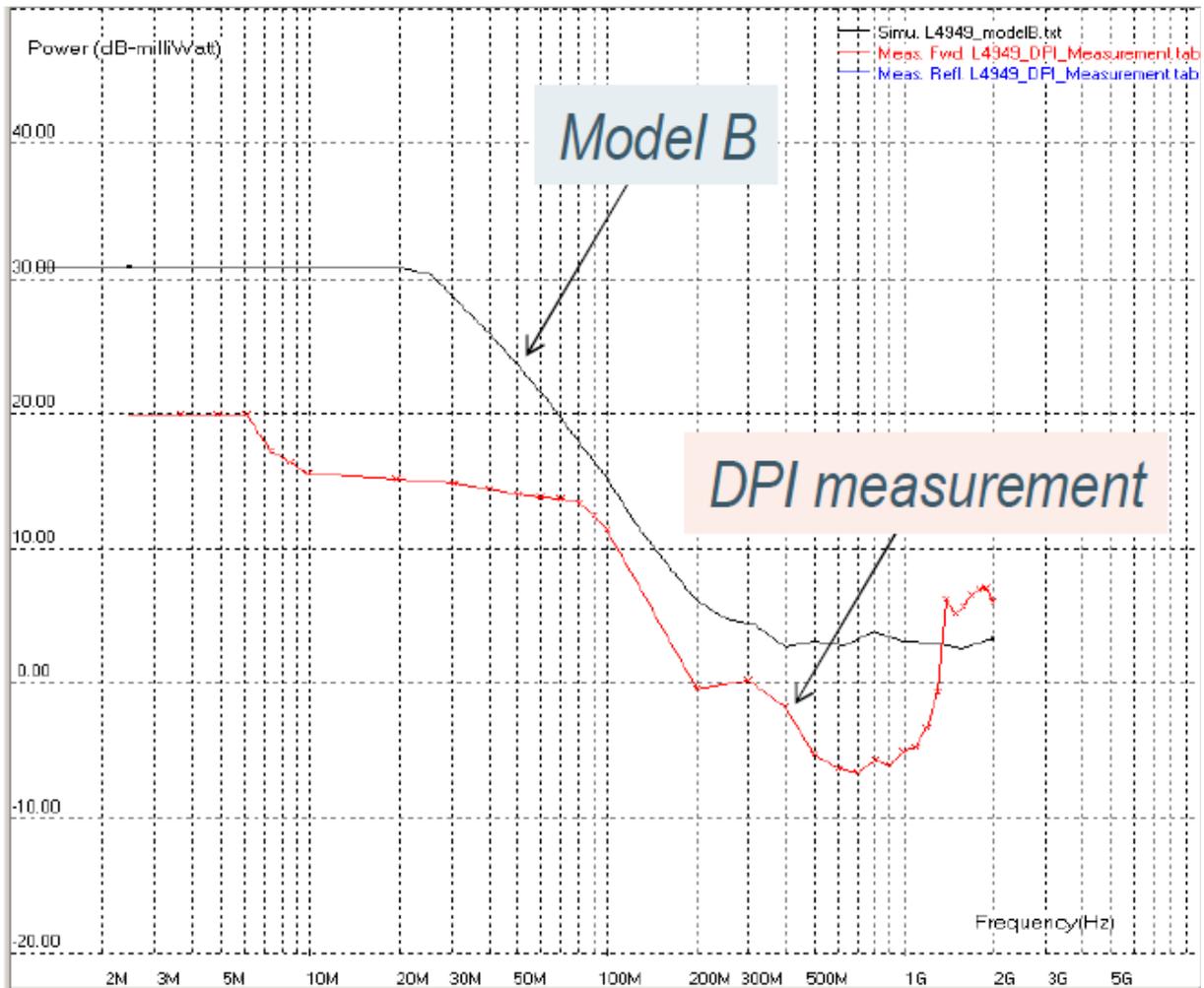
圖二十四為穩壓器內部方塊圖， V_S 為 12V 電壓輸入腳位， V_{OUT} 為 5V 穩壓輸出腳位，觀察會發現 DPI 干擾訊號進入 V_S 接腳後，有可能會透過雙載子接面電晶體(BJT)影響到 V_{OUT} 輸出波形，圖二十五為根據此觀測所建立之耐受模型 B，模型中的 27 pF 電容與 88 Ω 電阻即描述 BJT 的射極/集極 (emitter/collector)之間的耦合電容與接面電阻，穩壓 IC 輸出腳位的 10 uF 附載電容(穩定 IC 內負回授電路之用)也套用實際的等效模型。圖二十六為模型 B 模擬與 DPI 量測之比較圖，可以看到高頻時，電容產生的效應，雖然高頻部份接近，但低頻部份仍差異頗大。



