

目錄

編輯絮語

A1 電磁騷擾耦合機理

- 1.1 騷擾源與受害者
 - 1.1.1 公共阻抗耦合
 - 1.1.1.1 導電連接
 - 1.1.1.2 磁場感應
 - 1.1.1.3 電場感應
 - 1.1.1.4 負載電阻的影響
 - 1.1.1.5 空間間隔
 - 1.1.2 電源耦合
 - 1.1.3 輻射耦合
 - 1.1.3.1 電磁場的產生
 - 1.1.3.2 波阻抗
 - 1.1.3.3 耦合方式
- 1.2 發射
 - 1.2.1 輻射發射
 - 1.2.1.1 來自印製电路板的輻射
 - 1.2.1.2 電纜輻射
 - 1.2.1.3 共模電纜雜訊
 - 1.2.2 傳導發射
 - 1.2.2.1 耦合路徑
 - 1.2.3 電源諧波
 - 1.2.3.1 供電商的問題
 - 1.2.3.2 非線性負載
 - 1.2.3.3 串聯電阻的影響
 - 1.2.3.4 相位控制
- 1.3 敏感性
 - 1.3.1 輻射場
 - 1.3.1.1 電纜諧振
 - 1.3.1.2 電流注入
 - 1.3.1.3 空腔諧振
 - 1.3.2 瞬態
 - 1.3.2.1 耦合模式
 - 1.3.2.2 信號線上的瞬態
 - 1.3.3 靜電放電 (ESD)
 - 1.3.3.1 靜電放電波形
 - 1.3.3.2 ESD 保護措施
 - 1.3.4 磁場
 - 1.3.4.1 磁場遮罩
 - 1.3.5 電源電壓波動

B2 電路、佈局和接地

- 2.1 佈線與接地
 - 2.1.1 系統劃分
 - 2.1.1.1 劃分的系統
 - 2.1.2 接地
 - 2.1.2.1 通過地線阻抗的電流
 - 2.1.3 地線系統
 - 2.1.3.1 單點接地
 - 2.1.3.2 多點接地
 - 2.1.3.3 混合接地

儘管電磁相容技術是一項實踐性很強的技術，知識和實力要在實踐中逐漸積累和培養，但系統地學習一些知識將使你在實踐中思考問題思路更清晰，處理問題更具有靈感。國外有關電磁相容方面的書籍很多，這些書各有特色，廣泛閱讀這些書籍無疑能極大地豐富電磁相容方面的知識，培養綜合運用知識的能力。

了幫助我國的工程師們儘快提高電磁相容水平，我們挑選一些較好的圖書或較好的章節以連載的形式介紹給讀者，每周出一次，使讀者通過日積月累獲得豐富而系統的知識。首先我們選載的書是" 品設計人員要瞭解的電磁相容"。本書介紹了電磁相容技術中的基本概念、在 品設計中需要考慮的電磁相容措施等。

[1 電磁騷擾耦合機理](#)

[回目錄](#)

[1.1 騷擾源與受害者](#)

所有電磁相容性問題毫無例外地包含兩個因素，一個是騷擾發射源，另一個是對這個騷擾敏感的受害者。若這兩者都不存在，也就沒有電磁相容性問題。如果騷擾源和受害者在同一設備單元內，稱“系統內”電磁相容性問題；如果騷擾源和敏感設備是兩個不同的設備，例如，電腦監視器和無線電接收機，則稱“系統間”問題。大部分電磁相容標準都是針對系統間電磁相容的。同一設備在一種情況下是騷擾源，而在另一種情況下或許是受害者。

設備要滿足性能指標，減小騷擾耦合往往是消除幹擾危害的唯一手段，因此弄清楚騷擾耦合到受害者上的機理是十分必要的。通常減小騷擾發射的方法也能提高抗騷擾性，但 了分析方便，我們往往分別考慮這兩方面的問題。

騷擾源和受害者在一起時，就有從一方到另一方的潛在幹擾路徑。組建系統時，你必須知道發射特徵和組成設備的敏感性，以確定是否要做緊耦合實驗。遵守已出版的發射和敏感度標準並不能保證解決系統的電磁相容性問題。標準的編寫是從保護特殊服務(在發射標準中，主要指無線電廣播和遠端通信)的觀點出發

的，並要求騷擾源和受害者之間有最小的隔離。

許多電子硬體包含著具有天線能力的元件，例如電纜、印製電路板的印製線、內部連接導線和機械結構。這些元件可以電場、磁場或電磁場方式傳輸能量並耦合到線路中。在實際中，系統內部耦合和設備間的外部耦合，可以通過遮罩、電纜佈局以及距離控制得到改善。地線面或遮罩面既可以因反射而增大幹擾信號，也可以因吸收而衰減幹擾信號。電纜之間的耦合既可以是電容性的，也可以是電感性的，這取決於其走向、長度和相互距離。絕緣材料也可以因吸收使減小場強，儘管在許多場合與導體相比可以忽略。

1.1.1 公共阻抗耦合

[回目錄](#)

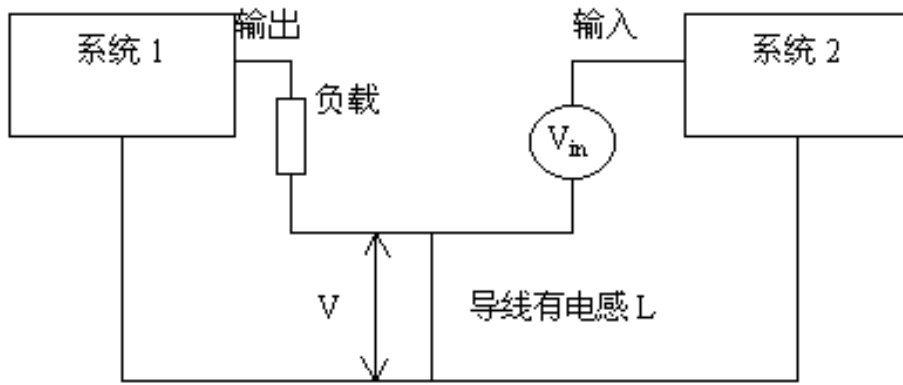
公共阻抗耦合是由於騷擾源與受害者共用一個線路阻抗而生的。最明顯的公共阻抗是阻抗實際存在的場合，例如騷擾源和受害者共用的導體；但公共阻抗也可以是由兩個電流回路之間的互感耦合，或者由於兩個電壓節點之間的電容耦合生的。理論上，每個節點和每個回路通過空間都能耦合到另一節點和回路。實際上耦合程度隨距離增大急劇下降。圖 1.3 表示一對平行導線的互電容和互感與其分離程度的變化關係。

1.1.1.1 導電連接

[回目錄](#)

當騷擾源（圖 1.1 中系統 A 的輸出）與受害者（系統 B 的輸入）共用一個地時，則由於 A 的輸出電流流過 X - X 段的公共阻抗，在 B 的輸入端生電壓。公共阻抗僅僅是由一段導線或印製板走線生的。因導線的阻抗呈感性，因此輸出中的高頻或高 di / dt 分量將更容易耦合。當輸出和輸入在同一系統時，公共阻抗構成亂真反饋通路，這可能導致振蕩。

解決方法如圖 1.1 所示，在這個方法中，分別連接兩個電路，因而在兩個電路之間沒有公共通路，也就沒有公共阻抗。這個方法的代價是多用一根導線。這個方法可用於任何包含公共阻抗的電路，例如電源匯流條連接。大地是公認的最常見的公用阻抗因素，但在電路圖中表示不出來。



系统 2 的输入为: $V_{in} + V$

$$V = -L \frac{di}{dt}$$

圖 1.1 傳導性公共阻抗耦合

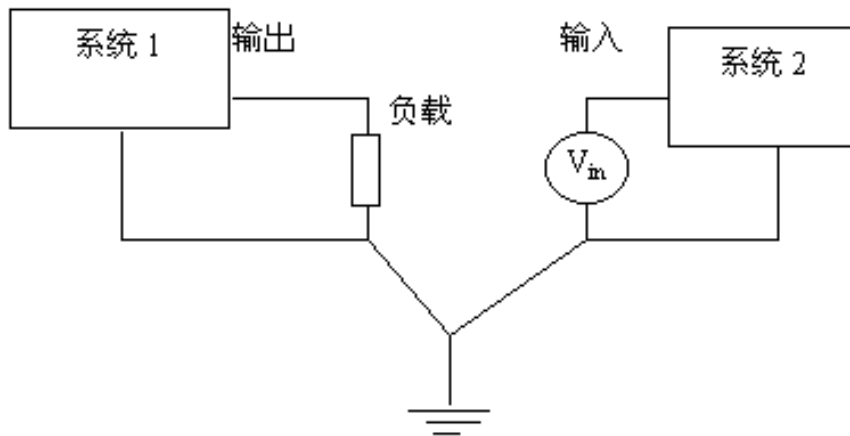


圖 1.2 傳導性公共阻抗耦合

1.1.1.2 磁場感應

[回目錄](#)

導體中流動的交流電流會產生磁場，這個磁場將與臨近的導體耦合，在其上感應出電壓（圖 1.3）。受害導體中感應電壓由公式（1.1）計算：

$$V = -M \frac{di}{dt} \quad (1.1)$$

式中：M 是互感，單位亨利。

M 取決於騷擾源和受害電路的環路面積、方向、距離，以及有兩者之間無磁遮罩。互感的計算公式在附錄中給出，通常靠近的短導線之間的互感在 0.1 ~ 3(H) 之間。磁場耦合的等效電路相當於電壓源串接在受害者的電路中。值得注意的是兩個電路之間有無直接連接對耦合沒有影響，並且無論兩個電路對地是隔離還是連

