


國立交通大學

電機學院 電信學程

碩士論文

分時多工個人通信設備

其射頻電路對本身語音信號干擾之研究



A Study of The Effects of Operation  
of RF Circuits to Effecting Speech Signal  
in TDMA Personal Communication System

研究生：張榮峻

指導教授：吳霖堃

中華民國九十七年一月

分時多工個人通信設備  
其射頻電路對本身語音信號干擾之研究

A Study of The Effects of Operation  
of RF Circuits to Effecting Speech Signal  
in TDMA Personal Communication System

研究生：張榮峻 Student: Jung Chun Chang

指導教授：吳霖堃 Advisor: Dr. Lin-Kun Wu

國立交通大學

電機學院 電信學程

碩士論文

A Thesis

Submitted to College of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of

Master of Science

in

Communication Engineering

January 2008

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十七年一月

# 分時多工個人通信設備 其射頻電路對本身語音信號干擾之研究

學生：張榮峻

指導教授：吳霖堃

國立交通大學 電機學院 電信學程碩士班



目前無線技術在分配使用者頻寬方面，有分時多工(TDMA)，編碼多工(CDMA)，分頻多工(FDMA)等等。基於成本較低以及容易實現的考量，分時多工仍是主要的實現方式。但其切割時間的特性，容易導致個人通信設備，例如 GSM，PHS 手機，或是最近 WIFI 手機，其本身的射頻電路去干擾鄰近電路的語音信號，造成令人困擾的音頻噪音。

本研究以無線網路(802.11g)為實驗平台，研究其射頻電路工作於分時多工時，對鄰近語音處理電路之影響。本研究首先探討傳導干擾以及輻射干擾機制；繼而尋求降低射頻電路干擾能力，以及增強音頻電路干擾耐受度的方法。

我們發現射頻功率放大器動作時，其固有的負載效應，使得供應電源產生漣波，進而影響音頻輸入端的偏壓，是傳導干擾的主因。再者，由於差動放大器的射頻整流現象，間歇性的射頻信號進入音頻線路會造成音頻差動放大器直流準位偏移進而產生噪音。



# A Study of The Effects of Operation of RF Circuits to Effecting Speech Signal in TDMA Personal Communication System

Student: Jung Chun Chang

Advisor: Dr. Lin-Kun Wu

Degree Program of Electrical and Computer Engineering

National Chiao Tung University



To arrange communication user resource over air, we use the method of TDMA, CDMA, FDMA and so on. For the reason of cost effectiveness and relative easy implementation, TDMA is still the most used technique such as GSM, PHS and WiFi. As its operation requires periodic switching on-and-off of the RF front end at a rate in the audio frequency range, TDMA system has a possibility to interfering its own audio signal and generates annoy noise from itself easily.

An 802.11(Wi-Fi) platform is need in this thesis for the study of effects of RF circuits on adjacent audio signal processing circuits. First, we investigate the conduction and radiation

interference mechanisms. Then, we evaluate the methods of decreasing emission capability of the RF circuits and enhancing immunity of the audio circuits.

We found the ripple voltage caused by RF PA loading effect can affect audio input circuit to generating noise, in addition, the RF rectification phenomnal on differential amplifier of audio circuit is root cause of EMI, this perceivable noise would be generated whenever audio circuit is subjected to RF signal which is amplitude modulated at an audio frequency.



## 致謝

忙碌的研究生生活終於告一段落，在此感謝吳霖堃老師對於論文的指點及教導，感謝口試委員蘇紋楓學長，黃瑞彬老師在百忙之中蒞臨指導，還有謝謝在背後支持及體諒我的親愛的家人，感謝你們。



# 目 錄

中文摘要	.....	i
英文摘要	.....	ii
誌謝	.....	iii
目錄	.....	iv
圖目錄	.....	v
一、	系統簡介.....	1
1-1	TDMA 個人通訊系統簡介.....	1
1-2	實驗系統介紹.....	5
二、	干擾成因分析.....	14
2-1	傳導式干擾.....	14
2-2	輻射式干擾.....	18
三、	防治干擾研究.....	24
3-1	傳導干擾防治研究及量測.....	25
3-2	輻射干擾防治研究與量測.....	40
四、	結論.....	49
參考文獻	.....	50



## 圖 目 錄

圖 1-1	個人通訊系統方塊圖.....	2
圖 1-2	TDMA 系統射頻輸出端動作示意圖.....	4
圖 1-3	試驗設備方塊圖.....	5
圖 1-4	試驗電路板實體圖.....	6
圖 1-5	分時多工(TDD)射頻輸出訊號.....	6
圖 1-6	單端放大器.....	8
圖 1-7	典型橋接負載放大器.....	10
圖 1-8	全差式音頻放大器.....	11
圖 1-9	音頻測試板線路圖及其兩層印刷電路板.....	13
圖 2-1	傳導干擾音頻放大器之輸出噪音訊號.....	15
圖 2-2	使用 1mm 走線做為供應電源層的模擬線路圖.....	17
圖 2-3	輻射感應電流示意圖.....	18
圖 2-4	高頻信號對二極體的工作區的影響測試環境.....	20
圖 2-5	900MHZ 高頻信號隨信號大小影響二極體偏壓曲線...	20
圖 2-6	射頻信號對差動放大器的影響實驗.....	21
圖 2-7	電壓隨偶器輸出直流電壓隨射頻信號頻率而偏移...	21
圖 2-8	射頻訊號影響音頻放大器產生噪音訊號.....	23
圖 3-1	於參考電壓加上 22uF 電容形成低通濾波器後的噪音訊號.....	26
圖 3-2	使用獨立電源於差動放大器的電源端後輸出噪音訊號.....	26
圖 3-3	於麥克風偏壓壓加上一級低通濾波器後的噪音訊號	27
圖 3-4	於麥克風偏壓壓加上兩級低通濾波器後的噪音訊號	27
圖 3-5	電源供應使用走線方式且電壓調整器遠離射頻放大器之實體位置和模擬擾動電壓.....	29

圖 3-6	電源供應使用走線方式且電壓調整器遠離射頻放大器之實體位置和模擬擾動電壓.....	30
圖 3-7	電源供應使用走線方式且電壓調整器靠近射頻放大器之實體位置和模擬擾動電壓.....	31
圖 3-8	電源供應使用走線方式且電壓調整器靠近射頻放大器之實體位置和模擬擾動電壓.....	32
圖 3-9	在使用電源層後電壓調整器遠離射頻放大器之模擬線路.....	34
圖 3-10	在使用電源層後電壓調整器遠離射頻放大器之模擬擾動電壓及零件相關位置.....	35
圖 3-11	在使用電源層後電壓調整器遠離射頻放大器之模擬擾動電壓及零件相關位置.....	36
圖 3-12	在使用電源層後電壓調整器遠靠近射頻放大器之模擬線路.....	37
圖 3-13	在使用電源層後電壓調整器靠近射頻放大器之模擬擾動電壓及零件相關位置.....	38
圖 3-14	在使用電源層後電壓調整器靠近射頻放大器之模擬擾動電壓及零件相關位置.....	39
圖 3-15	輻射干擾音頻電路量測示意圖.....	40
圖 3-16	使用 1.8mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器輸入端.....	42
圖 3-17	使用 0.4mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器輸入端.....	42
圖 3-18	使用 1.8mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器電源端.....	43
圖 3-19	使用 0.4mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器電源端.....	43

圖 3-20	使用 1.8mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器輸出端.....	44
圖 3-21	使用 0.4mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器輸出端.....	44
圖 3-22	使用 1.8mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器輸入端並加上射頻濾波器.....	46
圖 3-23	使用 0.4mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器輸入端並加上射頻濾波器.....	46
圖 3-24	使用 1.8mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器電源端並加上射頻濾波器.....	47
圖 3-25	使用 0.4mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器電源端並加上射頻濾波器.....	47
圖 3-26	使用 1.8mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器輸出端並加上射頻濾波器.....	48
圖 3-27	使用 0.4mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器輸出端並加上射頻濾波器.....	48

# 一、系統簡介

## 1-1 TDMA 個人通訊系統簡介

個人通訊系統發展至今，已經成為生活中不可缺少的一環，對於聲音的品質，跟傳輸訊號品質一樣，是相當重要的評分標準，在本文開始之前，我先對個人通訊系統作簡單的介紹。

圖 1-1 為個人通訊系統的方塊圖。在傳送聲音部分，聲音訊號會從麥克風(Microphone)進入，經過前置放大器(Pre-amplifier)將微弱的訊號放大，接下來由類比數位轉換器(Analog to Digital Converter)轉成數位訊號送到數位訊號處理器(Digital Signal Processor)作相關語音壓縮以及數位濾波等等工作，處理完的資料，會先暫存在記憶體(Memory)中。

系統處理器(System Processor)會決定什麼時候該將聲音資料交給通信訊號處理器作資料傳輸處理，而通信訊號處理器接受這些資料後，會將資料作相關編碼處理，最後由射頻模組轉成射頻訊號，經過射頻功率放大器(Power Amplifier)，再給定的時間槽(Time Slot)內將資料傳送到空氣中。

反之，在接收聲音部分，射頻模組收到的訊號，會先去掉載波訊號，剩下基頻(Base Band)訊號，通信訊號處理器會將基頻訊號作濾波，解碼等工作後，剩下純粹的壓縮語音資料，再交由數位訊號處理器解壓縮。