圖二十四、穩壓器內部方塊圖



圖二十五、穩壓器 DPI 耐受模型 B



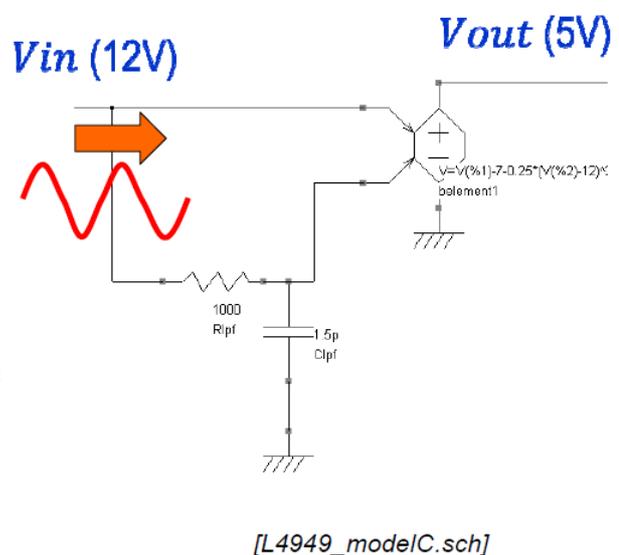
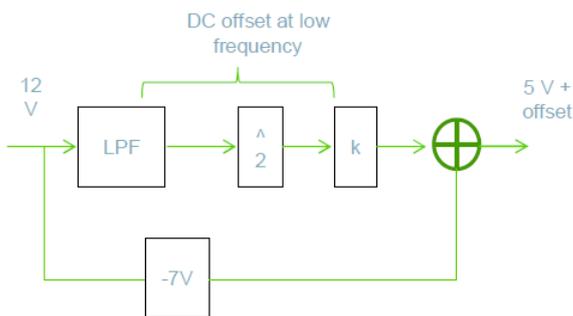
圖二十六、模型 B 之耐受性數據比較圖

觀察圖二十三可以發現，低頻部份的差異來自於直流偏移，為使耐受模型更加準確，將前述之 IC 內部的實體模型以數學方程式表示，其操作原理可見圖二十七，模型的關鍵在使用 SPICE 中的 “B-element” 功能來描述 IC 內部的非線性行為，模型中分成兩個傳遞路徑，下方提供 5 V 的穩壓輸出位準，上方則提供低頻時直流輸出的偏移量，LPF 為低通濾波器，提供 100 MHz 以上的濾波效應，平方項產生正的偏移量，k 為微調參數。接著可以將圖二十五模型 B 的穩壓 IC 區塊替換成圖二十七，完整的電路如圖二十八之耐受模型 C，圖二十九為模型 C 與 DPI 量測之比較圖，可以看到低頻的部份被修正與量測結果非常接近，高頻部份則仍由 BJT 的耦合電容與外部附載電容決定。

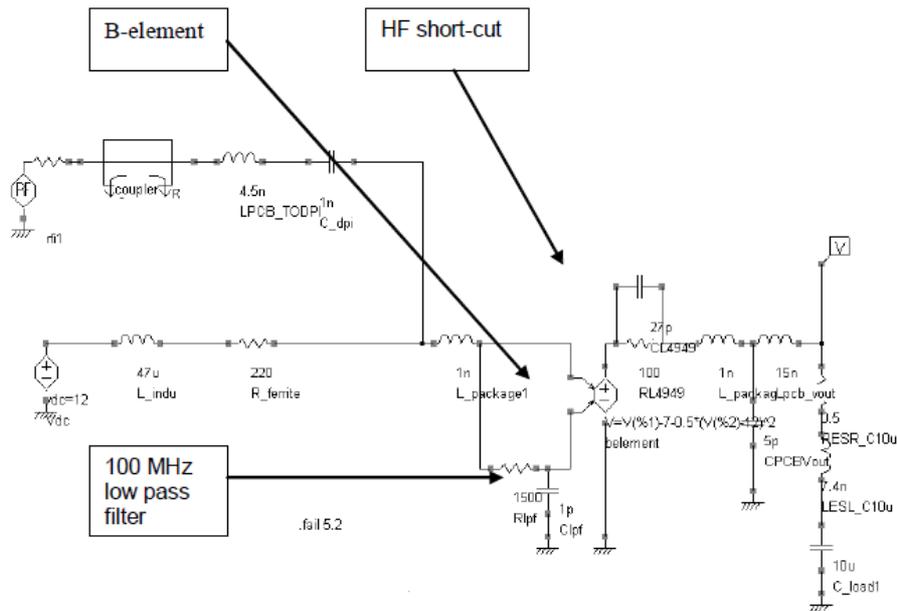
■ “B-element”