接的，感應電壓都是相同的。

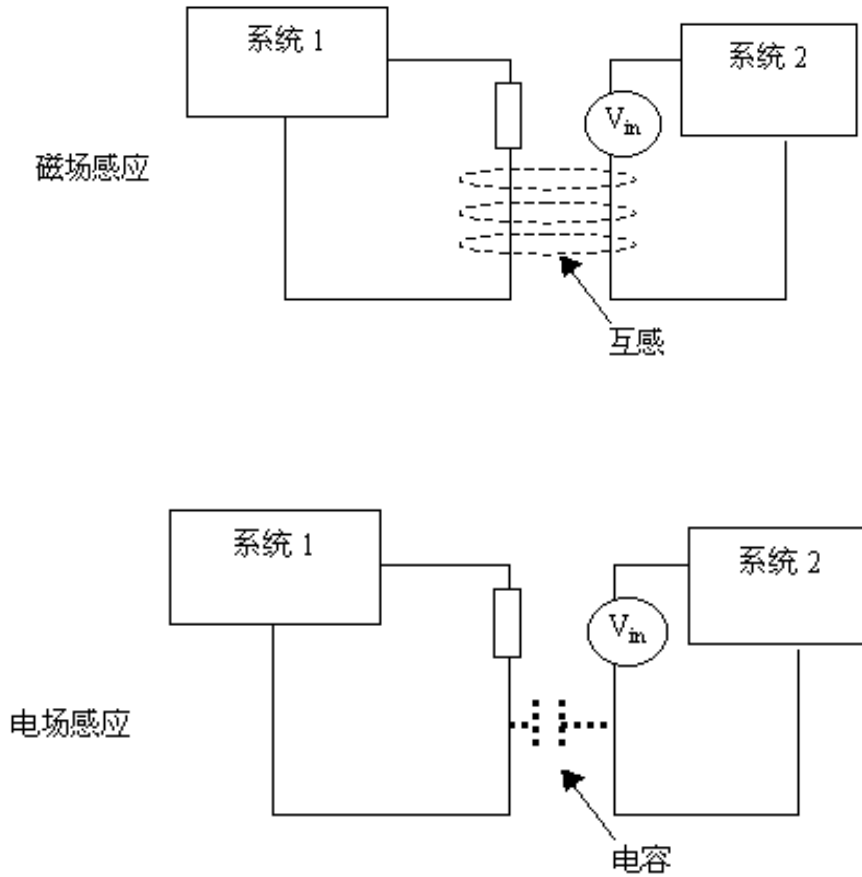


圖 1.3 磁場和電場感應

1.1.1.3 電場感應

[回目錄](#)

導體上的交流電壓 生電場，這個電場與臨近的導體耦合，並在其上感應出電壓（圖 1.3）。在受害導體上感應的電壓由公式(1.2)計算：

$$V = CC \times Z_{in} \times dV_L/dt \quad (1.2)$$

式中 CC 是耦合電容, Z_{in} 是受害電路的對地阻抗。

這裏假設耦合電容阻抗大大高於電路阻抗。雜訊似乎是從電流源注入的，其值 $CC \times dV_L/dt$ 。

CC 的值與導體之間距離、有效面積以及有無電遮罩材料有關。典型例子是兩個平行絕緣導線，間隔 0.1 英寸時，其耦合電容大約 每米 50pF；未遮罩的中等

功率電源變壓器的初次級間電容大約 100 —1000pF。

在上述情況中，兩個電路都必須連接參考地，這樣耦合路徑才能完整。但是如果有一個電路未接地，並不意味著沒有耦合通路。未接地的電路與地之間存在雜散電容，這個電容與直接耦合電容串聯。另外，即使沒有任何地線，A 至 B 的低電壓端之間也存在寄生電容。雜訊電流還是能夠加到 RL 上，但其值由 CC 和雜散電容的串聯值決定。

1.1.1.4 負載電阻的影響

[回目錄](#)

需要注意的是，磁場和電場耦合的等效電路之間的差異決定了電路負載電阻的變化引起的結果是不同的。電場耦合隨 RL 增加而增大，而磁場耦合隨 RL 增加而減小。這個性質可以用於診斷：比如你在觀察耦合電壓時，改變 RL，你能夠推斷哪一種耦合模式起主導作用。同樣道理，磁場耦合對低阻抗電路的影響更大，而電場耦合對高阻抗電路影響更大。

1.1.1.5 空間間隔

[回目錄](#)

互電容和互感都受騷擾源和受害導體之間的物理距離的影響。圖 1.4 表示在給出了自由空間中兩平行導線之間的距離對其互電容的影響，以及對地平面（每個電源提供回流通路）上兩導體的互感的影響。

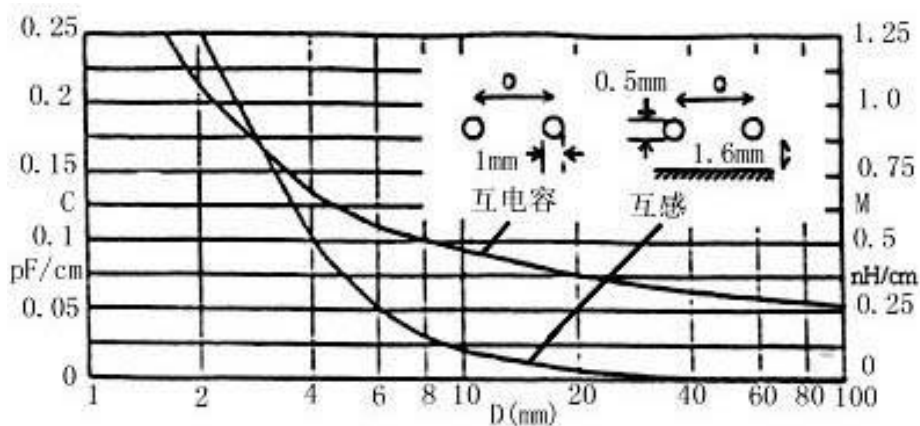


圖 1.4 互電容與互電感與距離的關係

所幹擾能夠從幹擾源經電源配電網路進入受害者，因兩者是連接在一起的。因此對高頻不利，儘管從線路上可以容易地預測阻抗，但是在高頻時很難精確估算。在電磁相容試驗中，電源的射頻阻抗可用 $50\ \Omega$ 網路並聯 $50\ \mu\text{H}$ 電感近似表示（LISN）。對於短距離傳輸線，例如在同一線路上臨近的設備，兩個設備經電源線的耦合可用圖 1.5 的等效電路描述。

對於較長的距離，在 10MHz 以下，電源電纜是損耗很低的，特性阻抗約 $150 - 200\ \Omega$ 的傳輸線。然而在任何一個局部配電系統中，因負載連線、電纜接頭和配電元件起的騷擾和間斷將是影響射頻傳輸特性的主要因素。所有這些因素將增加損耗。

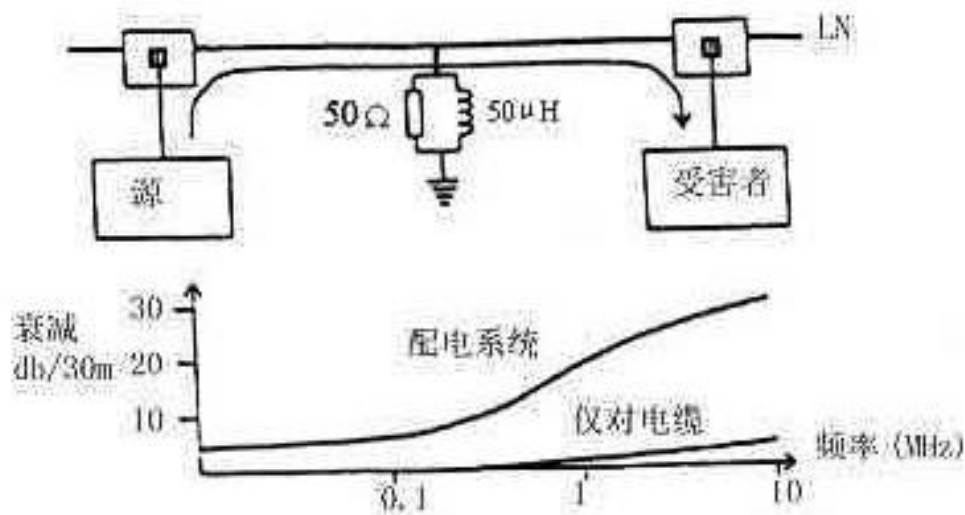


圖 1.5 經電源網路的耦合

了理解能量是如何通過沒有互聯的較遠的距離從源耦合到受害者的，需要瞭解一些電磁波傳播的特性。本節介紹一些必要的概念。電磁波理論在許多著作中都有論述。

電場（E 場）生於兩個具有不同電位的導體之間。電場的單位 m/V ，電場強度正比於導體之間的電壓，反比於兩導體間的距離。

磁場（H場）生於載流導體的周圍，磁場的單位 m/A，磁場正比於電流，反比於離開導體的距離。

當交變電壓通過網路導體生交變電流時，生電磁（EM）波，E場和H場互正交同時傳播。傳播速度由媒體決定；在自由空間等於光速 3×10^8 m/s。在靠近輻射源時，電磁場的幾何分佈和強度由幹擾源特性決定，僅在遠處是正交的電磁場。如圖 1.6。

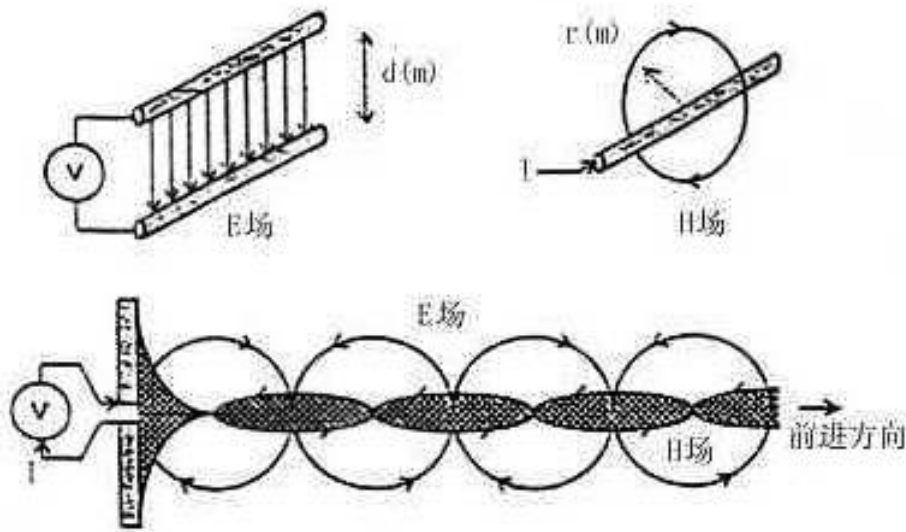


圖 1.6 電磁場

1.1.3.2 波阻抗

回目錄

電場強度與磁場強度之比稱波阻抗（圖 1.7）。對於任何已知電磁波，波阻抗是一個十分關鍵的參數，因它決定了耦合效率，也決定了導體的遮罩效能。對於遠場， $d > \lambda/2$ ，電磁波稱平面波，平面波的阻抗是恒定的，等於公式 1.3 所示的自由

空間的阻抗：

$$Z_0 = (\mu_0 / \epsilon_0)^{0.5} = 120 \pi = 377$$

$$\text{式中， } \mu_0 = 4 \pi \times 10^{-7} \text{H/m; } \epsilon_0 = 8.85 \times 10^{-12} \text{F/m.} \quad (1.3)$$