接下來數位聲音信號會經由數位類比轉換器(digital to Analog converter)送到放大器，最後由聲音輸出設備將聲音播放出來。

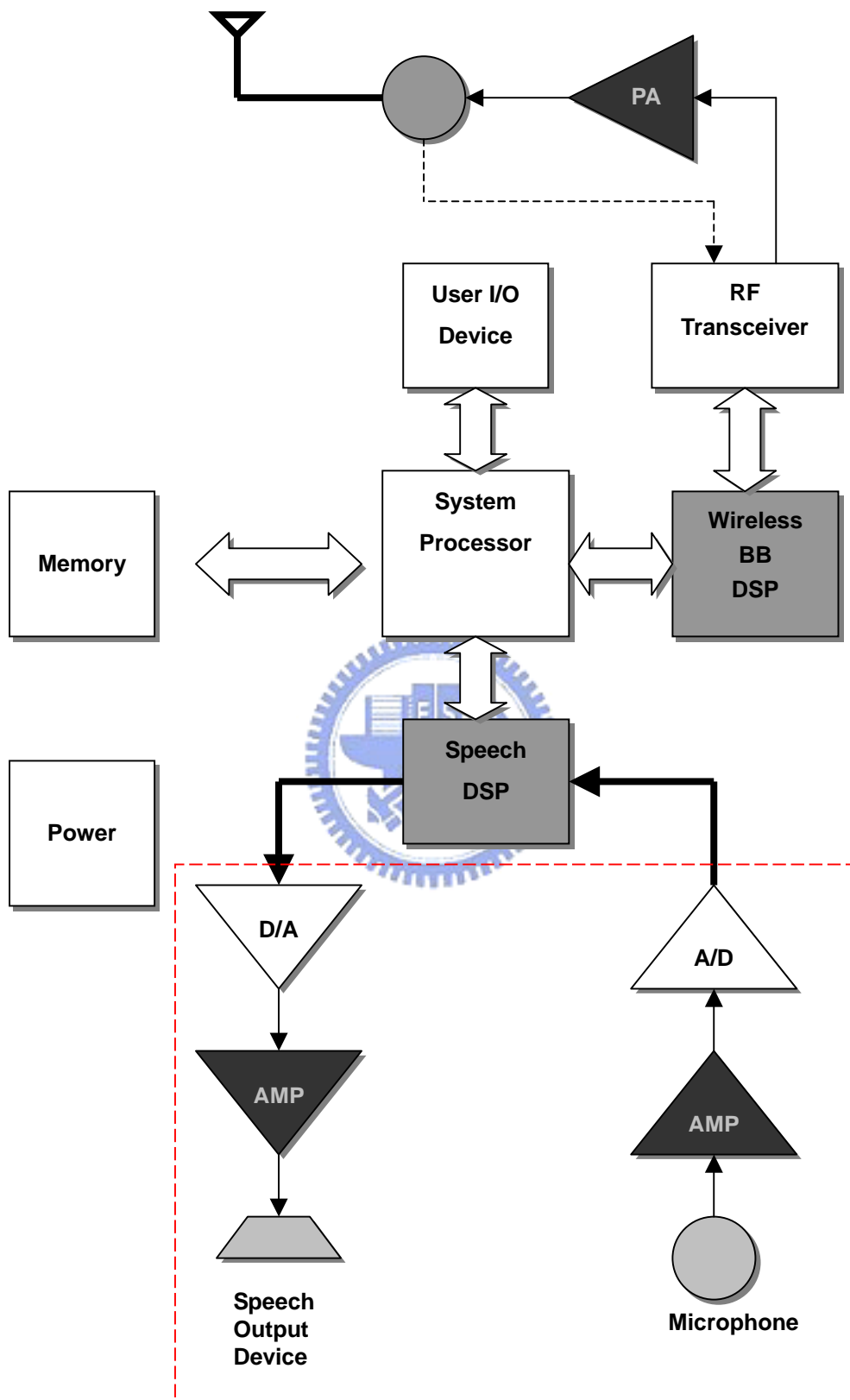


圖 1-1 個人通訊系統方塊圖

在 TDMA 系統的射頻輸出端，如圖 1-2，功率放大器須在系統允許的時間槽內(Time slot)打開，其餘時間必須關閉，這個動作的目的有兩個，其一是避免干擾其他使用者存取空氣媒介，第二是節省系統本身耗電量。

語音壓縮資料通常是連續的信號位元，以封包格式暫存於系統中，此時系統知道什麼時候須傳送封包，可以送幾個；當核定的時間一到，系統會將封包位元作編碼處理(這個動作在此不做詳述)，接著載上載頻信號，並開啟射頻功率放大器以送出射頻訊號。

假設使用者的核定的時間槽為  $T_s$ ，週期為  $T_c$ ，那麼使用者的射頻訊號應為以載波信號頻率為中心，高度與  $T_s$  成正比，寬度與  $T_c$  成正比的頻譜。大部分的 TDMA 系統，時間槽及週期都是數個到數十個毫秒(ms)；直覺上，射頻頻率不應影響到音頻電路部分。

問題的起點，通常是兩個通信設備在通話時，會聽到間歇性或連續低頻雜音，在審視問題的過程中會發現是因為射頻電路動作時，其產生的動作，干擾到音頻電路，但是整個電路板體積小，元件又多，線路複雜，到底是傳導干擾，還是輻射干擾，是音頻輸出被干擾，還是輸入受干擾，都很難清楚的釐清。

但是可以確定的是，當音頻訊號數位化後，幾乎已經不受這種干擾影響，因為數位信號可以對至少 0.5V 左右的干擾免疫(以 3V 的數位系統而言)，所以問題出現在類比電路，包括類比數位轉換器，音頻放大器，音頻輸出入設備，如圖 1-1 虛線內的部份方塊圖。

為了要研究射頻設備動作時，如何影響類比系統，我們將射頻電路與類比電路分開，射頻系統使用 IEEE 802.11 無線網路收發設備，類比電路為兩級音頻放大器，由這兩個系統，藉以模擬類比系統受射頻影響的機制。接下來，我們針對此試驗系統做詳盡的解釋。

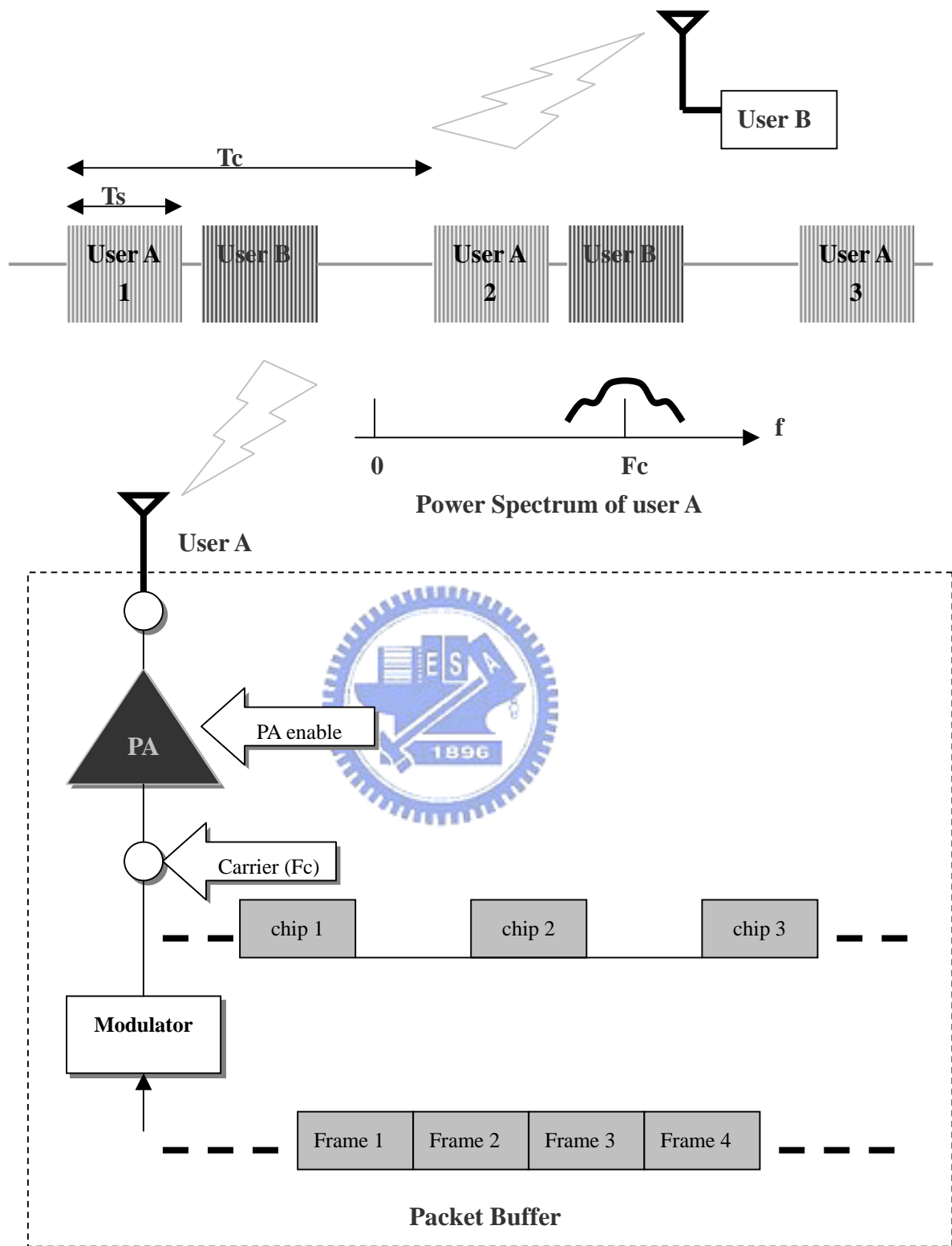


圖 1-2 TDMA 系統射頻輸出端動作示意圖

## 1-2 實驗系統介紹

為了能夠複製及模擬出正確的干擾機制，我們將射頻系統跟類比系統分開，如圖 1-3，兩者的連結只有電源的部分，類比電路的電源需要由射頻的系統電源供應。射頻系統為 IEEE 802.11 (wireless LAN)，其傳輸頻率為 2.4GHz，位元傳輸率(Bit rate)為 12 至 54Mbps，全速傳輸時，時間槽約為 0.2ms，傳輸週期為 0.5ms，如圖 1-4。射頻系統需要使用一台個人電腦，以方便控制射頻行為，例如調整輸出功率(最大輸出功率 23dBm)及 TDD 時間槽寬度及週期。類比系統使用音頻放大器的輸出當成觀察干擾的指標，且為了將輸出噪音量化，我們將音頻輸出接至音頻分析示波器。圖 1-5 為試驗電路板實體圖。