$$V_{offset} = (V(in) - 12)^2$$

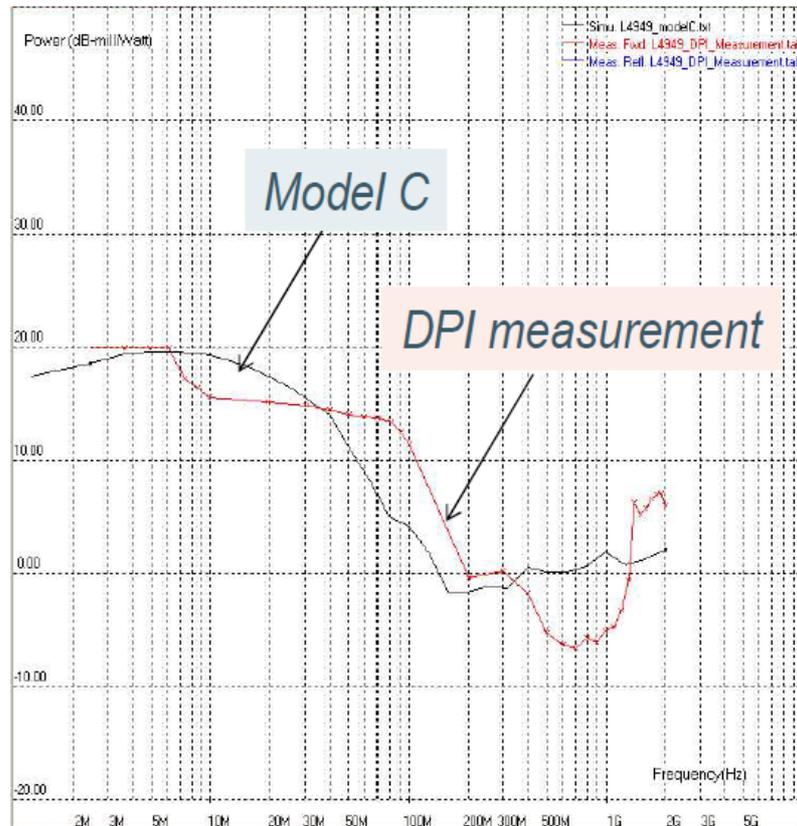
$$V_{out} = V_{in} - 7.0 + k \cdot V_{offset}$$



圖二十七、以 B-element 描述穩壓器低頻行為



圖二十八、穩壓器 DPI 耐受模型 C



圖二十九、模型 C 之耐受性數據比較圖

三、量測技術與新國際標準推廣

模型的精確性仰賴量測數據，由前述的模型建立過程發現，不論是 PDN 或 IA 的行為參數皆需要靠量測數據來萃取，模擬的結果最終還是必須符合量測數據，所以正確而適當的量測方法才能產生精準的模型，故了解目前國際上的量測技術發展是必需的。研習的最後針對高頻直接功率注入法進行技術與 IEC 提案討論。