在近場， $d < \lambda/2$ ，波阻抗由輻射源特性決定。小電流、高壓電輻射體（例如棒）主要生高阻抗的電場，而大電流、低電壓輻射體（例如環）主要生低

阻抗磁場。如果輻射體阻抗正好約 377 Ω ，那 實際在近場能 生平面波，這取決於輻射體形狀。 $\lambda/2$ 附近的區域，或近似六分之一波長的區域，是近場和遠場之間的傳輸區域。平面波總是假設是在遠場，當分別考慮電場或磁場波時，則假設是在近場。

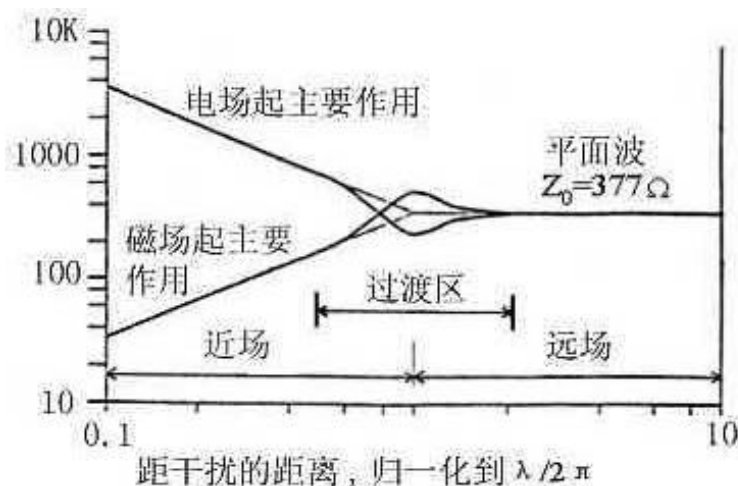


圖 1.7 波阻抗

1.1.3.3 耦合方式

[回目錄](#)

差模、共模和天線模輻射場耦合是學習電磁相容的基本概念。在本書中這些概念將以各種形態反復出現。在騷擾的發射和入侵耦合方面都要應用。

差模

考察一根電纜連接起來的兩台設備，圖 1.8。電纜中兩根靠近的導線傳輸差模（去和回）信號電流。輻射場可以耦合到這個系統，並在兩根電線之間感應出差模騷擾；同樣，差模電流自身 生輻射場。地參考面（可以是設備外部，也可以是設備的支撐結構）在耦合中不起作用。

共模

電纜上還傳輸共模電流，即在每根導線上都以同一方向流動。這些電流通常與信號電流毫無關係。共模電流可以由外部電磁場耦合到由電纜、地參考面和設備與地連接的各種阻抗形成的回路引起。共模電流可以引起內部差模電流，設備

對差模電流是敏感的。另外，共模電流也可以由地平面和電纜之間的內部雜訊電壓引起，這是輻射發射的主要原因。需要注意的是，與導線和設備外殼有關的寄生電容和電感是共模耦合回路的主要部分，在很大程度上決定著共模電流的幅度和頻譜分佈。這些寄生電抗是偶然生的，而不是設計的，因此控制或預測這些參數比控制或預測那些決定差模耦合的參數，例如電纜的間隔和濾波參數，更困難。天線模天線模電流沿電纜和地平面同向傳輸。天線模電流通常不是由內部雜訊的生，但是當整個系統，包括接地平面，暴露於外場時，天線模電流將會流動。例如，飛機飛入雷達發射的波束區域時；飛機機身作內部設備的接地平面，它象內部導線一樣傳輸同樣的電流。當不同的電流通路上的阻抗不同時，天線模電流會變差模或共模，只有這時，天線模才成系統的輻射場敏感性問題。

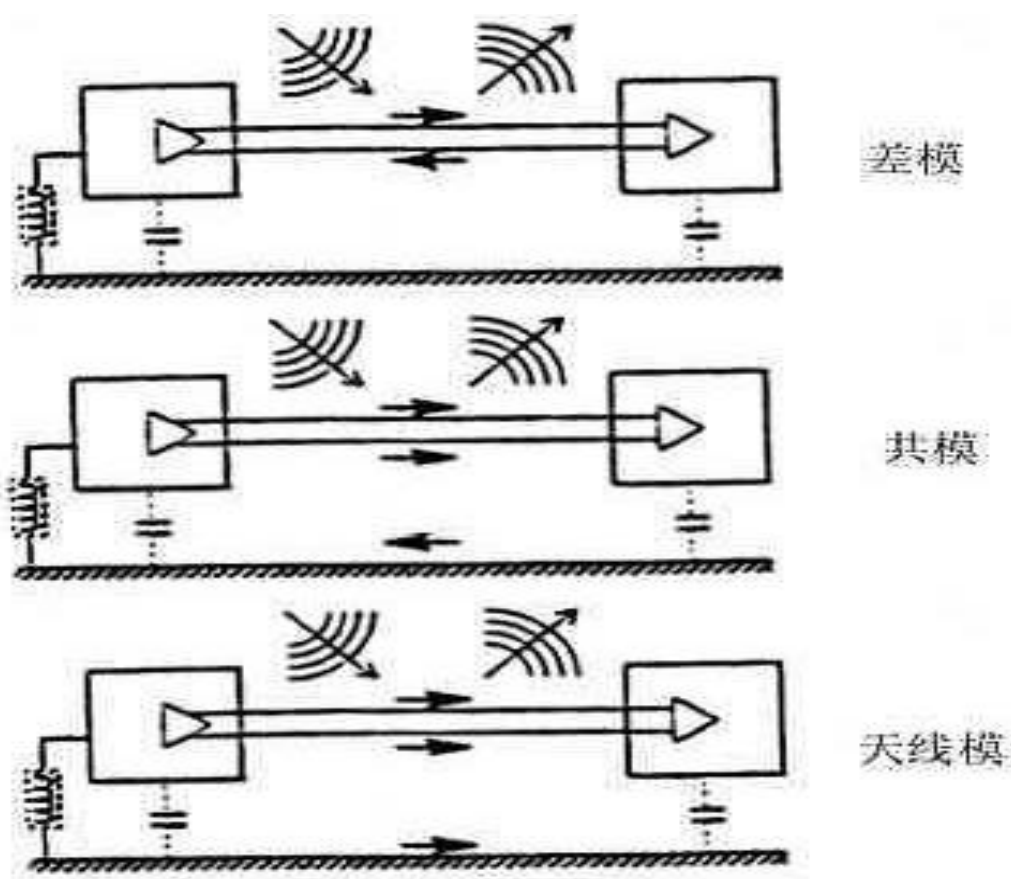


圖 1.8 輻射耦合方式

1.2 發射

回目錄

當你按照規範設計產品，卻缺乏有關系統或系統工作的環境的知識，你應區

別發射和敏感度兩個概念，設計產品使滿足發射和敏感度的最低要求。各種標準中規定了極限值，但是個別用戶或市場部門可能有特殊的要求。在那些來自國際無線電幹擾特別委員會（CISPR）的標準中，發射又分系統產生的輻射發射和以共模電流形式出現在介面和電源電纜上的傳導發射。通常，輻射（高頻）和傳導（低頻）之間的分界點在 30MHz。輻射發射本身可以分來自內部印製電路板或其他導線的發射，以及連接設備的外部電纜上的共模電流發射。

1.2.1 輻射發射

[回目錄](#)

1.2.1.1 來自印製電路板的輻射

在多數設備中，主要的發射源是印製電路板（PCB）上電路（時鐘、視頻和資料驅動器，及其它振蕩器）中流動的電流。來自 PCB 的輻射發射可用載有騷擾電流的小環天線（圖 1.9）模型描述。小環是指其尺寸小於感興趣頻率的四分之一波長（ $\lambda/4$ ）（例如 75MHz 1m）。多數 PCB 環路當發射頻率到幾百兆赫時仍認是“小”的。當其尺寸接近 $\lambda/4$ 時，環路上不同點的電流相位是不同的，這個效應可在指定點上降低場強。當一個環路在地平面上時，在距環路 10m 處的最大電場強度與頻率的平方成正比：

$$E=263 \times 10^{-12} (f^2 A I_g)$$

式中：A 是環路面積(cm^2), f 是源電流 I_g (mA) 的頻率(MHz)

在自由空間中，電場隨著離源的距離按正比例地下降。這裏使用 10m 是因為這是歐洲輻射發射標準的標準測量距離。對於最壞的情況，由於地平面的反射，考慮最壞情況時要將輻射場強增加一倍。這也是符合試驗標準要求的。公式中的環路面積必須是已知的，這個環路是由信號電流和回流構成的環路。公式 4 假設 IS 是在單一頻率上。由於方波有豐富的諧波，Is 必須應用付裏葉計算。

評估 PCB 設計

你可以利用公式 1.4 來粗略地預測已知 PCB 是否要加額外的遮罩。例如，若 $A = 10\text{cm}^2$ ， $I_s = 20 \text{ mA}$ ， $f = 50\text{MHz}$ ，電場強度 $E = 42\text{dB V/m}$ ，它超

過了歐洲 B 級極限值 12dB。如果頻率和工作電流是固定的，並且環路面積不能減小，則遮罩是必要的。但是反過來推導的結論是不成立的，即根據公式 1.4 預測 PCB 的差模輻射不超標，並不能說明設備不需要遮罩。因 PCB 上小環路的差模電流決不是僅有的輻射發射源；在 PCB 上流動的共模電流，特別是電纜上流動的共模電流，對輻射起更大的作用。PCB 上的共模電流，與差模電流（克希霍夫電流定律決定）相比，是很難預測的。共模電流的返回通路常常是經雜散電容（位移電流）至其他臨近物體，因此一個完整的預測方案必須詳細考慮 PCB 和其外殼的機械結構以及對地和對其他設備的接近程度。正是由於這種原因，電磁相容落了個“黑色藝術”的稱號。

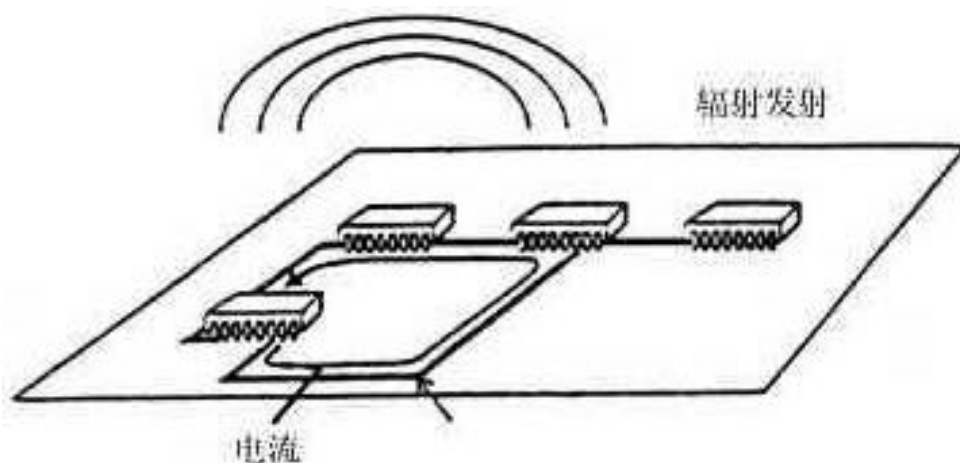


圖 1.9 印製電路板的電磁輻射

1.2.1.2 電纜輻射

[回目錄](#)