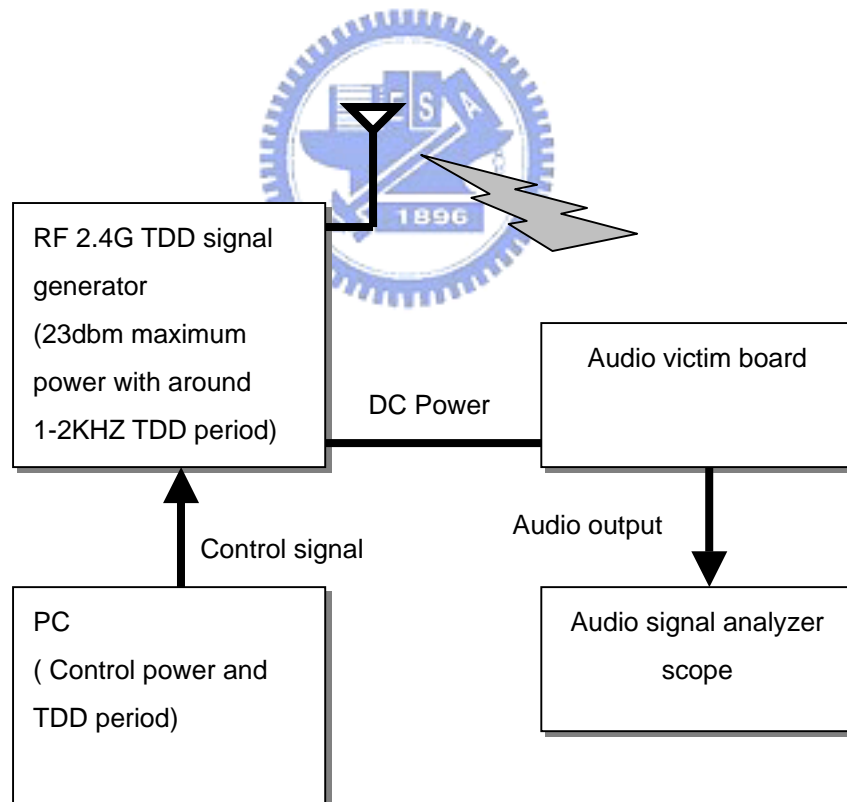


圖 1-3 試驗設備方塊圖



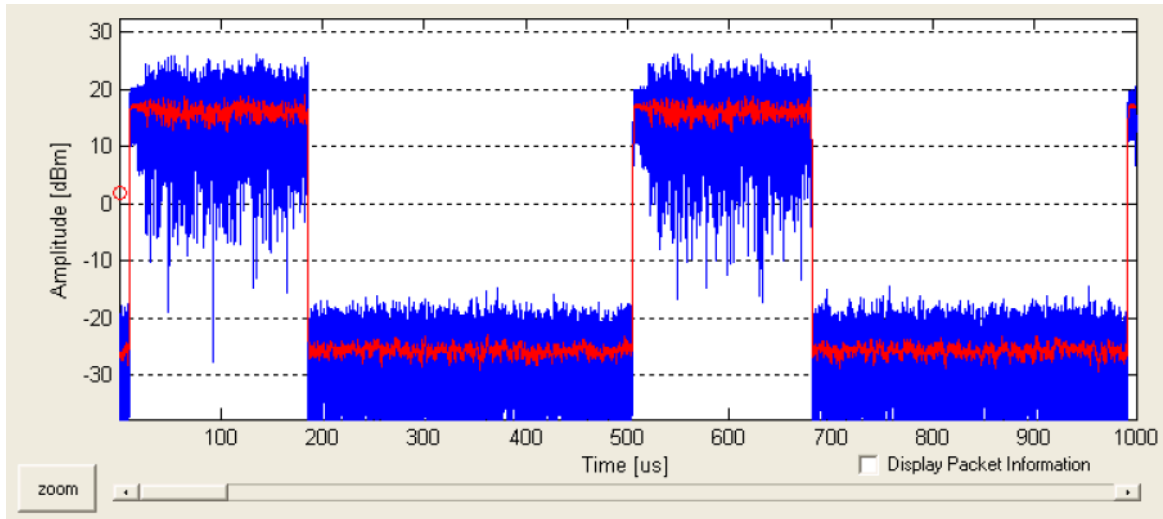


圖 1-4，分時多工(TDD)射頻輸出訊號

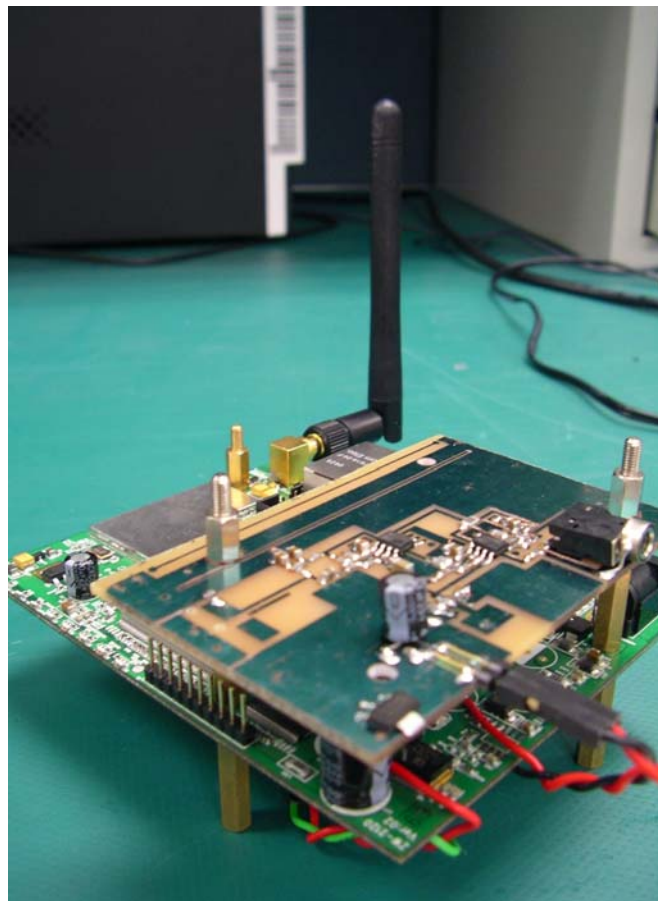


圖 1-5 試驗電路板實體圖

我們使用音頻放大器做為音頻干擾研究的主軸其原因有三。第一，幾乎所有跟音頻有關的類比電路都會使用差動放大器(包括數位類比轉換器)，所以只要能研究射頻系統對差動放大器造成的影響及其干擾機制，其他電路問題都是大同小異。第二，音頻放大器會直接放大任何訊號，所以是在音頻處理電路中最容易受影響的部份。第三，音頻放大器構造最簡單，容易釐清問題關鍵。因此在進入下一章之前，我們先針對音頻放大器以及本研究使用的電路板做介紹。

音訊功率放大器架構可分成三大類：單端(Single ended)、典型橋接負載(bridge-tied-load)和全差動式放大器(fully differential amplifier)。如圖 1-6，單端音訊功率放大器通常是所有架構中最簡單的一種，但行動電話卻較少利用它們為和弦鈴聲或免持聽筒模式等應用推動喇叭；一般說來，單端放大器是用來推動音訊輸出(Line drive)，讓使用者得以聆聽 MP3 音樂或遊戲音效。

在典型的單電源、單端電路設計中，放大器的輸出端需要耦合電容來隔離直流偏壓，避免直流電流進入負載。然而輸出耦合電容和負載阻抗卻會形成高通濾波器，其頻率由以下的方程式所決定：

$$F_c = \frac{1}{2\pi \times R_L \times C_{OUT}}$$

其中  $R_L$  是喇叭阻抗。

就效能觀點而言，此設計的主要缺點在於負載阻抗通常很小，此處是介於  $4 \Omega$  和  $8 \Omega$  喇叭之間，這將使得低頻頻率  $F_c$  變得更高。要讓低頻訊號進入喇叭， $C_{OUT}$  就必須使用很大的電容，例如在喇叭阻抗為  $8 \Omega$  的情形下，如果  $C_{OUT}$  的電容值為  $68 \mu F$ ，那麼頻率小於  $292 \text{ Hz}$  的任何訊號都會被衰減。

最後，在討論音訊放大器時，提供至負載的功率也是一項重要考量。若使用單電源的單端放大器，喇叭的一端就會透過輸出電容連接至放大器的輸出端，另一端則會接地，於是喇叭兩端的電壓就只能在  $V_{DD}$  和地電位之間改變。

根據下面這個公式，我們可以計算放大器送至負載的功率值：

$$\text{輸出功率} = \frac{(\text{輸出電壓})^2}{R_L}$$

峰至峰輸出電壓的最大值則是電源供應電壓。假設輸出為正弦波，那麼均方根值輸出電壓的最大值就是：

$$\text{單端放大器最大輸出電壓} = \frac{V_{DD}}{2\sqrt{2}}$$

理論上的最大輸出功率則為：

$$\text{單端放大器最大輸出功率} = \frac{(V_{DD}/2\sqrt{2})^2}{R_L}$$

我們將於後面證明在同樣的電源供應和負載阻抗條件下，橋式負載和全差動式放大器的輸出功率可以達到單端放大器的四倍。因此單端放大器並不適合推動音訊輸出元件，因此我們將它做為本研究中的音訊輸入(麥克風)放大器。