(一)IEC 積體電路電磁相容量測標準藍圖

目前的積體電路量測技術主要有三種標準，分別為主導電磁放射 (electromagnetic emissions) 的 IEC 61967、主導電磁耐受 (electromagnetic immunity) 的 IEC 62132 以及主導脈衝耐受 (impulse immunity) 的 IEC 62215。IEC 61967 的技術發展現況如表七，目前共發佈 9 份標準、技術規格與技術文件，其中 IEC 61967-7 模態攪拌室 (Mode Stirred Chamber) 輻射放射量測法目前處於新提案階段，IEC 61967-8 積體電路帶線 (IC Stripline Method) 輻射放射量測法則是最新出版的量測方法。IEC 62132 的技術發展現況如表八，目前共發佈 8 份標準與技術規格，其中 IEC 62132-6 局部注入角天線 (Local Injection Horn Antenna) 輻射耐受量測法被取消，IEC 62132-9 近場掃描耐受 (Near field scan immunity) 輻射耐受量測法則是最新出版的量測方法。IEC 62215 的技術發展現況如表九，目前共發佈 2 份標準與技術規格，其他分列號碼僅有標題名稱，並無相關文件被提出。

表七、IEC 61967 發展現況

標準	量測方法	2014 年現況
IEC 61967-1	General Conditions and Definitions	International standard
IEC/TR 61967-1-1	Near-field scan data exchange format	Technical report
IEC 61967-2	Radiated Emissions – TEM Cell and Wideband TEM Cell Method	International standard
IEC 61967-3	Radiated Emissions - Surface Scan Method	Technical specification
IEC 61967-4	Conducted Emissions - 1/150 Ω Direct Coupling Method	International standard
IEC/TR 61967-4-1	1/150 Ω direct coupling method - Application guidance to IEC 61967-4	Technical report
IEC 61967-5	Conducted Emissions - Work Bench Faraday Cage (WBFC)	International standard
IEC 61967-6	Conducted Emissions - Magnetic Probe Method	International standard
IEC 61967-7	Radiated Emissions - Mode Stirred Chamber	New proposal
IEC 61967-8	Radiated Emissions - IC Stripline Method	International standard

表八、IEC 62132 發展現況

標準	量測方法	2014 年現況
IEC 62132-1	General Conditions and Definitions	International standard
IEC 62132-2	Radiated Immunity - TEM Cell and Wideband TEM Cell Method	International standard
IEC 62132-3	Measurement of electromagnetic immunity - Bulk Current Injection (BCI)	International standard
IEC 62132-4	Measurement of electromagnetic immunity - Direct RF Power Injection (DPI)	International standard
IEC 62132-5	Measurement of electromagnetic immunity - Work Bench Faraday Cage (WBFC)	International standard
IEC 62132-6	Measurement of radiated immunity - Local Injection Horn Antenna (LIHA)	Cancelled
IEC 62132-7	Measurement of radiated immunity - Mode stirred chamber	Technical specification
IEC 62132-8	Measurement of radiated immunity - IC Stripline method	International standard
IEC 62132-9	Measurement of radiated immunity - Near field scan immunity (NFSI)	Technical specification

表九、IEC 62215 發展現況

標準	量測方法	2014 年現況
IEC 62215-1	General conditions and definitions	No document
IEC 62215-2	Synchronous Transient Injection Method	Technical specification
IEC 62215-3	Non Synchronous Transient Injection Method	International Standard
IEC 62215-4	Surge	No document
IEC 62215-5	Supply dips	No document
IEC 62215-6	Near field scan immunity	No document

關於測試頻寬，大部分的量測方法皆在 1 GHz 以下，少部分如 GTEM 可以達到 18 GHz，由表八至表九可以發現，電磁放射量測技術仍是最成熟的，脈衝耐受測試則仍處於起步與研究階段。