VHF 頻段的輻射耦合主要由電纜輻射決定，而不是 PCB 的直接輻射。這是由於常用的電纜在 30 — 100MHz 範圍內諧振，在這個頻率範圍內電纜的輻射效率比 PCB 結構要高。這種幹擾電流是由 PCB 上或設備中其他地方的地雜訊 生的共模電流，共模幹擾電流可能沿導體或沿遮罩電纜的遮罩體流動。電纜在較低頻段的輻射模型是地平面上的短單極天線 ($L < \lambda/4$ = (當電纜很長而諧振時，該模型無效)，圖 1.10。在 10m 處最大電場強度，加上由於地面反射增加 6dB，與頻率成正比：

$$E = 1.26 \times 10^{-4} (f L I_{cm}) \text{ V/m} \quad (1.5)$$

式中：L 是電纜長度，單位米；

I_{cm} 是在電纜上流動的共模電流，單位毫安培

f 是共模電流的頻率，單位 MHz

對於 1 米長的電纜，如果在 10m 處場強小於 42dB(V / m)，則共模電流必須小於 20 A。請注意這比等效差模電流小 1000 倍！

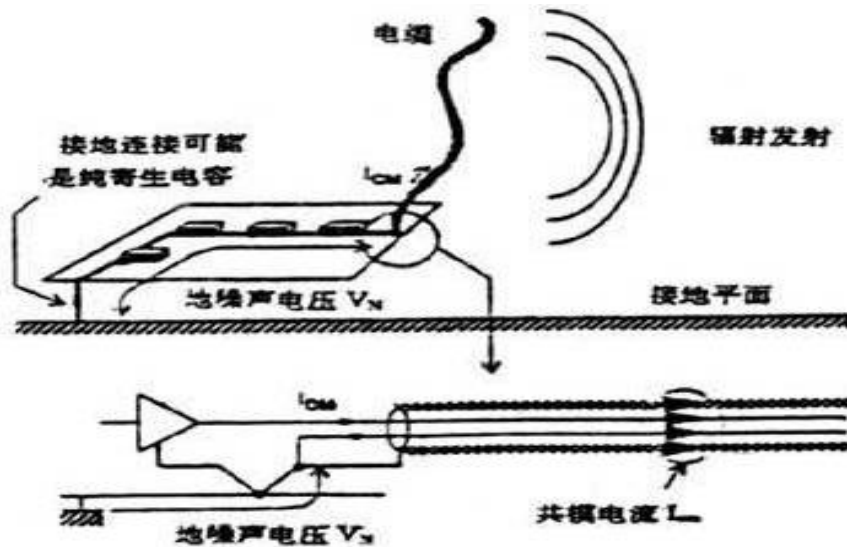


圖 1.10 電纜輻射

1.2.1.3 共模電纜雜訊

[回目錄](#)

儘管顯得囉嗦，但還是有必要強調正確區分電纜共模電流與差模電流的重要性。圖 1.10 中的差模電流 I_{DM} 在電纜中的一根導體上向一個方向流動，而在另一根導體上向相反的方向流動。差模電流通常等於信號電流或電源電流，但不在遮罩體中流動。只要由兩根導線形成的環路面積很小，差模電流 生的輻射在總輻射中占的比例就很小；這是因 兩根導體中的電流 生的輻射效果互相抵消。共模電流 I_{CM} 在電纜中所有導體上的流動方向相同，也可能包括遮罩體，並且與信號電流毫無關係。共模電流經有關的接地網路返回，因此，輻射環路很大，且不受控。結果是很小的 I_{CM} 可以 生很大的發射信號。

1.2.2 傳導發射

[回目錄](#)

設備電路中或電源中的幹擾會耦合到連接設備的電源電纜上。耦合也可以是其他電纜與電源電纜之間的容性或感性耦合。由於直到目前 止，基於 CISPR 的標準規定只在電源電纜上測量發射，因此關於傳導發射的討論集中在電源電纜

上。然而，信號和控制電纜確實也起耦合通路的作用，在修訂的標準中將增加對這些電纜的測量。

生的傳導幹擾可以 差模（在火線和中線之間或信號線之間）或共模（在火線 / 中線/信號和地線之間），也可以 兩者的組合。對於信號和控制線，僅限制共模電流。對於電源埠，在遠端要測量火線和大地之間、中線與大地之間的電壓。差模發射通常與電源的低頻開關雜訊有關，而共模發射可能是由於高頻開關元件、內部電路電源或內部電纜的耦合引起的。

1.2.2.1 耦合路徑

[回目錄](#)

圖 1.11 所示的使用開關電源的 品的等效電路給出了能夠 生這些發射的各種路徑。在 2.2.4 中將更詳細地討論開關電源的雜訊發射。在開關電源輸入端 生的差模電流 I_{cm} ，由雜散電容的不均衡和電源電纜中的導體互之間的互感轉換 在測量點對地的幹擾電壓。高頻開關雜訊分量 $V_{Nsupply}$ ；，通過 C_c 耦合至電源電纜的 L/N 和 E 之間，通過 C_s 耦合至接地平面。電路地線雜訊 V_{Ncc} （數位電路雜訊和時鐘諧波）通過 C_s 到參考地，並經信號電纜以 I_{CMsig} 或經安全地以 I_{CME} 耦合出去。實際上所有這些幹擾機理是同時存在的，雜散電容 C_s 分佈廣泛且不可預知，如果機箱是非遮罩的，雜散電容與設備和另一物體之間的距離密切相關。局部遮罩的外殼可能會使耦合更嚴重，因 這往往 生較大的電容。

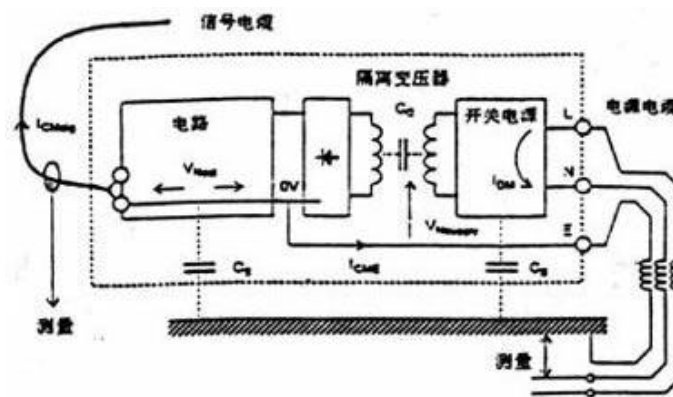


圖 1.11 電源發射的耦合路徑

1.2.3 電源諧波

[回目錄](#)

在電磁相容指令的範疇中，有一種電磁相容現象經常被劃分 “發射”，這就是

電源電流的諧波成分。這種說法有些不恰當，因設備並沒有“發射”任何東西，它僅僅是吸取電源的基頻和一些諧波能量。

1.2.3.1 供電商的問題

[回目錄](#)

電源諧波問題對供電機構來說確實是一個問題，他要提供高質量電源。如果在實際電源配電點上的總負載有高次諧波分量，非零的配電電源阻抗將會引起該點上電壓波形失真。這反過來會對連接在該點的其他設備造成問題，並且電流本身也會給供電商帶來問題（例如造成變壓器和補償元件過熱）。供電商當然可選擇大功率的配電元件或採取特殊保護措施，但這樣做費用很高，並且供電商有理由要求用戶承擔一些由他們產生的電網污染而增加成本。

在八十年代，諧波污染在不斷增加，主要原因是由於使用了大量小功率電子負載。其中，家用電視機和辦公資訊技術設備要承擔 80% 的責任。其他產生大量的諧波電流的設備還沒有廣泛應用並帶來嚴重問題，或者在個別安裝地點已經採取了措施，如工業場所。但是，供電商還是非常著急對所有種類的電子產品實施諧波限制。

1.2.3.2 非線性負載

[回目錄](#)

接在電源上的純電阻性負載僅在基頻（50Hz）出現電流，但大多數電子設備不是電阻性負載。普通整流電容器的輸入端在電壓波形的峰值處吸取大電流；而在其他時間不吸取電流。用於功率控制（燈、電動機、加熱器等）的所謂三端雙向控制方法僅在每半周內出現電流。這些電流的波形可以用傅立葉級數表示，傅立葉級數中的諧波幅度是規範中所限制的物件。這些電流遵循付裏葉級數的諧波幅值分佈。（有關標準是 EN60555 的第二部分，1987 年版本用於民用產品）。

有一種建議是擴大 EN60555 的適用範圍，使其覆蓋更廣泛的產品，實際上將涉及到所有一定功率以上的交流供電電子設備，這些電子設備有整流——儲能等環節。諧波限制對輸入器件的參數設計有很大的影響，主要是串聯阻抗（這通常根本不是所希望的輸入器件）。圖 1.12（a）是在時域中計算的電流波形的傅立葉分析，

表示了一個整流——儲能器與相當大的串聯電阻組合的輸入電流的諧波。這個串聯電阻的值通常不易獲得的，除了效率十分低的變壓器——輸入電源。5 次諧波正好符合 EN60555 —2 修訂草案所規定的極限值。

1.2.3.3 串聯電阻的影響

回目錄

圖 12 (b) 展示了由於輸入端的電阻減小 $1/10$ 而導致的電流諧波變化。這個電阻值是開關電源的典型值，而許多高效電源引以自豪的就是較低的 R_s 。峰值輸入電流明顯增加，而電流寬度變窄，這導致了高得多的峰值比（峰值與均方根電流之比），也就是更高的諧波。除非在低功率的場合，通過增加串聯電阻來滿足諧波限制從功耗的角度說是昂貴的。在實際中，故意消耗輸入功率的 10—20% 對 50—100W 以上電源是難以接受的。另一種方法串聯輸入扼流圈，由於它必須在 50Hz 的頻率上有效，因此其尺寸和重量代價都是很大的。也可以使用功率因數修正（PFC），它將電流波形變換近似正弦波，但是成本和複雜程度增加很多。PFC 是一種電源前端的開關模式變換器，因此在減小輸入電流諧波的同時，它也產生額外的射頻開關雜訊。可以將 PFC 與開關電源的其他特徵結合起來，這樣如果你一定要使用開關電源，將僅有一點額外的電源質量惡化現象。這也適合其他補償性設計要求，如寬帶（90 - 260V）電壓要求。這種電源在市場上已經可以買到。除非你是一個電源專家，否則要設計一個 PFC-SMPS 需要付出巨大的努力。