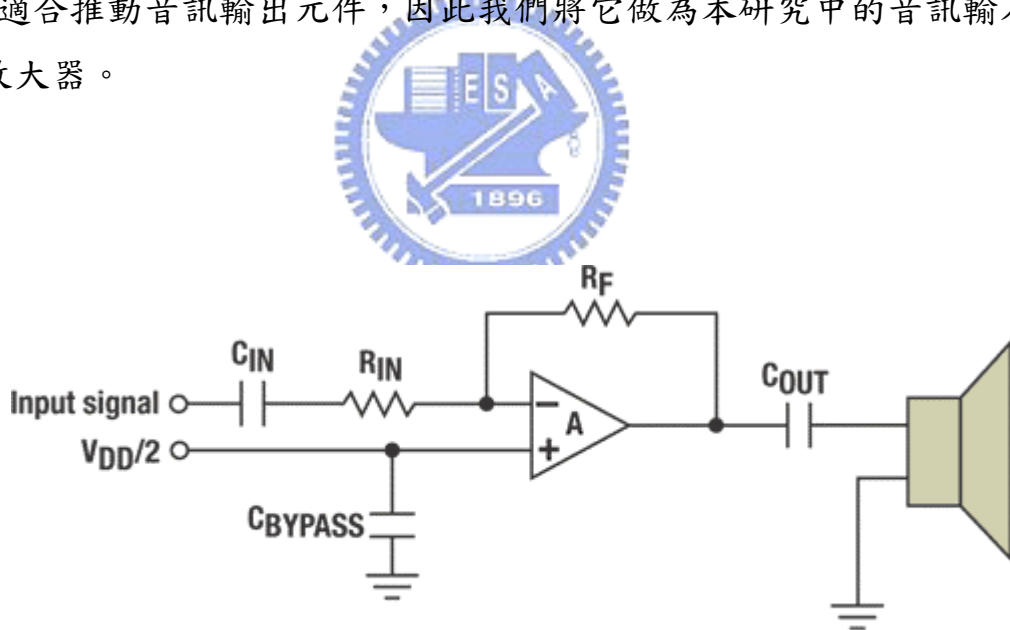


圖 1-6 單端放大器

橋式負載放大器是由兩個單端放大器組成，如圖 1-7，它們分別推動負載的一端，第一個放大器 (A) 會決定增益值，第二個放大器 (B) 則是做為單位增益反相器。這種橋式負載放大器的增益是由下式定義：

$$\text{橋式負載放大器增益} = -2 \frac{R_F}{R_{IN}}$$

受到單位增益反相放大器 (B) 的影響，放大器的增益值會加倍。傳送至負載的功率增加是這種差動式驅動電路設計的主要優點之一，利用差動方式來推動喇叭，那麼每當一端的電壓下降時，另一端的電壓就會上升，反之亦然；相較於負載一端接地的方式，差動設計的特性實際上會讓負載的電壓擺幅加倍。由於負載兩端的電壓擺幅會加倍，因此輸出功率方程式就變成：

$$\text{橋式負載放大器輸出功率} = \frac{4 \times (V_{DD} / 2\sqrt{2})^2}{R_L}$$

相較於使用單電源的單端音訊功率放大器，喇叭兩端電壓加倍後，就算電源電壓和負載阻抗都保持相同，輸出功率也會增加四倍。

旁路電容 (CBYPASS) 是另一項需要考慮的因素，該電容是電路中最重要元件，因為它會承擔多項重要功能。首先，放大器的電壓上升速率就是由旁路電容決定，若放大器的電壓上升速率緩慢，爆裂音的產生就會減少。旁路電容和負責產生電源中點電壓的高阻抗電阻分壓器電路會形成一個 RC 時間常數，而如前所述，只要這個時間常數大於 50 ms，使用者就不會聽到爆裂音。

旁路電容的第二個功能是減少電源供應所產生的雜訊，這個雜訊是由耦合進來的輸出驅動訊號所產生，該訊號則來自於放大器內部的電源中點電壓產生電路。這個雜訊會造成電源供應拒斥比的下降，例如在電源供應充滿了雜訊的系統中，它會影響系統的總諧波失真與雜訊值。

相較於單端音訊放大器，這類架構的優點是它在相同電源供應下能提供較高的輸出功率；除此之外，它也不再需要輸出直流阻隔電容，因為喇叭兩端的  $V_{DD}/2$  偏壓就能將直流偏壓抵消。現在，低頻效能只會受到輸入

電路和喇叭響應能力的限制。

然而這類電路也有明顯缺點，例如雜訊耦合至單端輸入後，就會被放大器放大並出現在輸出端，其倍數相當於放大器的增益值。

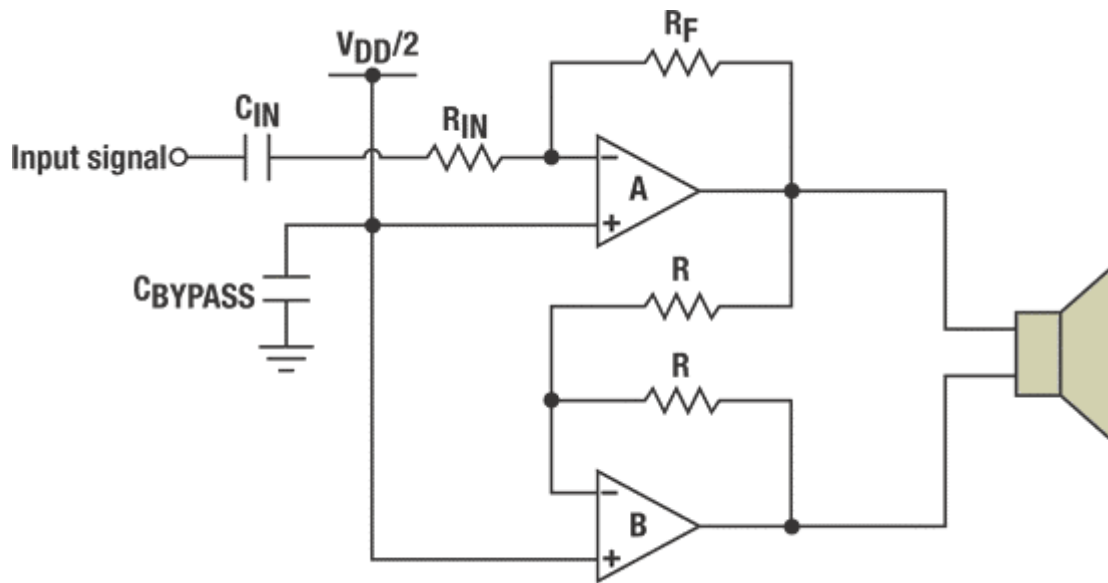


圖 1-7 典型橋接負載放大器

許多行動電話、PDA、智慧型手機和新型無線裝置現已採用一種新型的音訊功率放大器架構，它是如圖 1-8 所示的全差動式音訊放大器。全差動式放大器的增益值定義如下：

$$\text{全差式放大器增益} = \frac{R_F}{R_{IN}}$$

全差動式放大器採用差動輸入和差動輸出。這些功率放大器包含差動和共模回授電路，差動回授確保放大器提供差動電壓輸出，其值等於差動

輸入乘上增益值。回授電路則是由外部增益值設定電阻來擔任。

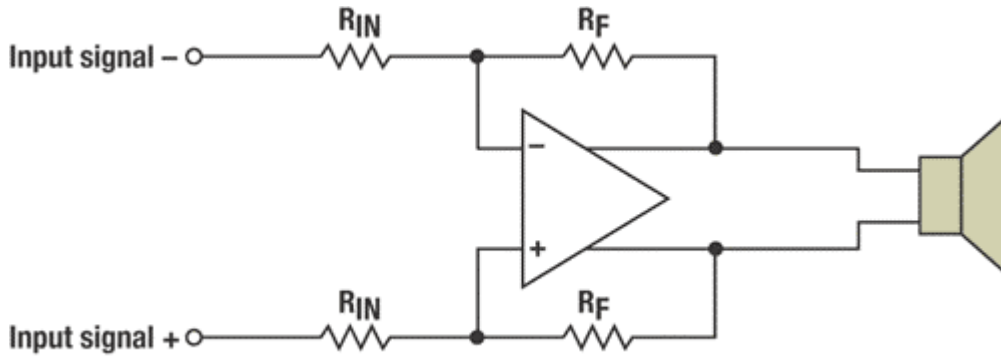


圖 1-8 全差動式音頻放大器

共模回授確保無論輸入端的共模電壓為何，輸出端的共模電壓都會偏壓至  $V_{DD}/2$ 。這個回授電路已內建至元件中，它會利用分壓器和電容來產生穩定的電源中點電壓；輸出電壓會被偏壓至  $V_{DD}/2$ ，確保一個輸出不會在另一個輸出之前被截波。

凡是橋式負載放大器勝過單端放大器的優點，全差動式放大器也都具備，但它另有三項重要優勢勝過典型的橋式負載放大器。首先，它不再需要輸入耦合電容，因為使用全差動式放大器後，輸入端就能偏壓至電源中點以外的其它電壓，所使用的放大器則須擁有良好的共模拒斥比 (CMRR)。

其次，中點電壓的供應電源也不再需要旁路電容 CBYPASS，因為中點電壓的任何改變都會等量影響正通道和負通道，並且在差動輸出端相互抵消。拿掉旁路電容會使得電源拒斥比稍為下降，但由於它能省下一顆外部零件，設計人員或許仍願接受這個略為降低的電源拒斥比。全差動式放大器的最後一項主要優點是它提供更強大的射頻雜訊抵抗能力，這主要歸功於它擁有很高的共模拒斥比，並且採用全差動式架構。

要得知負載輸出功率，我們可以使用類似於橋式負載放大器的計算方式，因為它也是全差動式放大器。記住當喇叭一端的電壓下降時，另一端

就會上升，反之亦然；同樣的，相較於負載一端接地的方式，這種設計會讓負載的電壓擺幅加倍。橋式負載在理論上的最大輸出功率為：

$$\text{全差式放大器輸出功率} = \frac{4 \times (V_{DD} / 2\sqrt{2})^2}{R_L}$$

和橋式負載放大器的情形一樣，在同樣的電源電壓和負載阻抗下，喇叭兩端電壓加倍會使得輸出功率增加四倍。相較於前面介紹的各種放大器，這種架構的最大優點在於它的抗雜訊能力。