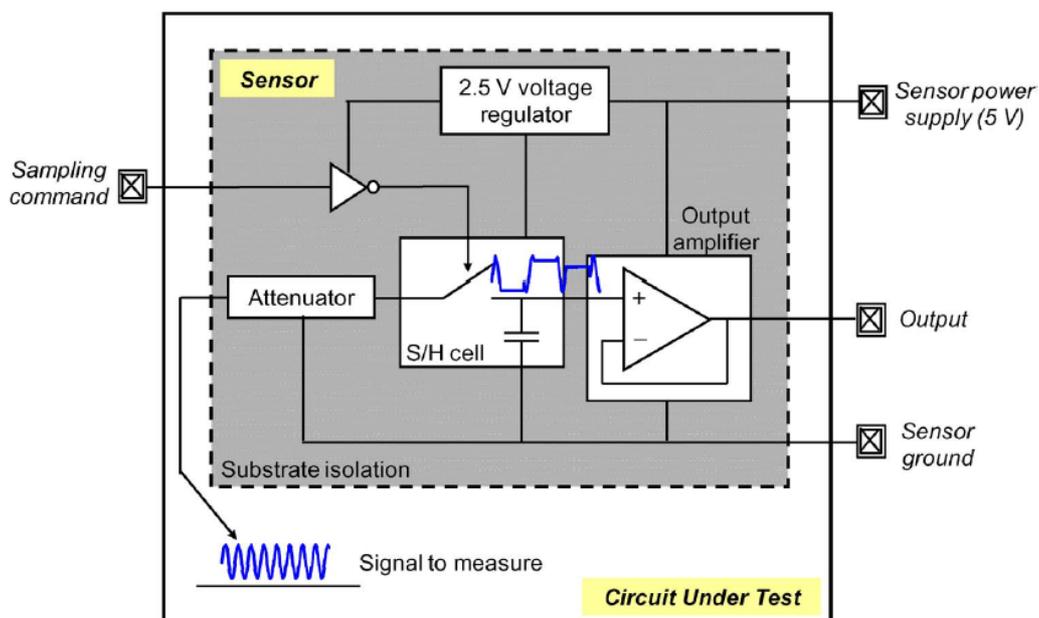
此外，Sicard 教授曾強調，由德國電機電子製造商協會(ZVEI—German Electrical and Electronic Manufactures' Association)所出版的“Generic IC EMC Test Specification”這份規範，內容包含積體電路電磁相容測試方法、IC 功能設定、測試電路板以及限制值等，因內容十分完整且詳細，相當值得參考，未來很有可能為 IEC 所採納，這份規範可以由 ZVEI 的官方網站 www.zvei.org/ecs 中下載。

(二)量測技術與關聯性

1. 晶片上之量測技術

在電磁耐受模型中曾經提到，IC 外的注入功率部份會被 IC 內部的 PDN 濾掉而產生差異，因外部量測只能觀察到 IC 接腳介面的情形，經過 PDN 後的波形則無法量測判斷，因此晶片上的量測方法技術可以用來確認

IC 內部之實際情形。因牽涉到 IC 設計的觀念，僅介紹核心的概念，圖三十是晶片上雜訊感應器的架構，主要分成三部份組成：衰減器 (Attenuator)、取樣保持電路 (Sample and hold cell)、輸出放大器 (Output amplifier)，衰減器與取樣保持電路是最關鍵的地方，主要提供高阻抗電壓偵測，且有線性、寬頻及低電壓依賴性等要求，輸出放大器則將取樣保持電路所擷取的電壓放大，整個感應器的電源與接地皆獨立供電並內建穩壓器，基層 (substrate) 也作隔離以確保感應器不受干擾訊號影響，操作上可經由外部下達指令以非同步方式 (Asynchronous) 控制取樣保持電路來擷取晶片內部想要觀察的節點，例如圖二十的 V_1 電壓。因此，可以利用這項技術量測出如圖二十一中，IC 內外電壓或是功率對電壓的轉換函數，此外，量測頻寬也可以根據製程技術的微縮而提高。