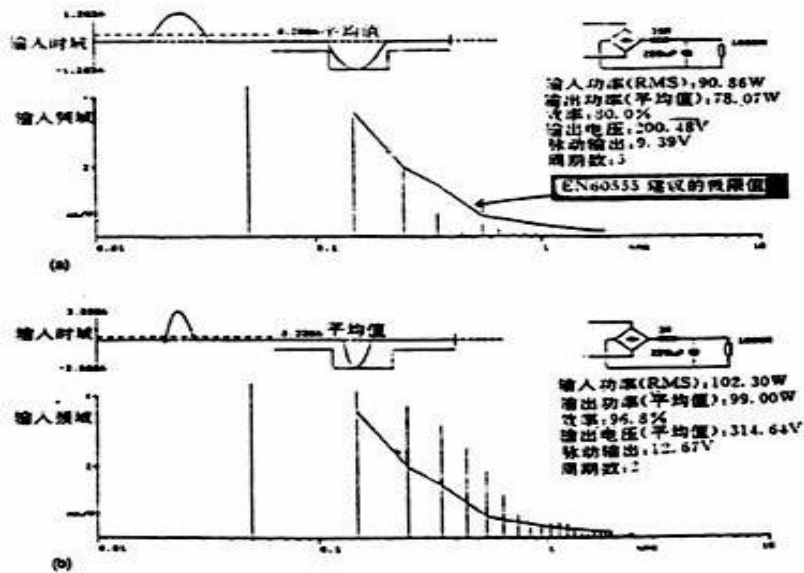


圖 1.12 整流-儲能電路的電源輸入電流諧波

1.2.3.4 相位控制

[回目錄](#)

功率控制電路，它是電源波形的相位上變化開關點，是輸入電流上的另一類主要諧波失真源。照明控制器是一個典型的例子。圖 1.13 在 90° (周期中的峰值，對應半功率) 開關時的這種波形的諧波分量。諧波分量最大值就出現在這個點上，隨著相位變化到 90° 的任何一側，諧波強度會下降。照明調節器在沒有輸入濾波器或 PFC 的情況下能否滿足 EN60555-2 的限制值取決於它的功率，因 這些限制值是不變的。超過 5A 的調光器，如果沒有任何措施，將超出限制值。

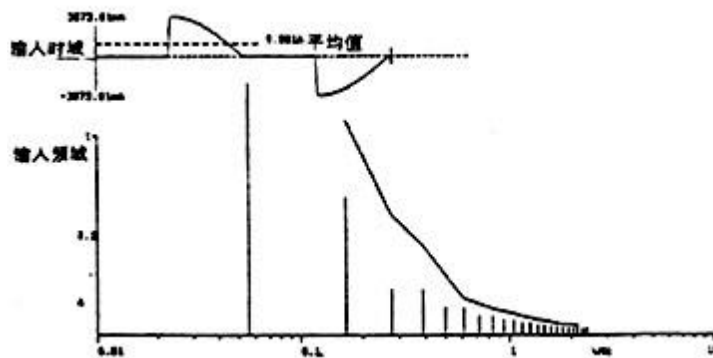


圖 1.13

1.3 敏感性

[回目錄](#)

電子設備對環境電磁場和經連接電纜耦合到埠騷擾敏感。靜電放電可以經電纜或設備外殼耦合進來，臨近的放電通夠 生局部電場，可直接耦合到設備。

潛在的危害包括：

- * 輻射射頻場
- * 傳導瞬態
- * 靜電放電 (ESD)
- * 磁場
- * 電源電壓畸變

可以先不管法規是如何要求的，當設備設計成對這些效應，特別是 ESD 和瞬態，不敏感時，設備製造廠可以節約大量的現場返修費用。然而，免遭 ESD 或射頻幹擾對遮罩和電路抑制措施的要求比發射控制的要求更嚴格。

1.3.1 輻射場

回目錄

外場既可以與內部電路和導線以差模直接耦合，也可以在電纜上感應共模電流 (圖 1.14)。與內部導線和印製線的耦合在幾百赫以上的頻率範圍最嚴重，這是因 幾英寸的導線長度在這些頻率上接近諧振長度。

射頻電壓或電流耦合進類比電路後，可以引起非線性 過載或直流偏置等效應，耦合進數位電路後可以破壞資料傳輸。調製場比非調製場的影響更大。輻射場的源還可以是步話機、移動電話、大功率廣播發射機和雷達。典型的場強是在 20MHz 至 1GHz 的頻率範圍內 1 至 10V / m，在這些源的附近，場強可能更高一些。

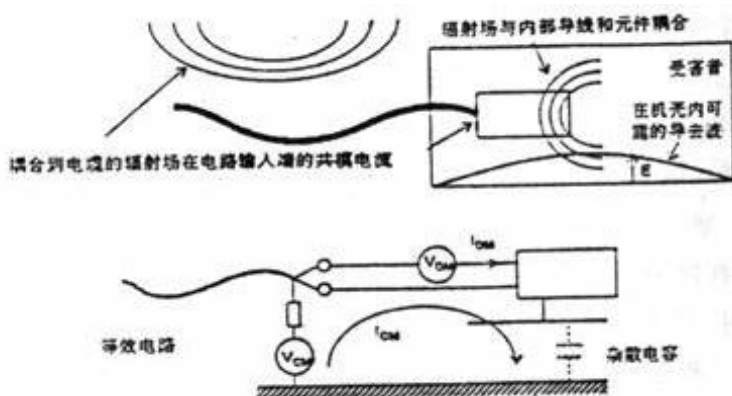


圖 1.14 輻射場耦合

在甚高頻段（30 100MHz）的低端，電纜將射頻能量耦合進設備的效率是最高的。外界電磁場在電纜的遮罩體，當沒有遮罩時，在電纜的所有導體上，感應出共模電流。在典型的安裝方式中，當設備的尺寸與幹擾信號半波長相比較小時，共模電流主要決定了電磁場與設備的相互作用。與接地的受害設備相連的電纜，可以用地平面上的單根導線模型表徵，它相當於傳輸線（圖 1.15）。在第一個諧振點出現之前，在外界場在這種傳輸線上感應的電流隨頻率增高而平穩地增大，第一個諧振點以後，在更高的諧振頻率處出現一系列峰值和零值。耦合在電纜諧振頻率上增強，諧振頻率是由電纜長度和電纜末端上的負載決定的。長度 2 米的電纜在 37.5MHz 時發生 1/4 波諧振，在 75MHz 時發生半波諧振。電纜負載，主諧振模由電纜遠端射頻阻抗（高或低）決定。如果電纜與不接地的物體連接，例如手動控制器，將呈現高的射頻阻抗，它將在四分之一波諧振點處產生強的耦合電流，而在半波諧振點處產生高的耦合電壓。附加的電容負載，例如人體電容將使諧振頻率降低。相反，當電纜與一接地物體相連時，例如獨立接地的週邊設備，電纜在遠端呈現低的阻抗，在半波處產生強的耦合電流，而在四分之一波長諧振點處有高的耦合電壓。附加的電感負載，例如與地相連導體的電感，將降低諧振頻率。

圖 1.16 扼要地總結了這些效應。電纜的射頻共模阻抗的變化範圍從四分之一諧振頻率處約 35(到最大 幾百歐姆。方便的方法是取平均值（在許多標準中也是這樣）150(。因 電纜結構、佈置和與接地物體之間的距離是不受設計者控制的，因此要精確地預測諧振和阻抗是不划算的。

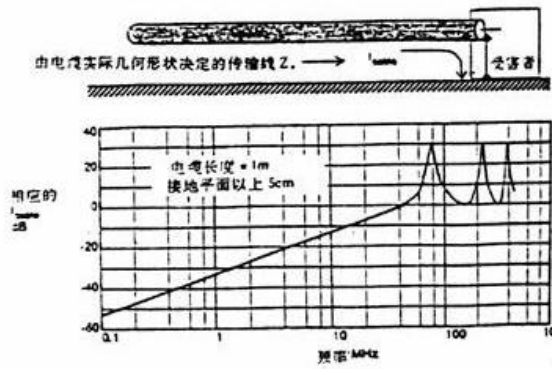


圖 1.15 電纜的輻射場耦合

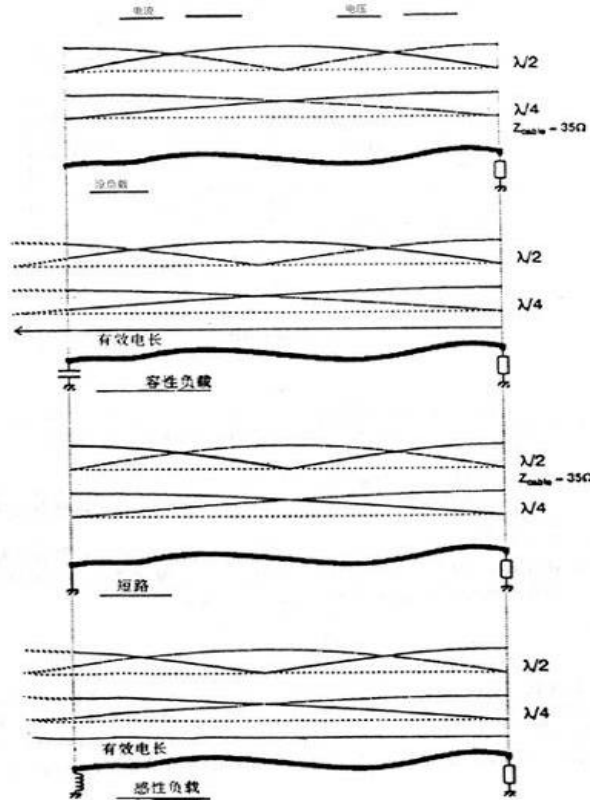


圖 1.16

1.3.1.2 電流注入

[回目錄](#)

一種不需要考慮電纜結構而對設備敏感度進行試驗的便利方法是直接在電纜埠上注入射頻共模電流或電壓。這在設備的尺寸沒有達到半波長時，較好地表徵了較低頻率時的真實耦合情況。這也可以產生與輻射耦合相關聯的電磁場。干擾電流的路徑，也即對電路的影響，取決於內、外電路與地之間的射頻阻抗，如圖 1-17。連接其他電纜將在很大程度上改變電流流向，特別是附加電纜在 PCB 或設備上的不同位置時。施加 1V 電壓或注入 10mA 電流，一般相當於 1V/m 的輻射場強。