因為全差動式放大器採對稱結構，所以理論上它有極佳的共模拒斥比 (CMRR)，對於電源的傳導干擾以及輸入端的感應干擾都有非常優良的抑制能力。但是全差式放大器的設計較精良，所以它的成本也比較高，並不符合本研究的精神，因此我們使用橋接負載放大器做為我們研究中的音頻輸出放大器。

因此我們設計的音頻實驗電路板線路如圖 1-9 所示，U6A 及週邊線路為輸入級音頻放大器，使用單端輸入設計，V14，R28 為麥克風輸入信號及內阻；U4A, U3A 及其週邊線路為音頻輸出級放大器，使用橋式負載設計，R7 為音頻輸出阻抗，V10 為直流電源輸入。此外，為了實驗方便，我們預留相當的電容電阻以及 Jumper 位置，這部分會再接下來的實驗中詳述。最後，線路圖的下方是製作完成的印刷電路板上層走線圖，我們使用兩層板設計，上層為走線，下層為接地層。

下一章，我們將使用這套實驗板，大略複製出音頻電路受射頻電路干擾的機制，以及探討它可能受干擾的原因，第三章，我們會將所有可能干擾的機制藉由一些電路方式一一釐清以及探討最佳的防治方式。

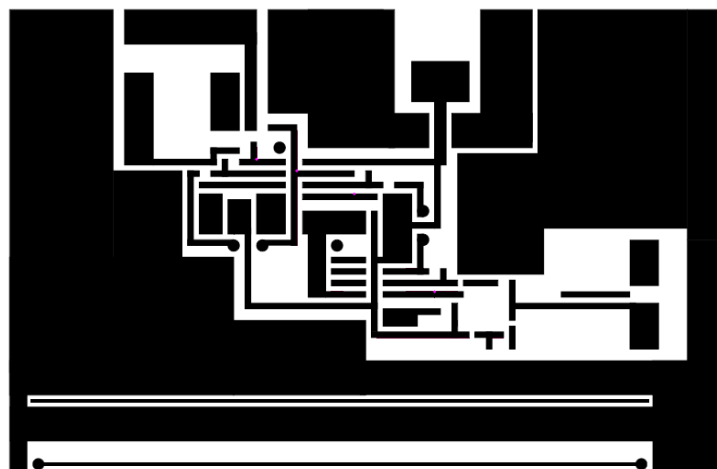
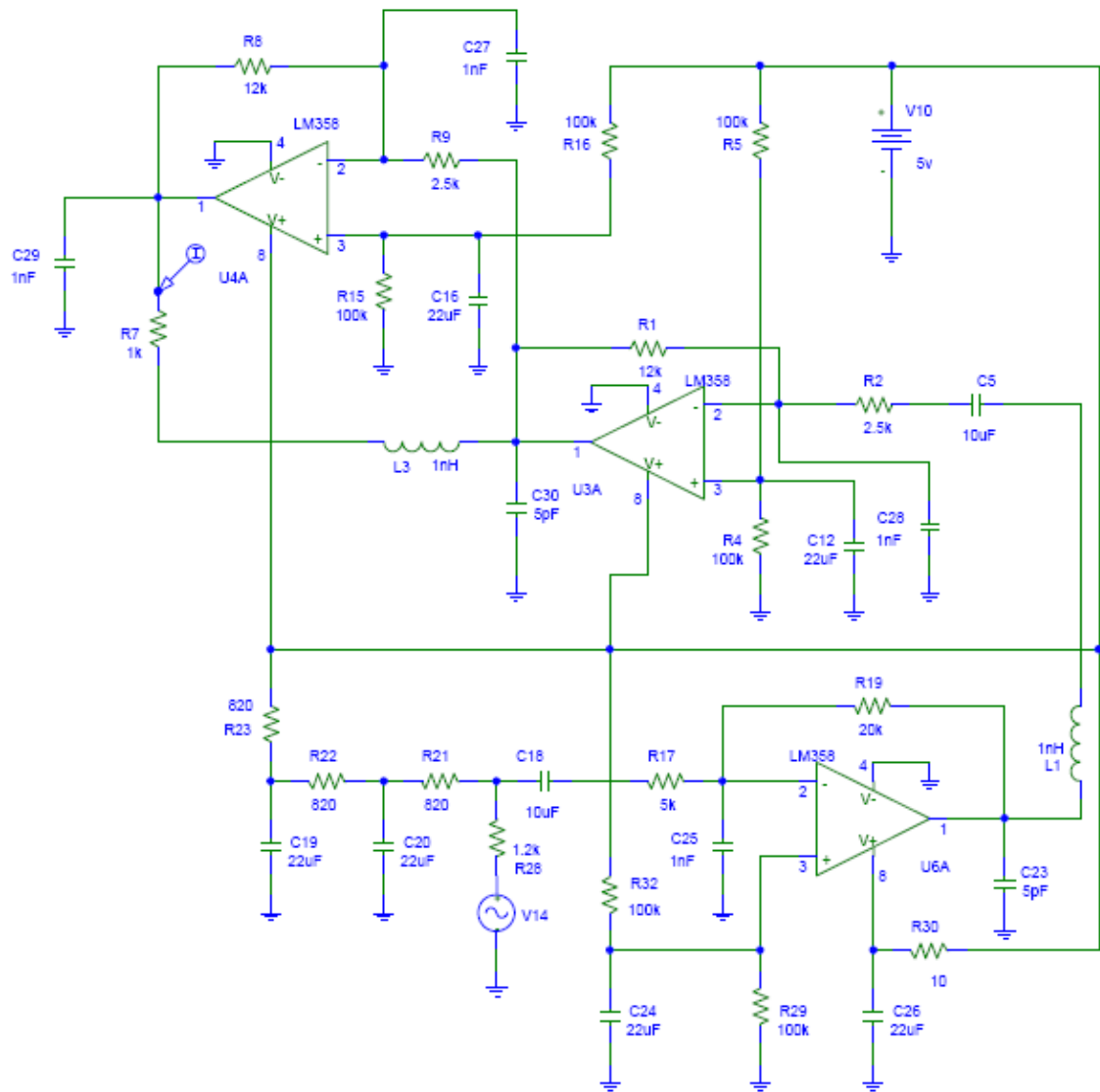


圖 1-9 音頻測試板線路圖及其兩層印刷電路板



## 二、 干擾成因分析

在所有的電氣干擾機制中，不外乎傳導干擾以及輻射干擾，在本研究中，不理想的類比電路供應電壓為傳導干擾的主因，而射頻的近場干擾為輻射干擾的元兇，而且這些干擾機制通常出現於 TDMA 系統；如果射頻電路在通信期間是一直開啟的，例如 CDMA 系統，將不會出現這種干擾現象。

接下來的章節，會利用實驗設備模擬出干擾機制，並且探討造成干擾的原因。

### 2.1 傳導式干擾

當射頻放大器工作於分時多工模式時，會在規定的時間槽將放大器打開並送出射頻信號，在其他時候則將放大器關閉以節省電源。

在個人通信設備元件中，功率放大器是屬於高消耗電流的元件，就算低功率的無線網路（IEEE 802.11），射頻放大器輸出功率 14dBm 也須消耗至少 200mA 直流電流，更別說大功率的 GSM 手機，射頻放大器消耗電流通常大於 500mA 直流電流。

當射頻放大器打開消耗大電流，之後再關閉，就如同負載變動，此時供應電壓源無法適時調整時，輸出電壓會由於電源內阻隨之變動，造成如同電壓漣波，而且頻率介於音頻範圍，傳導干擾便會經電源層，干擾類比信號。

為了複製出這種干擾機制，我們將測試設備的射頻輸出天線移除，並且使用終端電阻做匹配，以防止射頻放大器因功率反射而燒毀，接下來將供應射頻放大器的電源層連接於類比測試板的輸入電源。設定完畢後，啟動射頻電路以產生週期介於 1-2kHz 的 TDD 信號，這時候可以發現，在啟動射頻信號後，類比電路板的音頻放大器輸出端產生如圖 2-1 的噪音信號。