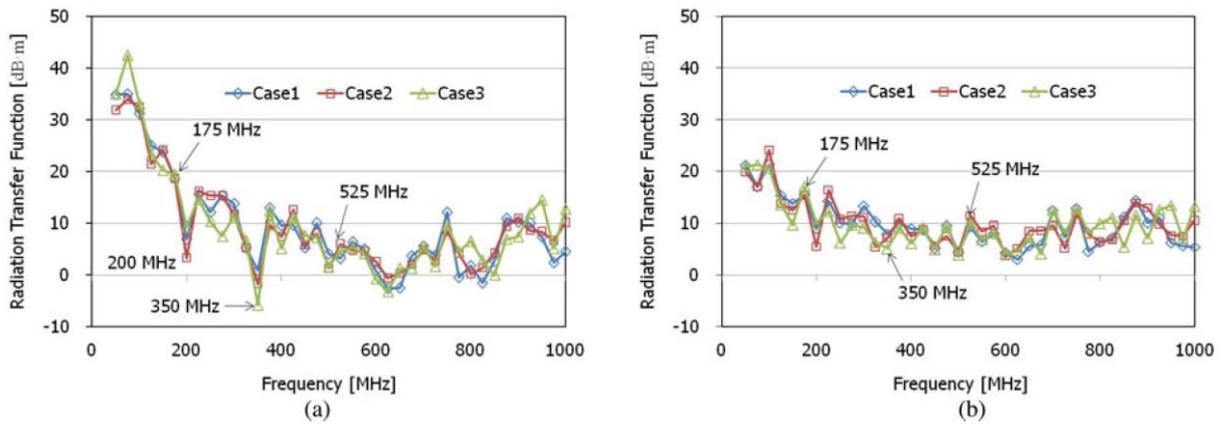


圖三十、晶片上雜訊感應器架構

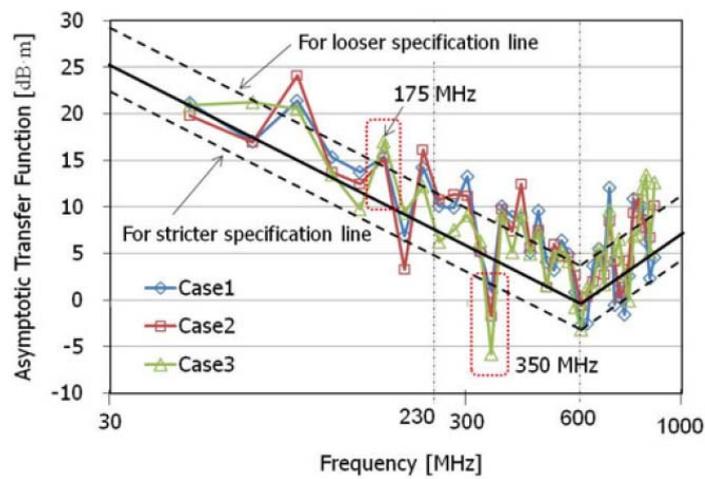
2. 量測技術之關聯性

文獻 “An EMI Evaluation Method for Integrated Circuits in Mobile Devices”中製作常用於行動裝置的高速 LVDS 傳輸 IC，設計不同傳輸方式以及電源濾波等四種同樣大小的測試電路板以供比較進行，接著進行 IEC 1 Ω 傳導放射法與 CISPR 系統層級輻射放射法量測，並定義 1 Ω 傳導放射量測之雜訊電流(或電壓)值與輻射放射法量測之遠場場強值之比例為輻射轉換函數(radiation transfer function, RTF)，實驗結果如圖三十一，可以發現非常有趣的現象，不同的測試電路板都呈現出共同的轉換函數曲線，意味著兩種測量結果存在著關聯性，且此關聯性與 IC 操作模式無關。

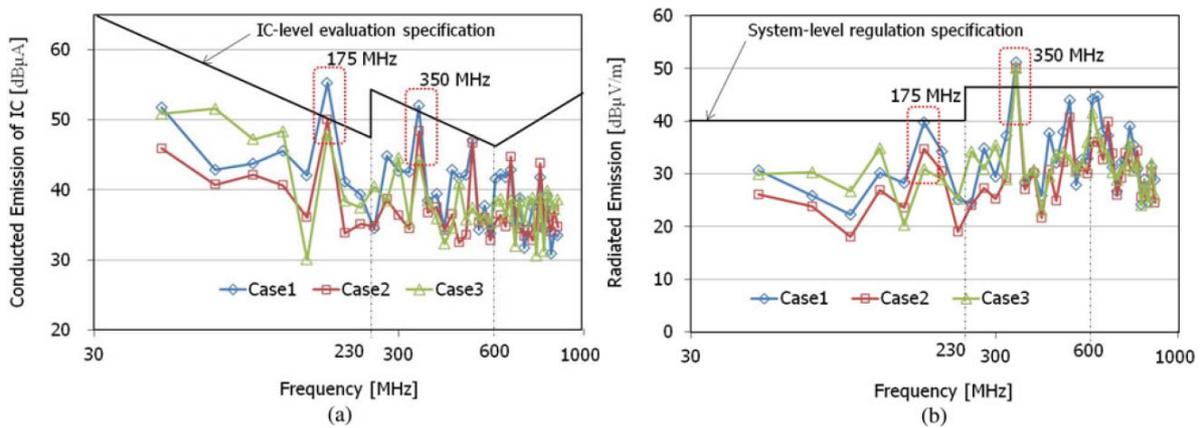
接著將轉換函數用漸近線(asymptotes)方式表示(圖三十二)，可以發現 600 MHz 是頻率轉折點，藉由漸近線的表示方式可以將 CISPR 針對系統產品的輻射限制線轉換到元件層級上，圖三十三可以看到輻射限制線轉換成傳導限制線之結果，可以發現傳導限制線有 230 MHz 及 600 MHz 兩個轉折點，230 MHz 是由輻射限制線所決定的，600 MHz 則是傳導轉換函數產生的。這個傳導限制線的好處是，元件設計初期即可先由 1 Ω 法量測出傳導放射數據，透過此傳導限制線即可預先判斷，那些頻率點可能會超過法規的輻射限制線，如此即可在設計初期作調整以減低成品端驗證不通過所需修改之成本。