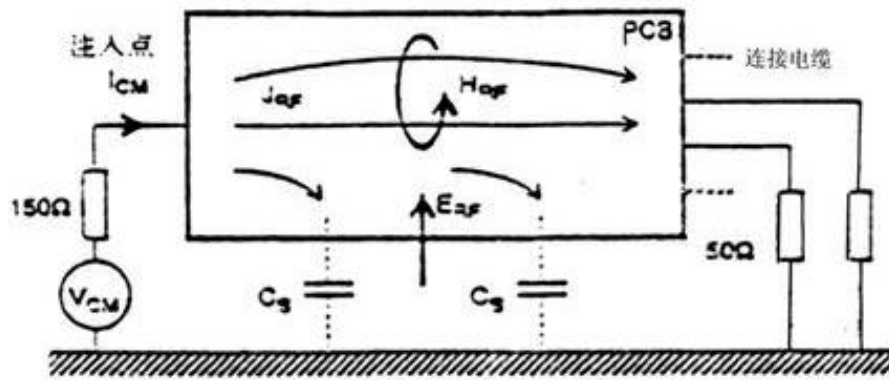


圖 1-17 共模射頻注入

1.3.1.3 空腔諧振

[回目錄](#)

遮罩殼體會形成諧振腔體。當兩對邊之間尺寸是半波的倍數時，在兩對邊之間會形成駐波。在腔體的中部電場增強，而在腔體的邊緣磁場增強。這就是 什在 UHF 頻段內會在某些頻率上出現敏感度峰值。

根據機殼尺寸精確預測諧振頻率是很少成功的，因 機殼內的物體會使諧振“失諧”。但是對於空腔，諧振頻率：

$$F = 150 \quad (1.6)$$

式中： l, h, W 是機殼尺寸，單位是米。 k, m, n 是正整數，但同一組中最多只能有一個是零。

當機殼各邊尺寸近似相等時，可能的最低諧振頻率由公式 (1.7) 表示：

$$F (212/l (212 / h (212 / w \text{ MHz} (1.7)$$

幹擾。

1.3.2 瞬態

[回目錄](#)

瞬態過電壓發生在電源線上，這是電網中的其他部位有開關操作或遭受雷擊引起的。超過 1kV 的瞬態電壓占觀察到的瞬態總數的 0.1%。德國某機構作過統計，在 40 個地方進行的總時間約 3400 小時的測量中，共觀測到 2800 個超過 100V 的火線對地的瞬態。從這些結果中分析了峰值幅度、上升速率和能量分量。表 1.1 給出了在 4 種類別的地方瞬態的平均發生率。圖 1.18 給出了瞬態的相對數量作最高瞬態幅度的函數。這表示瞬態數粗略地與峰值電壓的立方成反比。高能量的

瞬態可以危害設備電源中的有源元件。快速上升前沿是破壞電路運行的最主要因素，因它們受耦合通路的衰減最小，並能在感性地線和信號線中產生較大的電壓。研究表明，瞬態的上升速率近似與風致電壓的平方根成正比。典型值 200V 脈衝時 3V / nS，對 2kV 脈衝時 10V / ns。其他的現場實驗表明機械開關產生多個瞬態（族），其上升時間幾毫微秒（ns），峰值幅度幾百伏特。電源網路的衰減將快速上升脈衝限制在發生地的局部。類比電路對觸立的短瞬態幾乎沒有回應，而數位電路很容易受它們影響。作一般的導則，微處理器至少要承受幅度 2kV 的試驗脈衝。當閾值低於 1kV 時在幾乎所有環境中發生故障的頻度將是不能容忍的；而閾值在 1kV 2kV 之間時僅發生偶然的故障。對於高可靠設備推薦 4—6kV 的閾值。

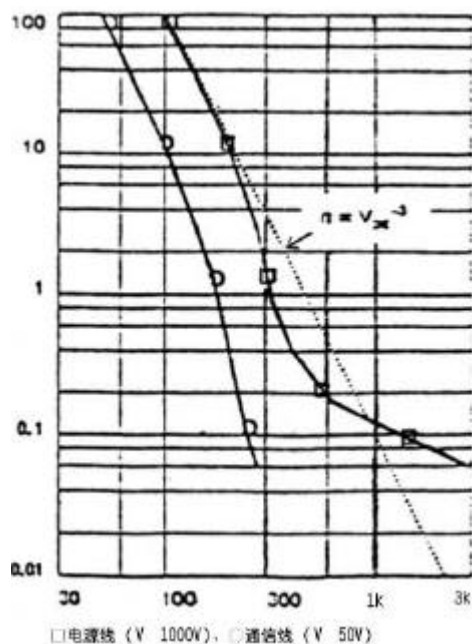


圖 1.18 瞬態的相對數量（百分比）與最高瞬態幅值的關係（伏）

1.3.2.1 耦合模式

[回目錄](#)

電源瞬態可能以差模（火線和零線之間對稱）或共模（火線 / 零線和大地之間不對稱）出現。電源網路中的導體之間的耦合通常是兩種模式的混合。差模尖峰電壓往往有較慢的上升時間和較高的能量。為了防止輸入電路損壞，需要採取抑制措施。如果抑制措施是安裝在電路內部的，它不能影響電路的正常工作。抑制共模瞬態更困難一些，因要求在火線與大地之間連接抑制元件，或者與地線串

接，還因對大地的雜散電容比較難控制。耦合路徑與共模射頻信號十分相似。不幸的是，這種幹擾也更易造成損害，因瞬態電流是在地回路裏流動的。

1.3.2.2 信號線上的瞬態

[回目錄](#)

快速瞬態通常以共模的方式通過寄生電容耦合到信號電纜上。特別是當電纜靠近脈衝幹擾源或沿脈衝幹擾源佈置時。儘管這種瞬態的幅度通常比電源網路上的瞬態幅度低，但它直接耦合進電路的 I/O 埠並流進電路地線。其他一些傳導瞬態源是遠端通訊線和汽車 12V 電源。汽車環境中的瞬態常常是正常電壓範圍的數倍。最嚴重的瞬態（圖 1.19）是卸載，它發生在急速充電時交流發電機負載突然斷開時；感性負載斷開時，例如電機和線圈；以及交流發電機磁場消失時，它在點火開關關掉時產生負電壓脈衝。近期頒佈的標準（ISO 7637）規定了在汽車應進行的瞬態試驗。關於電話用戶線上的共模瞬態的研究表明，幅度與發生率的分佈也是符合圖 18 中的立方的倒數規律。實際的幅度比電源線上的低（峰值很少超過 300V）。人們發現瞬態的振蕩頻率一般 1Mz，上升時間 10—20us。

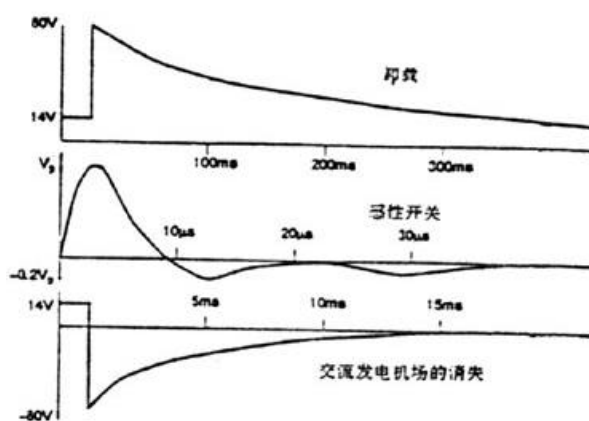


圖 1.19 汽車中的瞬態

1.3.3 靜電放電（ESD）

[回目錄](#)

當兩個非導體材料一起摩擦時，電子會從一種材料轉移到另一種材料上。這導致在材料表面積累摩擦電荷。由材料運動引起的電荷量是摩擦起電序列（圖 20（a））中材料間隔的函數。其他一些因素是接觸的緊密程度、分離的速率和濕度。人體能夠通過摩擦起電充電到幾千伏。

當人體（最壞的情況是握著一個金屬物體，例如鑰匙）接近導電物體時，如

果窄氣隙上的電位梯度足夠高，電荷會以火花的形式轉移到那個物體上。電荷轉移中的能量既可以低得不易察覺；也可能造成十分疼痛的感覺。

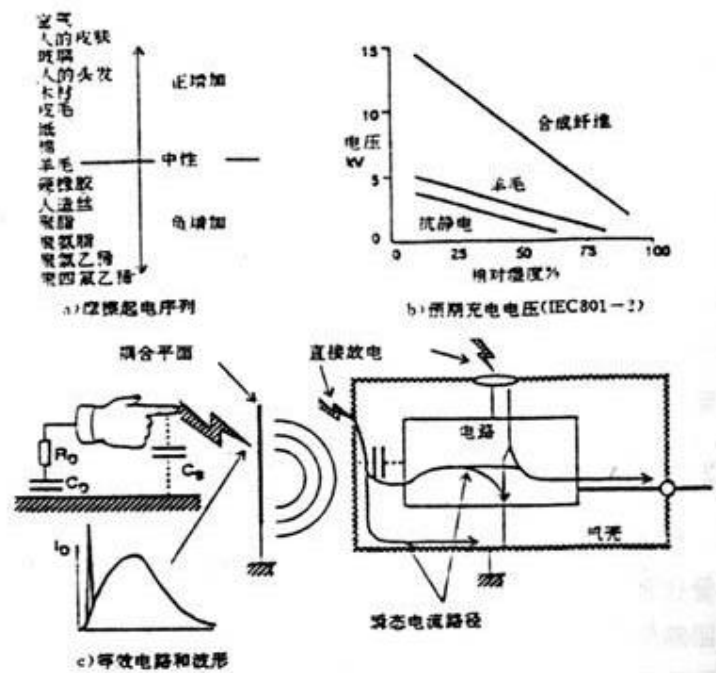


圖 1.20 靜電放電

1.3.3.1 靜電放電波形

[回目錄](#)

當帶靜電的物體接近接地物體時，產生的放電電流由快（亞毫微秒級）的前沿和較慢的放電曲線組成。手或金屬的放電電流波形的特性是接近速度、電壓、電極的幾何形狀和相對濕度的函數。圖 20 (c) 給出了這種情況的等效電路。電容 C_D 通過高阻充電到靜電電壓 V 。當充電和漏電路徑隨著環境條件和物體的移動而發生變化時， V 的實際值也會發生變化。當放電開始時，直接跨接在放電點的自由空間電容 C_s 產生初始電流峰值，這個峰值僅受電路電感的限制，而主放電電流受放電電阻 R_D 的限制。