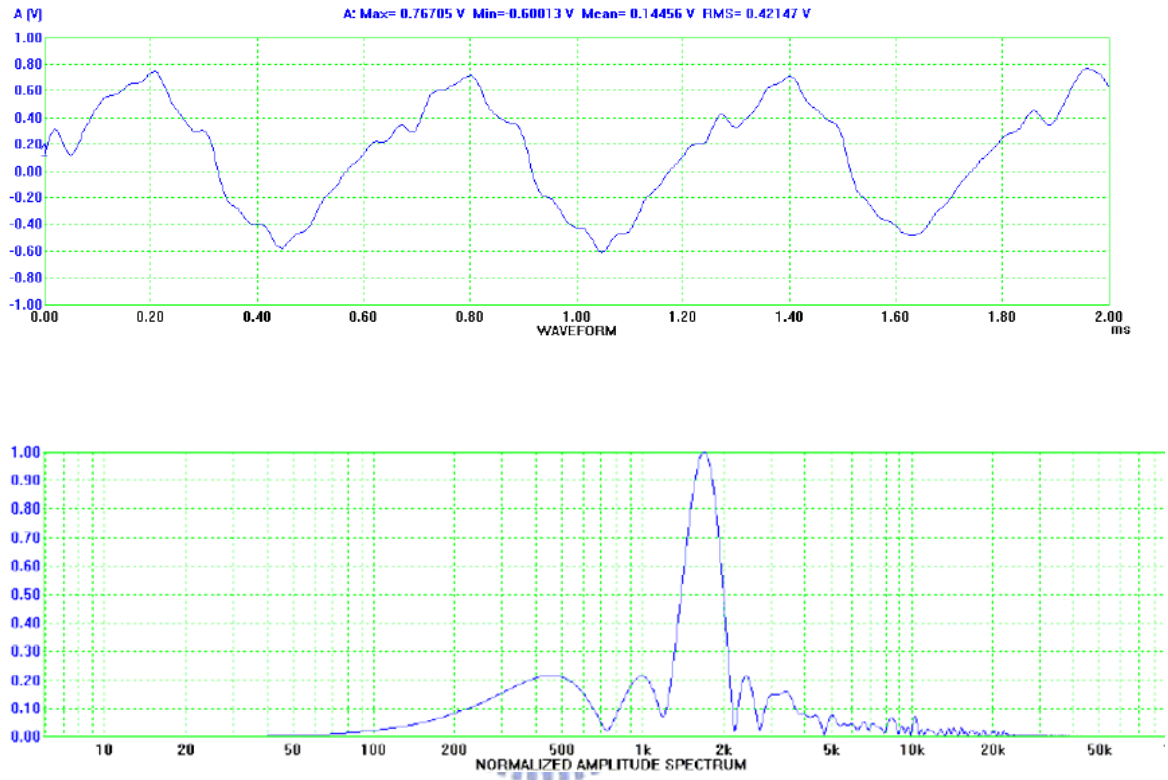


圖 2-1 由於射頻放大器干擾類比電路電源導致音頻放大器輸出之噪音訊號；上圖，噪音時域信號；下圖，比例頻譜圖，主頻率大小為 1，其他頻率為主頻率比例大小。

為了更清楚解釋這個機制，我們使用 PSPICE 模擬這電壓變動的狀況。圖 2-2(a)為模擬電路，假設我們使用一般的線性電壓調整器(Linear Regulator)，其內阻一般為 0.01 OHM，且當射頻放大器工作時消耗電流 330mA，關閉時消耗 1mA。假設音頻放大器置於電壓調整器以及射頻放大器中間，三者電壓層使用 1mm 寬走線，電壓調整器距離射頻放大器 3cm，電源層厚度為 35  $\mu\text{m}$ ，經由電阻計算公式

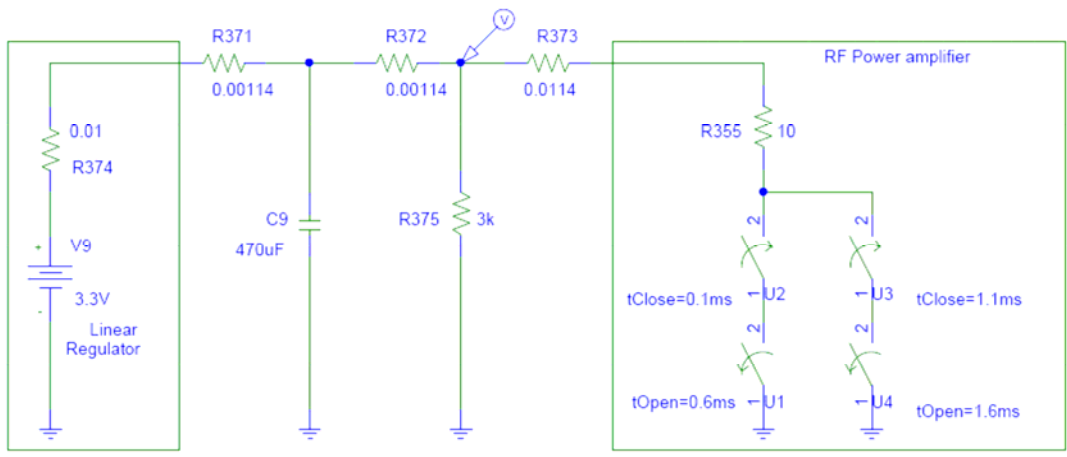
$$R = \frac{\rho \times \ell}{A} = \frac{2 \times 10^{-6}}{35 \times 10^{-4}} = 0.057 \times 10^{-2} \Omega / \text{cm}$$

因為電源層阻抗包括電源層以及地層(Ground plane)，所以最後得到模擬的阻抗為  $0.114 \times 10^{-2} \Omega / \text{cm}$ ，因此電壓調整器與射頻放大器電源層阻抗為  $0.00342 \Omega$ ；其中 R375 為模擬音頻放大器負載，C9 為系統電容。

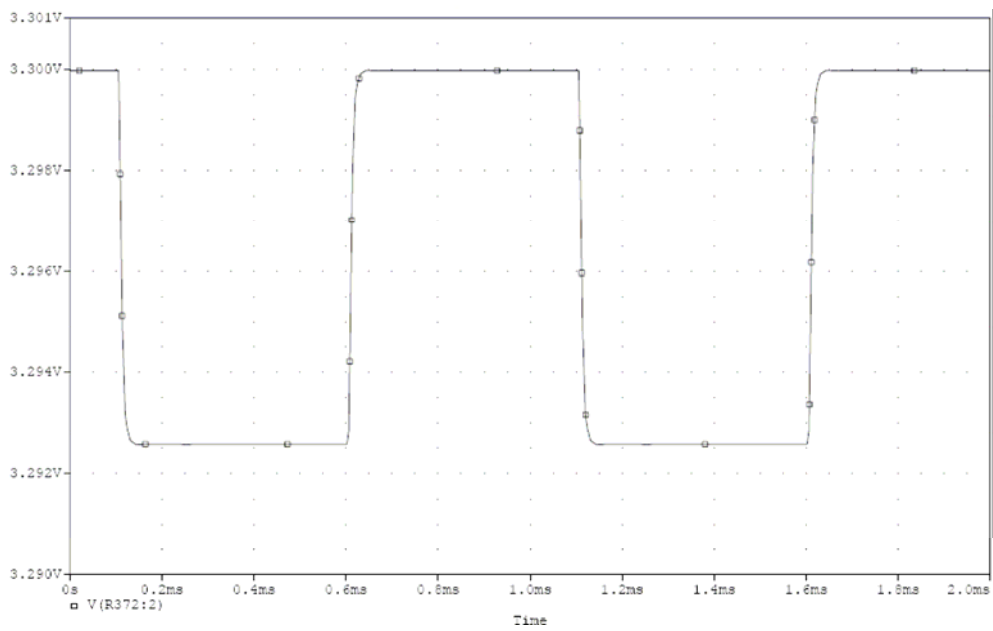
模擬的結果如圖 2-2(b)，可以清楚的發現電壓變動的現象，最主要的影響在於電壓調整器的內阻，且線性電壓調整器並沒有自動調整電壓的機制，以致於當電流變動劇烈時，輸出電壓只能隨之變動。

數位電路對這樣的電壓變動是可以接受的，所以也不會產生問題，但是類比電路的電源如果這樣變動，對放大器輸入端而言，這是一個強大的干擾源，也就是說，如果放大器的參考電源或是麥克風的偏壓電路使用這個電壓源，那放大器的輸出端就會產生出這個放大的干擾信號；假設音頻放大器放大倍率為 20，而干擾電壓  $V_{p-p}$  為 0.007V 且從麥克風偏壓線路進入音頻放大器輸入端，那麼音頻輸出的噪音輸出  $V_{p-p}$  便為 0.14V，。

一般來說，我們會直覺的加上大電容，這是有用的，理論上，電容加的越大，電壓變化的狀況有辦法消失，但是問題來了，電容值大小跟體積是成正比，1000uF 的電容大小跟手機天線一樣，在市場上要求手機體積越來越小，這個方法是不可行的，所以在第三章中，我們會針對傳導干擾進行更深入的研究，期待以最佳的解決方式來改善這電壓變動的現象。



(a)



(b)

圖 2-2(a)，使用 1mm 走線做為供應電源層的模擬線路圖；

圖 2-2(b)，模擬之受射頻放大器干擾的電源

## 2-2 輻射式干擾

對於輻射干擾源的遠場(far field radiation)而言，印刷電路板上的微帶線(Microstrip line)都不是良好的接收天線，因為根據天線理論，良好的傳送天線也會是良好的接收天線，而微帶線輻射遠場將會因為差模電流抵消。

如圖 2-3，當微帶線接收到遠場輻射時，信號走線會感應電流  $I_a$ ，接地層則產生映對電流  $I_z$ ，兩者方向相同而且大小相同，因為對遠場輻射源而言，微帶線與其電源層迴路(Power Plane return path)位置一樣，所以感應的電流也會一模一樣。對於音頻電路的輸入端而言，此干擾電流幾乎為零。