圖三十一、輻射轉換函數(a)水平極化方向；(b)垂直極化方向



圖三十二、漸近線輻射轉換函數

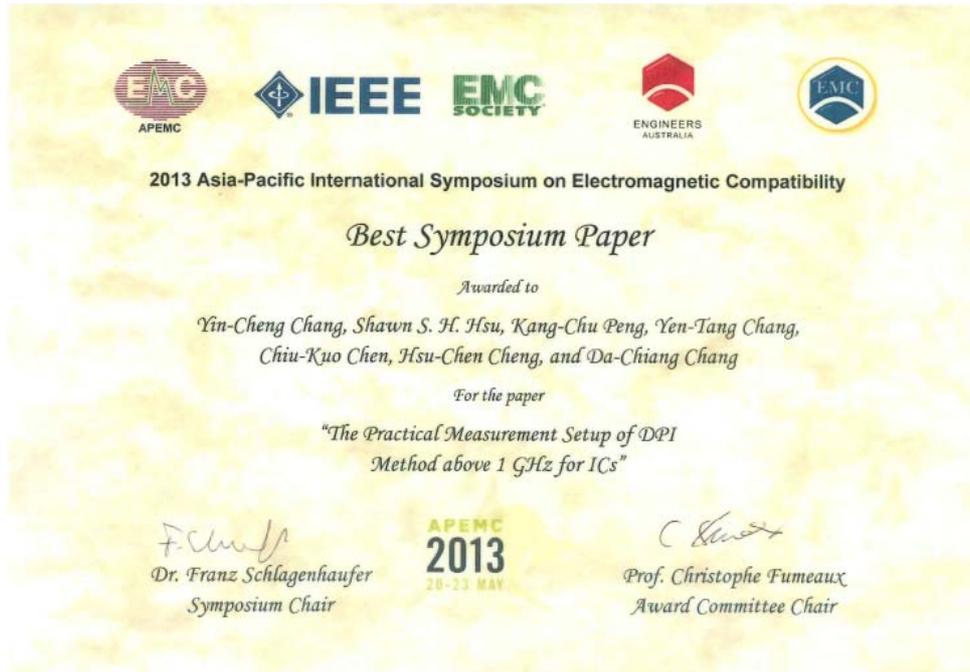


圖三十三、系統輻射與元件傳導限制值之關係

(三)高頻直接功率注入法新標準技術討論

行程的最後部分是討論本局於 2013 年亞太國際電磁相容研討會(Asia-Pacific International EMC Symposium and Exhibition, APEMC)中已發表之 1GHz 以上直接功率注入法量測技術(簡稱 XDPI)，該篇論文很榮幸獲大會最佳論文獎(圖三十一)，作者在去年度時曾經將此訊息以電子郵件告知 Sicard 教授，並獲得推薦至 IEC 47A 的成員：Christian Marot 和 Frank Klotz 兩位先生，Christian Marot 先生是 WG9 的召集人，Frank Klotz 則是 IEC 62132-4 直接功率注入法標準的主導者，只是過了半年的時間卻石沉大海，期間作者也曾寄信請教 Sicard 教授問及此事，當時得到的答案是 IEC 的會期時程非常冗長，回應會較晚。

此次研習剛好藉此機會可以當面請教 Christian Marot 先生，得到的回覆是，IEC 在程序上是無法接受非國家代表(National committee)或組織成員的提案申請，必須透過參加國家或業界組成的組織，例如法國的電力和通訊技術聯盟(UTE)或是德國的電機電子資訊技術協會(VDE)，成為國家代表成員，才能在 IEC 標準委員會上提案(圖三十二)，因為作者既非國家代表也非組織成員，自然無法回應 Sicard 教授的推薦。