靜電放電產生的等效電流幾安培的亞毫微秒級瞬態電流，通過複雜的路徑經過設備流到大地，如果它流過電路線路，很可能使數位電路發生誤動作。放電路徑在更大程度上是由雜散電容、機殼塔接和導線電感決定的，而不是由設計者刻意設計的。放電電流產生的強磁場能在臨近的導體中感應瞬態電壓，這些導體通常不是靜電放電電流所流過的路徑。即使不直接向設備放電，臨近的放電，例

如對金屬台或金屬椅的放電將產生強輻射場，這個場會耦合到沒有保護的設備上。

1.3.3.2 ESD 保護措施

[回目錄](#)

當設備置於金屬殼內時，金屬殼本身能夠引導 ESD 電流在內部電路的週邊。外殼上的孔洞或縫隙對於電流而言是一個高阻抗壁壘，在它們的周圍會產生瞬態場，因此必須儘量減少這些因素。所有金屬蓋和面板必須以低阻抗（直流 2.5 m Ω ）連接至少在兩點搭接起來。面板之間的長“搭接”導線必須避免，因為它們在 ESD 發生時要輻射強電磁場。I/O 電纜和內部導線可提供低阻抗通路，同樣它們也為共模射頻幹擾出入設備提供了路徑。消除內部線束和電纜敏感性的最佳方法是取消這些互連電纜，使用板間直接連接的經濟設計。外部電纜的遮罩層按照 3.1.5 節所述的原則很好地連接到地線結構上，即電纜的遮罩體以 360 $^\circ$ 搭接到連接器外殼上，而不用小辮方式連接。

絕緣外殼使對 ESD 電流的控制更難，必須要有一個精心設計的、低電感的地線。但是，如果外殼能夠設計得沒有通氣孔，那末，只要材料的介電強度足夠高，就不會發生放電。然而，你還必須防止非直接放電產生的電磁場。

1.3.4 磁場

[回目錄](#)

低頻磁場能夠在閉合導線回路中感應幹擾電壓，其大小取決於磁場貫穿的面積。非環形磁芯的電源變壓器和開關電源變壓器是這種磁場的發生源，它們會幹擾同一設備中的敏感電路或器件。其他任何設備必須對這種幹擾不敏感。有些特殊環境能引起強的低頻或直流磁場，例如使用大電流的電解工廠或某些醫療儀器。單匝回路中感應的電壓是：

$$V = A \cdot dB/dt \quad (1.8)$$

式中：A 是回路面積，m 2 ； B 是垂直於回路平面的磁通密度，T。

這樣的磁場很少影響數位電路或大信號類比電路，但是能夠對工作頻帶與幹擾頻率相同的低電平電路造成幹擾，例如音頻或精密儀器。一些受磁場影響的特殊裝置，例如光電倍增器或陰極射線管，對磁場也是敏感的。

常規遮罩對低頻磁場是無效的，因 低頻場的遮罩取決於反射而不是吸收。由於磁場的波阻抗很低，因此反射損耗很小。因 僅僅是垂直於回路的磁通量分量才感應電壓，所以改變源和回路的相對方向也許有一定效果。只有能提供高吸收損耗的材料才可能對磁場遮罩，例如鋼、(金屬或玻莫合金。隨著頻率升高，這些材料的導磁率降低，從而使遮罩效果降低，而非磁性材料，例如銅或鋁變得更加有效。在 100kHz 附近，它們的遮罩效能大致相等。高導磁率材料在高場強中還會飽和，經過加工還會損失磁導率。

電壓降低和中斷是所有電源網路的特性，這通常是由於系統中某處的故障或負載開關（圖 1.21）所致。只要輸入儲能保持時間足夠長，這種事件就不會對設備 生影響。但是如果情況不是這樣，則會發再起動和輸出瞬變。典型的中斷（與停電不同）能夠持續 10–500 ms。

在大多數工業化國家裏，負載和線電壓的浮動保持在 +10%到-15%範圍之間。大多數歐共體國家傾向於 230V +10% -6%或 230V +6% -10%。在白天，當電源系統負載變化，電壓在這個範圍緩慢變化。標稱電壓不包含用戶允許的電壓降，因此你應設計穩定的電源，至少滿足一 15%的極限值。統計表明，在城市裏超過正常電壓 10%的波動，每月至多出現 4 次，在鄉村裏發生次數更多，那裏是經架空線供電。注意，更寬的電壓（和頻率）波動和更頻繁的中斷在那些沒有良好電網的國家裏是十分普遍的。在使用小型發電機供電的場合，這種情況也是普遍的。

電源電壓的諧波失真是負載的函數，如 1.2.3.2 中所討論的，這些負載從電網吸取嚴重失真的電流波形。雖然當幅度較高時會對功率修正電容器、電機和變壓器有嚴重影響，也可能會對音頻系統 生影響，但是大多數電子電源是不受這種失真的影響。

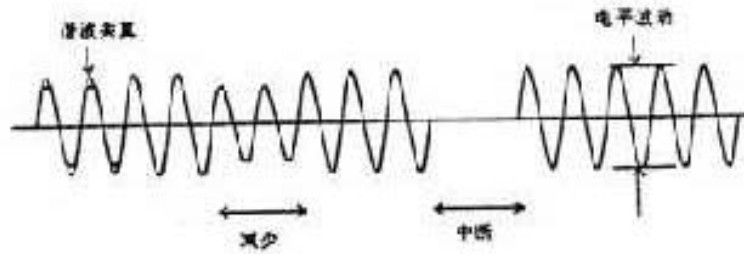


圖 1.21 電源波動

2 電路、佈局和接地

回目錄

良好的電磁相容設計開始於對幹擾流入和流出設備的控制原理。所有包含電子裝置的 品都會受到幹擾和 生幹擾。要改善 品的電磁相容性，可以設置阻擋層或電流路徑使入侵的幹擾在進入電路之前被吸收或分流，而向外發射的幹擾在離開電路之前被吸收或分流掉。

可以認 電磁相容控制措施是在三個層次上實施的，這三個層次如圖 2.1 所示。

第一層次的措施包括電路設計措施，如解耦、平衡電路、帶寬和速度限制，以及線路板設計和接地。在一些簡單的場合，特別是沒有外接電纜的場合，這些措施可能是足夠的。在第二個層次，必須考慮內部電路和外部電路之間的介面電纜。這些電纜是幹擾進出設備的有效路徑。對於某些設備（特別是那些電路設計已經定型的）必須在介面上進行濾波。連接器的選擇和安裝是這一措施的關鍵。

完全遮罩（第三層次）是一個昂貴的措施，只有當其他措施都已經使用而仍然不能滿足要求時才考慮。由於很難事先預測第一層次措施的效果，因此最好能夠後續的遮罩作好一定的準備。這是指在結構上允許用金屬進行遮罩，如果是模具成型的塑膠機箱，機箱應該方便進行導電塗覆，並且開口、縫隙等滿足射頻遮罩的要求，有適當的接地連接機構。

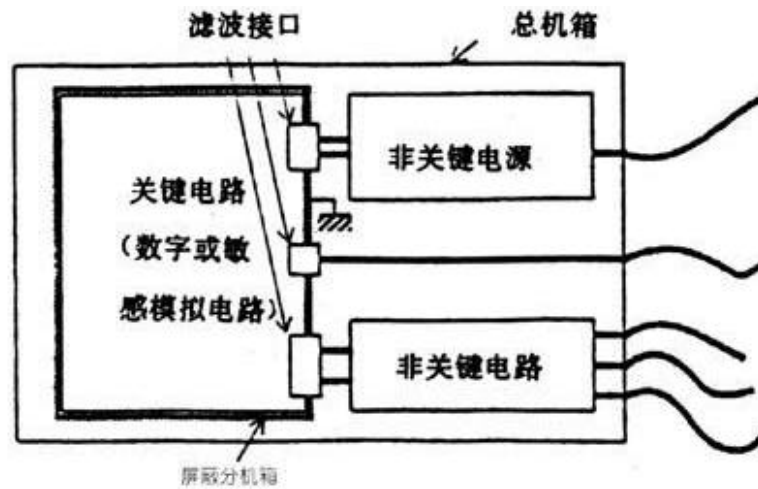


圖 2.1 電磁相容措施

2.1 佈線與接地

回目錄

在設計的一開始就考慮佈局與地線是解決電磁幹擾問題最廉價和有效的方法。良好設計的地線系統並不會增加一分錢的成本。90%的電磁相容問題是由於佈線和接地不當造成，良好的佈線和接地既能夠提高抗擾度，又能夠減小幹擾發射。最重要的幾個原則如下：

- * 將系統隔離，以便對幹擾電流的控制
- * 將地線作 電流通路對待，通過這個通道，幹擾電流既能進入設備，又能傳出設備。因此要仔細安排接地點，減小地線阻抗。
- * 通過精心佈置高電流變化率 (di/dt) 回路來減小電流環路的輻射和敏感度。

2.1.1 系統劃分

回目錄

設計的第一步是系統劃分。沒有劃分或劃分不好的系統(圖 2.2)，雖然其器件和子系統可能分佈在不同的區域，但是它們之間的介面會定義不當，與外界的介面散亂在四周。這使得對各個介面上的共模幹擾電流的控制很難。介面散亂意味著介面之間的距離較大，當外界有幹擾進入系統時，會在不同介面之間的地線上感應很高的地電壓，並且內部的輻射幹擾容易耦合到電纜上。通常，解決這種系統的問題的唯一方法是將整個系統遮罩起來，並對每個介面濾波。在許多場合，要兼顧遮罩的完整性和良好的操作性是困難，甚至是不可能的，機箱上必要的開口會破壞遮罩體的有效性。

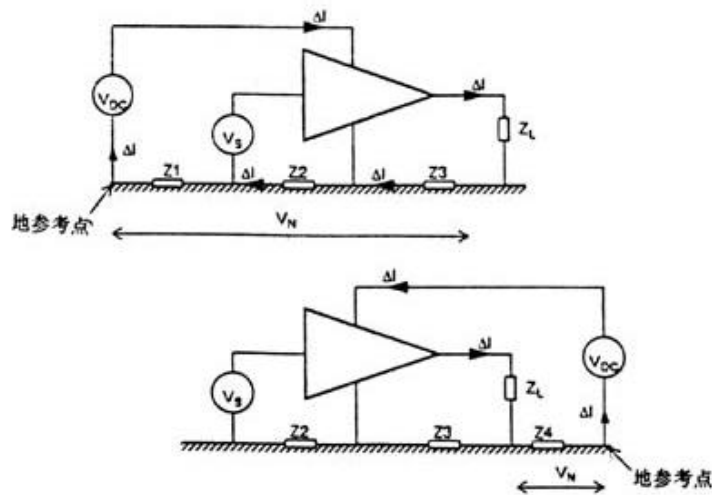


圖 2.2 任意佈置的系統

2.1.1.1 劃分的系統

回目錄

劃分將系統按 EMC 的觀點分 關鍵部分和非關鍵部分。關鍵部分指那些包含輻射源的電路，如微處理器邏輯或視頻電路，或那些對入侵幹擾特別敏感的電路，如微處理器和低電平類比電路。非關鍵電路指那些信號電平、帶寬和電路功能既對幹擾不敏感，又不會 生幹擾的電路，如非時鐘同步邏輯、線性電源、功率放大級等。圖 2.3 是這種劃分的例子。