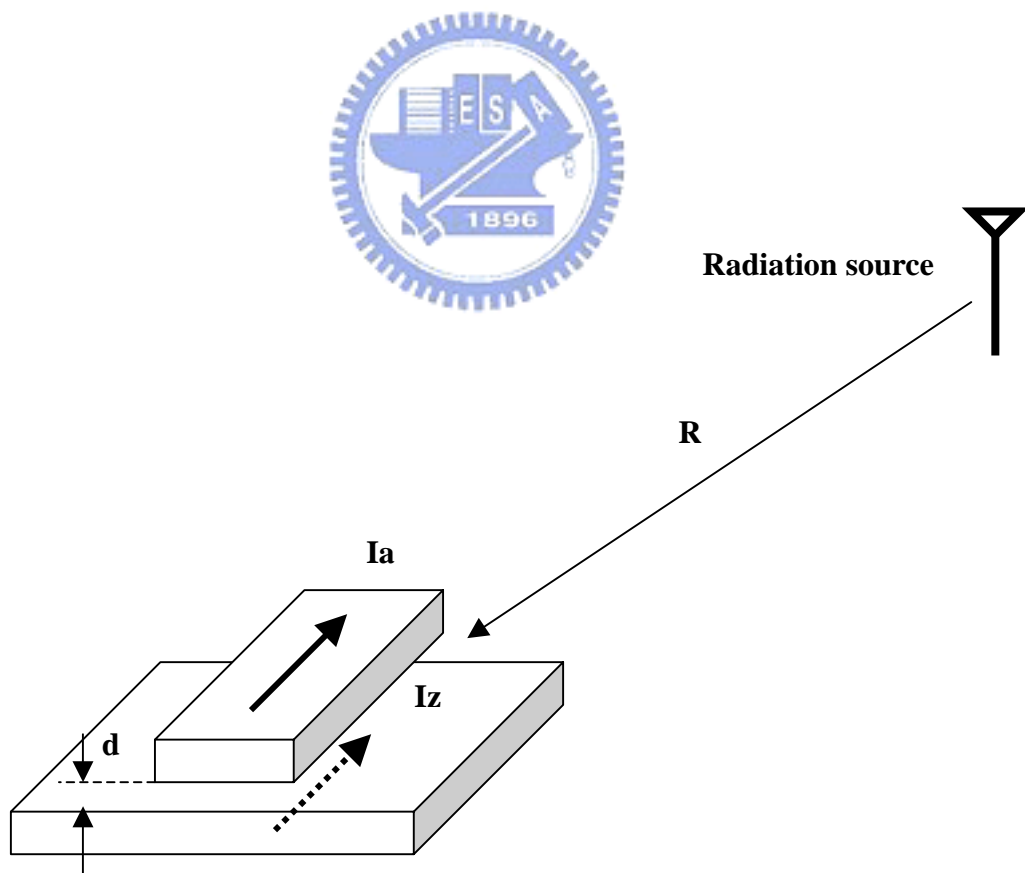


圖 2-3 遠場輻射時  $R \gg d$ ，感應電流  $I_a = I_z$

但是對於近場輻射(Near field radiation)，這個理論並不適用。任何導線可能都會受到干擾，包括雙絞線或是屏蔽不良的同軸電纜，因為在近場狀況下，電磁場型很難預測跟分析。只要感應電流不對稱  $I_a \neq I_z$ ，音頻電路的輸入端就會有輻射干擾電壓。

在本文中，輻射干擾源是分時多工存取的訊號，我們可以視為間歇性的高頻訊號，以毫秒(mS)為單位間斷傳送，其頻譜應為以載波頻率為中心(通常為 GHz)，隨頻率向左及向右衰減，頻寬為數 kHz，理應到音頻頻段時，能量大小是微乎其微，怎麼可能會影響到音頻電路。

因此，我們假設這些高頻能量會影響電晶體的特性，造成工作區偏移，所以當間歇性的高頻信號導入音頻電路中，由於積體電路的電晶體數量龐大，會造成難以預測的輸出結果，但是可以預測的是，他會隨著間歇的高頻干擾，輸出間歇的噪音，甚至引發震盪，讓噪音加劇。

在 IEEE 發表的論文中，已經有人針對這類問題做了相關的研究。這份研究為了探討高頻信號如何影響電晶體的工作區，先從簡單的二極體實驗開始。如圖 2-4，研究中使用 900MHz 高頻信號，經過 Bias Tee 隔離，加在二極體兩端，以高頻信號大小為變數，逐次量測其電壓電流曲線，結果如圖 2-5。我們可以明顯的發現，固定電壓下，電晶體電流會隨著高頻信號變大成正比，或者說，定電流模式下，二極體的接面逆電勢會隨著高頻信號變大而降低。研究中說明這是因為高頻信號影響二極體的 PN 接面，隨著高頻信號增大，使得接面上的電子活動加劇，因此接面逆電勢會跟著變化。

音頻放大器中最常使用的元件是差動放大器(operational amplifier)，研究中也針對差動放大器做相關的實驗。如圖 2-6，研究中使用一般 741 差動放大器，將差動放大器接成電壓隨偶器(Voltage follower)，當射頻頻率變化時，原本應該維持零電位的輸出直流電壓開始飄移，當頻率越大時，飄移電壓越大，如圖 2-7。這個現象是因為差動放大器的扭轉率(Slew rate)限制，並且差動放大器並非線性及完美對稱，因此正極差動輸入的扭轉率不同於負極，導致輸出電壓差。

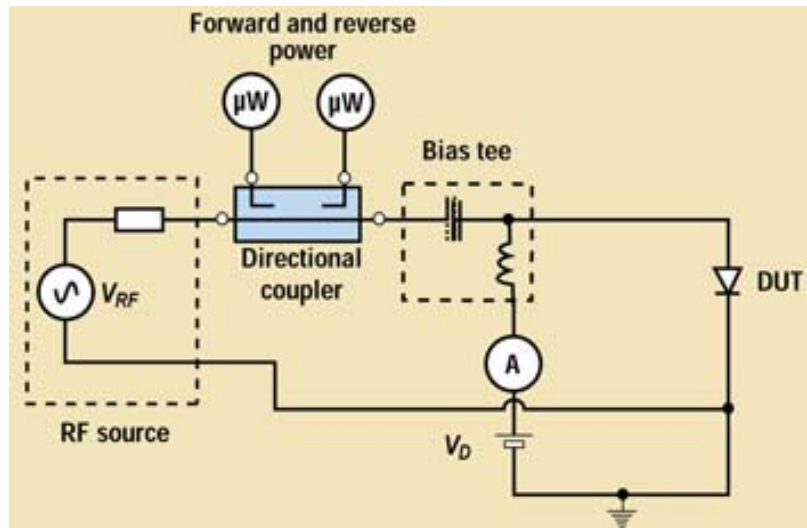


圖 2-4 高頻信號對二極體的工作區的影響測試環境

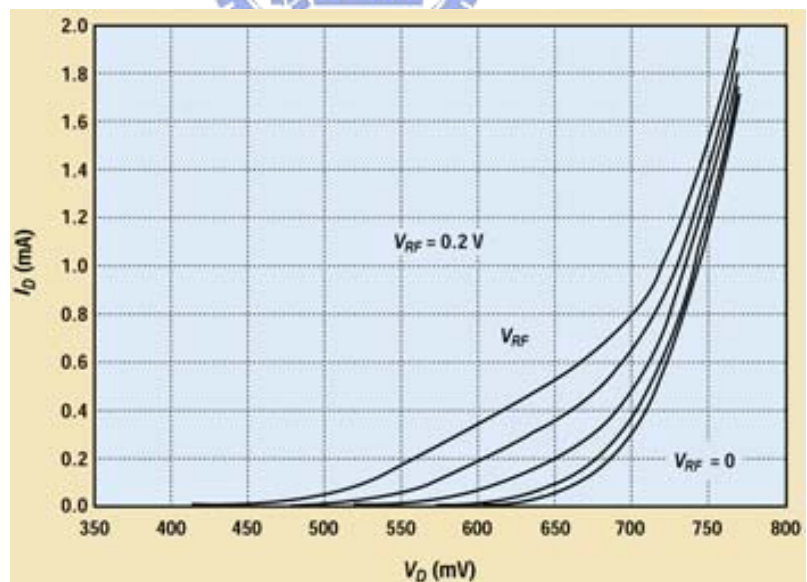


圖 2-5 900MHz 高頻信號隨信號大小影響二極體偏壓曲線

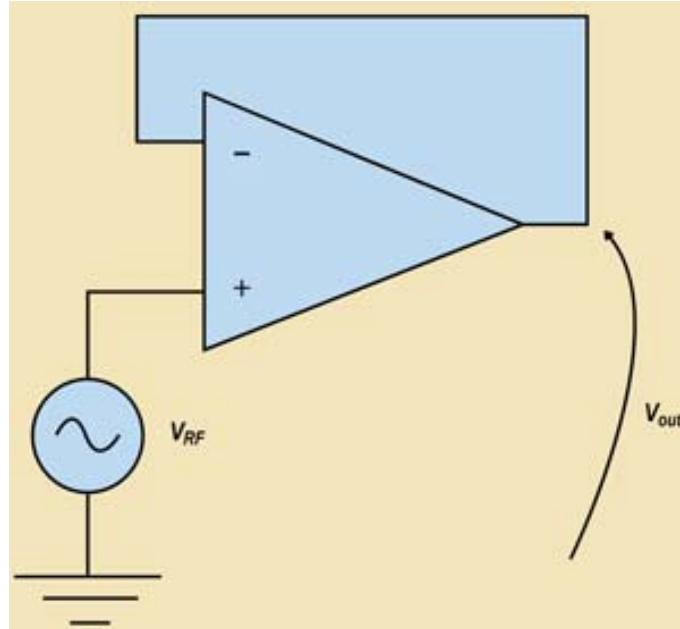


圖 2-6 射頻信號對差動放大器的影響實驗

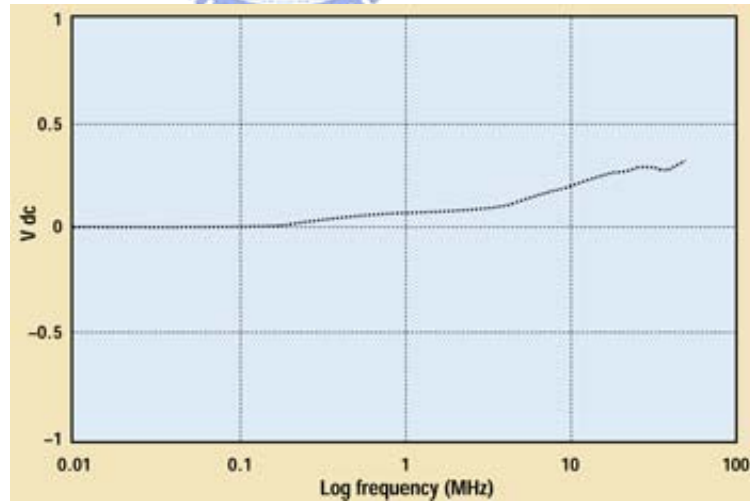


圖 2-7 電壓隨偶器輸出直流電壓隨射頻信號頻率而偏移



連接放大器和音源的輸入導線具有天線作用，很容易拾取發射機的射頻訊號，因而使該射頻訊號成為放大器輸入訊號的一部份。因為900MHz的射頻波長為30cm，因此一段7.5cm長的導線(理論上)將成為一個高效率的四分之一波長天線(相對於900MHz)。3.5cm的四分之一波長天線也很容易拾取到1.9GHz的GSM發射訊號。而PCB上的訊號導線長度一般非常接近這一頻率範圍訊號的四分之一波長，因此音訊放大器很容易接收到高頻干擾訊號。