圖三十四、本局獲 2013 年 APEMC 大會最佳論文獎



圖三十五、IEC 與各國家委員會之關係

最後，Sicard 教授提議請任職於 Freescale 公司的 John Shepherd 先生將此技術提案至 IEC，因為 John Shepherd 先生本身就是 UTE 成員，也是 IEC 47A WG9 的成員，故邀請 John Shepherd 先生共同討論，歸納討論內容如下：

1. John Shepherd 先生以已身兼許多計畫且即將退休為由婉拒擔任提案人，但推薦 Sjoerd OPTLAND 博士成為 UTE 成員，由他將 XDPI 技術提案至 IEC 標準委員會，事實上，Sjoerd OPTLAND 博士目前正在撰寫 IEC 62132-4 標準中相關技術內容的補強，也發表過 20 GHz 的 DPI 測試治具的論文，作者也曾與 Sjoerd OPTLAND 博士就技術上進行討論，這些部分對於未來 Sjoerd OPTLAND 博士在 IEC 委員會中提出技術簡報是相當有幫助的。
2. 關於 18 GHz 高頻測試上，針對複雜功能的 IC 例如微處理器，使用多層電路板來製作 DPI 耦合電路將會帶來相當昂貴的測試成本，是否可考慮使用小型的偏壓 T 電路(bias-T)連接到待測 IC？這樣的好處是，電路板的設計可以非常貼近實際的應用。
3. 智慧型電話、WiFi 等產品操作的頻率所產生的高階諧波 (harmonics)將會產生高頻影響，所以高頻的測試將會是趨勢。
4. John Shepherd 先生了解臺灣的現況，所以特別提醒文件或簡報等出現臺灣字眼將影響提案，須審慎處理。

肆、結論與心得

三天的課程由無線通信的發展藍圖作開場白，也了解到未來無線通信市場的發展，根據工業技術研究院產業經濟與趨勢研究中心(IEK)統計，2014 年全球第四代行動通信用戶將可達到 3.6 億，較 2013 年增加 1.75 億戶，而全球第四代行動通信用戶在所有行動通信用戶之占有率提升至 4.9%；預估 2018 年全球第四代行動通信用戶更將成長至 18.2 億戶，隨著戶數與傳輸頻寬之增加，將產生更多不同的商業模式與應用，例如物聯網 (Internet of Things, IOT)等熱門話題。臺灣廠商雖然在全球消費性電子產品的生產中佔有舉足輕重的地位，若要切入無線通信這塊市場大餅以及面對其他對手的低價競爭，在產品設計階段預先導入 EMC 驗證模擬技術，將增加產品競爭力，而電子產品的模擬驗證技術則仰賴正確的模型與量測方法。最後對於本次研習列出下幾點心得以供參考：

1. 由課程及標準內容可以了解，電磁相容模型技術不僅適用無線通信系統，也可應用在其他電子設備，而模型與量測技術兩者是相輔相成。
2. 許多廠商談到模型會擔心自身的設計機密遭對手公司抄襲，往往對於相關文件會有加密的保護措施，然而，電磁相容模型是以描述 IC 的電磁相容行為建立，模型宛如黑盒子，因此不會有設計機密洩露的問題發生，且行為模型所需的模擬時間通常較短，這樣的模型是容易被接受及使用。

3. 隨著製程的微縮以及三維 IC 的發展，三維封裝技術將被廣泛使用例如德州儀器之 OMAP 5 微處理器採用的封裝堆疊技術(package-on-package, PoP)，因此會產生非常複雜的被動分佈網路(PDN)，若能先透過 IC 製造者所提供的 IBIS 模型，使用其中的封裝參數來建立 PDN 參數，如此可以節省萃取 PDN 的時間。
4. 文獻首次將 IC 傳導量測數據與遠場輻射數據進行比較，並歸納出兩者之間的關聯性，結論相當有趣且值得探討，換句話說，電子元件層級的 EMC 模擬與驗證相當具重要性。
5. 電磁耐受模型以及脈衝耐受測試仍處於起步階段，耐受行為也可能隨不同的失效判定方式而改變，因此仍有許多研究與發展的空間。

最後作者非常感謝 Etienne Sicard 教授的指導以及安排重要人士參與新標準合作討論。



圖三十六、作者與 Etienne SICARD 教授合影