關鍵電路的控制

關鍵電路應放在遮罩盒內，所有進出遮罩盒的連接線都應該經過濾波或遮罩。遮罩盒可以將整個 品包圍起來，也可以僅包圍一部分電路，這取決於電路的特性。一個設計原則是使穿過遮罩盒的導線最少，並相對集中，因 遮罩電纜和濾波器都會增加設備的成本。沒有電氣介面的 品，如袖珍計算器或紅外遙控器，從電磁相容的角度看具有理想的外殼。需要注意的是遮罩既起著阻擋輻射幹擾的作用，又起著地線回流電流參考點的作用。在許多場合，特別是當使用完整地線面線路板結構時，後一種作用更重要。

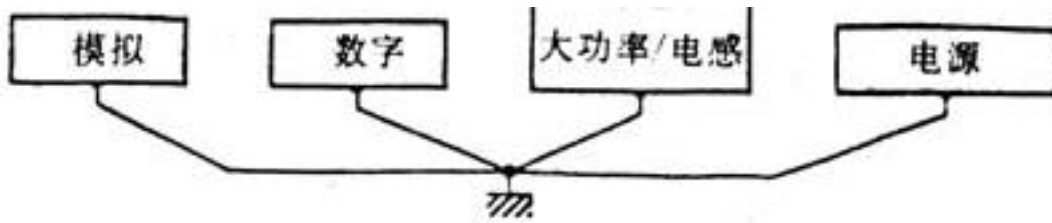


圖 2.3 系統劃分

2.1.2 接地

回目錄

當系統適當地劃分後，就該考慮接地問題了。大家公認的接地的目的有兩個，一個是 傷害電流提供一個通路，這是安全地；另一個是 從外部進入到系統的信號提供一個參考。古典的地線定義是“作 電路或系統參考的等電位點或面”。然而，當地線上有電流流過時，這個定義是沒有意義的。即使信號電流能夠忽略不計，外界電場或磁場在地線上感應的地電流也會引起電位的變化。一個設計良好的地線系統能夠使這種電位差保持最小，但不能消除它。有人建議 棄傳統使用的術語“地線”，而用術語“參考點”，以突出節點的目的。

地線的另一個定義是“電流能夠流回源的一條低阻抗路徑”。這個定義強調了電流的流動和對低阻抗的要求，在高頻電路中更加適用。地電流總是構成電流環路的一部分。我們的任務是將環路設計成在關鍵區域感應電壓足夠小。 了達到這個目的，要將地線設計得儘量緊湊。

2.1.2.1 通過地線阻抗的電流

回目錄

在設計地線時，必須知道地電流的實際流動路徑。通過圖 2.4 中的放大器，我們來說明這一點。大輸出電流 I 從負載回到電源。如果它的流動路徑 $Z1 - Z2 - Z3$ ，則在 $Z2$ 上會 生一個電壓，這個電壓與輸入 V_s 是串聯的。當幅度和相位滿足一定的條件時，電路會發生振蕩。這就是 1.1.1 中所說的一個公共阻抗耦合的例子。將回流路徑簡單改變一下，使電流流過 $Z4$ ，就解決了此問題。從電磁相容目的看不穩定通常不是問題，而在阻抗上 生的幹擾電壓 V_N 會導致發射和敏感度方面的問題。在高頻（數 kHz 以上）或電流變化率較高的場合，任何導體都呈現電感性，其阻抗隨著頻率升高而增加，因此地幹擾隨著頻率增加而增加（ $V = -L di /$

dt)

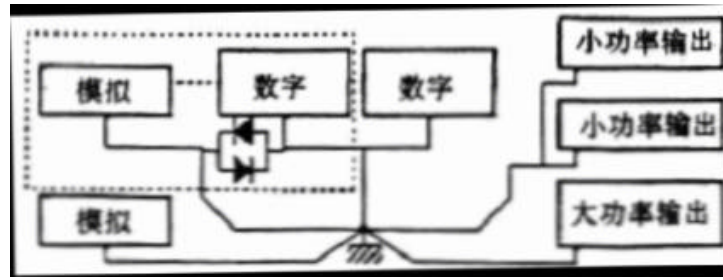


圖 2.4 地電流路徑

2.1.3 地線系統

[回目錄](#)

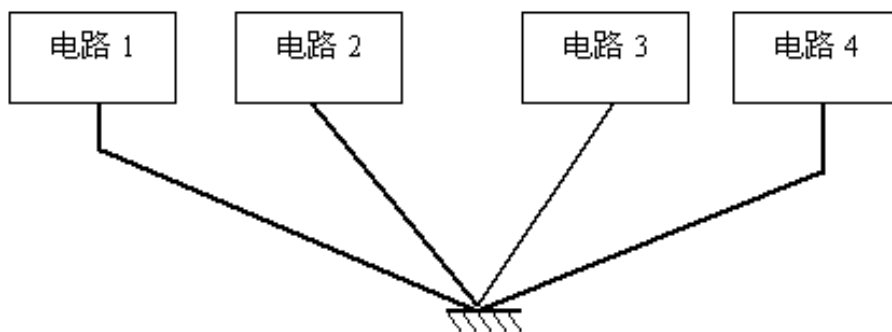
不考慮安全接地的需要，僅從電路參考點的角度考慮，接地可以分 單點接地、多點接地和混合接地三種。

2.1.3.1 單點接地

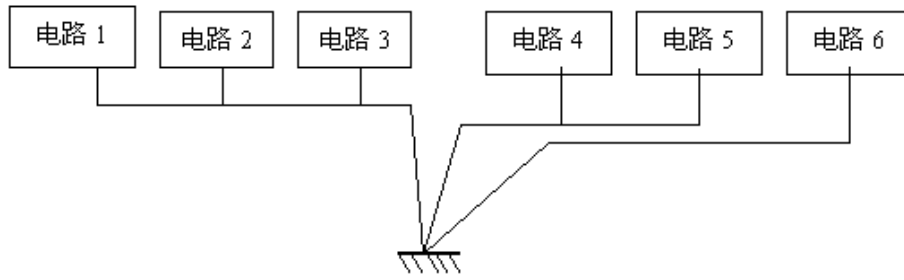
[回目錄](#)

單點接地系統（圖 2.5(a)）在概念上是最簡單的，並且它能夠消除公共阻抗耦合和低頻地環路。每一個電路模組都單獨地接到一個單點地上，每一個子單元在同一點與機架相連。地線上其他部分的電流不會耦合進電路。這種結構在 1MHz 以下能工作得很好，但是當頻率升高時，每一條較長的地線意味著電路之間會生共模電壓。當地線的長度超過 $1/4$ 波長時，各個電路實際上是分開的。

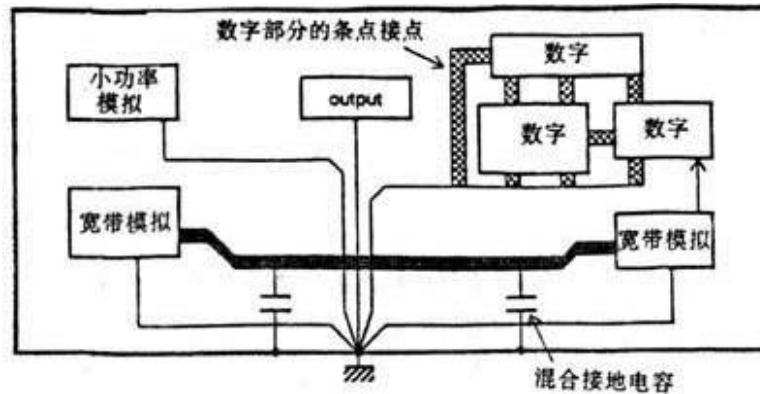
單點接地的一種改進方式是，將具有類似特性的電路連接在一起，然後將每一個公共點連接到單點地，如圖 2.5(b)所示。這樣在那些對公共阻抗耦合不敏感的電路之間會生一些公共阻抗耦合，而使高頻電路有良好的局部接地。了減少公共阻抗耦合，幹擾最大的電路應最靠近公共點。當一個模組中有一個以上的地時，它們應該通過背對背二極體連接到一起，避免當電路斷開時造成電路損壞。



(a)單點接地



(b)改進的單點接地



(c) 多點和混合接地

圖 2.5 單點接地

2.1.3.2 多點接地

[回目錄](#)

混合與多點接地（2.5(c)）能夠避免單純單點接地帶來的高頻問題。在數位電路和高頻大信號電路中必須使用多點接地。模組和電路通過許多短（ $< 0.1 \lambda$ ）線連接起來，以減少地阻抗產生的共模電壓。另一種方法，子單元通過許多短線與機架、地平面或其他低阻抗導體連接起來。這種方式不適合敏感類比電路，因這樣連接形成的環路容易受到磁場的影響。在這種結構中，要避免 50Hz 交流電生的幹擾是十分困難的。在更高的頻率或電平工作的電路對這種幹擾不是很敏感。多點接地的子系統在整個系統中可以與其他子系統單點接地。

2.1.3.3 混合接地

[回目錄](#)

混合接地使用電抗性器件（電感和電容）使接地系統在低頻和高頻時呈現不同的特性。這在寬帶靈敏電路中是必要的。在圖 2.5(c)所示的例子中，一條較長的電纜的遮罩外層通過多個電容接到機殼上，避免射頻駐波的生。電容阻止了直流和低頻電流，因此能夠避免兩個模組之間的地環路的形成。

在使用電抗元件作接地系統的一部分時，應注意寄生諧振的現象，這種諧振會使幹擾增強。例如，當在一條自感 0.1 H 的電纜上使用電容量 0.1 F 的電容時，將在 1.6MHz 處生諧振。在這個頻率上，電纜的遮罩層根本沒有接地。

當將直流地和射頻地（例如可以是機箱或機架結構）分開時，將每個子系統的直流地通過 $10\text{--}100\text{nF}$ 的電容連到機架上。這兩種地應在一點有低阻抗連接起來，連接點應選在最高頻率（ di/dt ）的信號存在的位置，如處理器的母板或插卡的主板。