相同的，我們使用測試設備複製出此一現象，首先，我們先用獨立電源供應類比測試板，以防止傳導干擾影響試驗結果，接下來將天線裝置於類比電路板旁，我們可以輕易的得到如圖2-8從橋式負載音頻放大器輸出的噪音訊號；附帶一提的是，在本研究中，如果量測到輸出的噪音信號峰對峰值大於10mV，實際上就可以從音頻輸出設備聽到明顯的噪音。



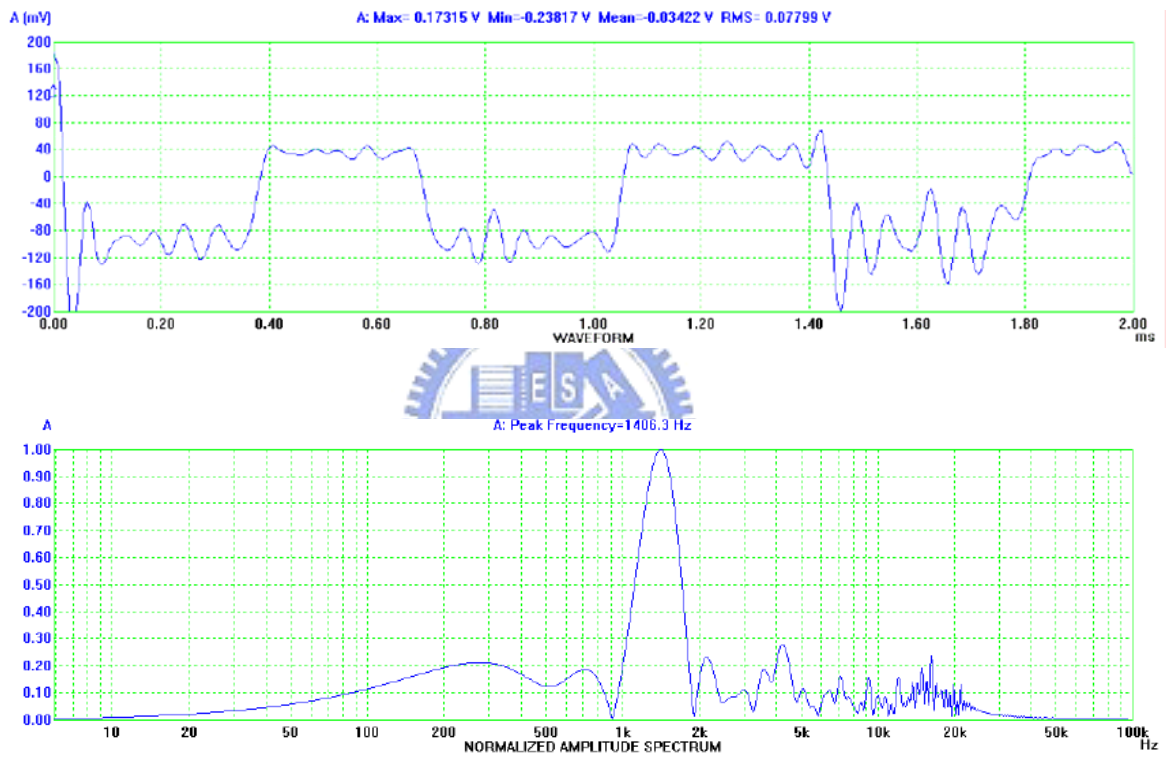


圖 2-8 射頻訊號影響音頻放大器產生噪音訊號；上圖，噪音時域信號；下圖，比例頻譜圖，主頻率大小為 1，其他頻率為主頻率比例大小。

### 三、 防治干擾研究

在前一章，我們已對造成音頻干擾的射頻干擾源做了相當的分析，也對此類干擾成因有了相當的了解。在傳導式干擾部分，射頻功率放大器在給定的傳輸時間內啟動，其餘時間內會關閉，此一行為會造成對電源部分的干擾。此外，在輻射式干擾部分，近場的輻射源，對於干擾音頻線路的影響，遠大於遠場輻射源。

在實驗的過程中，我們發覺射頻系統干擾音頻電路似乎是無法避免的，因為在近場輻射干擾下，所有的導體都會受到輻射干擾影響，其受干擾程度取決於電磁場大小。所以在產品設計初期，應該把天線及射頻電路跟音頻電路的位置做適當的考量，以降低近場輻射干擾的程度。

除此之外，音頻線路還是有可能遭受射頻訊號影響，例如外接式的麥克風，其導線也會受到射頻干擾，接著進入音頻放大器。因此本章研究目標在於如何使用電路方法或是印刷電路板特性來改善音頻電路受干擾的程度。

### 3.1 傳導干擾防治研究及量測

在第二章中，我們量測到因傳導干擾導致的噪音信號(圖 2-1)，是由單純的兩級音頻放大器，在沒有任何防治措施下量測到的輸出結果；請參考電路圖 1-9，無防治措施的兩級音頻放大器組成元件為 U4A、U3A、U6A、R7、R8、R9、R15、R16、R1、R2、R4、R5、R17、R19、R29、R32、R30、C5、C18。同樣供應射頻放大器 5V 電壓為音頻放大器電源 V10。L1、R21、R22、R23 改成 0 OHM 電阻。

電路中的 R15、R16 和 R4、R5 以及 R29、R32 組成的分壓電路提供音頻放大電路一個電壓參考準位，其使用的偏壓也是受干擾的電壓源，所以我們相信它也會在輸出產生噪音，為了驗證這一點，我們同時加上 22uF 電容於 C12、C16、C24 等位置，目的是讓連接電源的電阻與加上的電容形成低通濾波器，並量測音頻測試板輸出的噪音，如圖 3-1。

比較圖 2-1，我們發現輸出噪音值並無明顯變化，其最大的原因在於參考電壓的變化並不會被放大器放大，但是它也的確會產生部份的噪音信號；所以經由調整電容值改變濾波效果應該成效不大，所以我們直接檢驗下一個可能性。

差動放大器的抗電源擾動率(Power supply rejection ratio)在頻率 10KHz 以下一般為 60dB 以上，所以這擾動電壓並不會造成噪音，為了驗證這一點，我們使用獨立電源於差動放大器的電源端，其輸出訊號如圖 3-2 的，可以發現並無明顯的變化。

最後我們試著在麥克風偏壓電路加上低頻濾波器，請參考電路圖 1-9；R28 為麥克風內阻，V14 為麥克風信號源，R21、R22 及 R23 形成偏壓電路，在未加上濾波器電容之前，擾動的供應電壓會經偏壓線路進入放大器，最後由音頻輸出級產生噪音；但是加上 C20 後，偏壓電路形成一級低頻濾波器，可以發現輸出噪音有明顯變小，如圖 3-3。進一步加上 C19 以形成兩級低頻濾波器，我們可以發現噪音訊號已經完全消除，如圖 3-4。

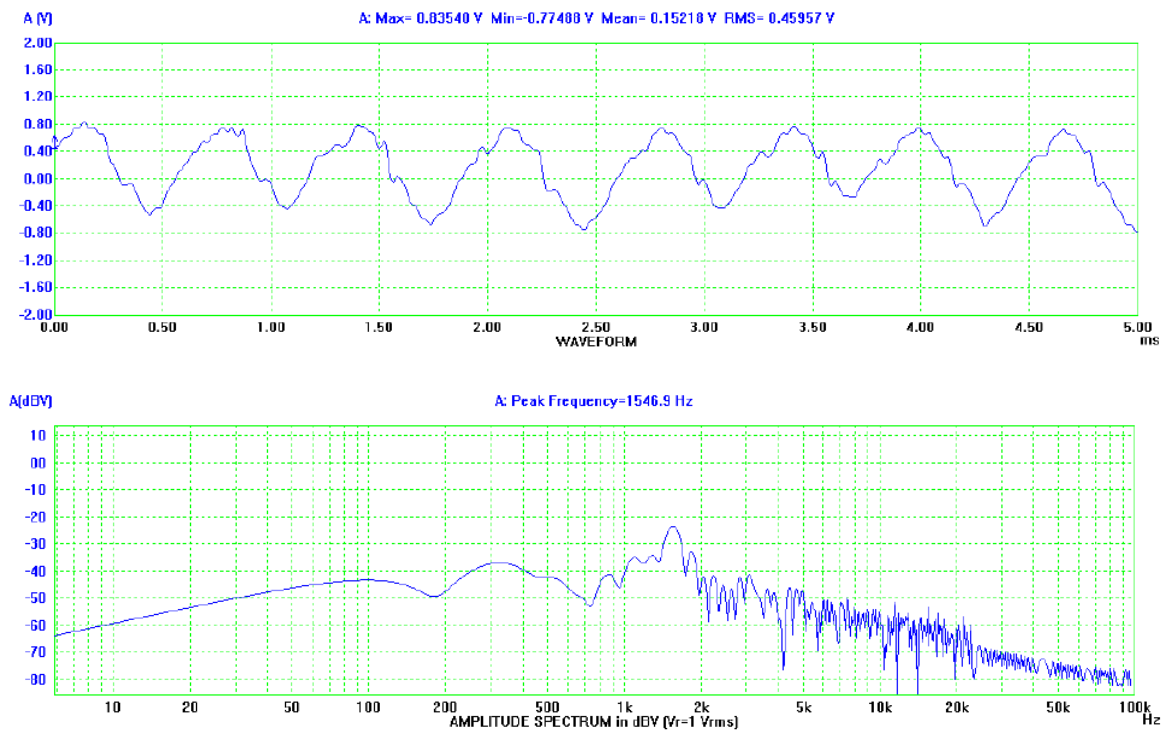


圖 3-1 於參考電壓加上 22uF 電容形成低通濾波器後的噪音訊號

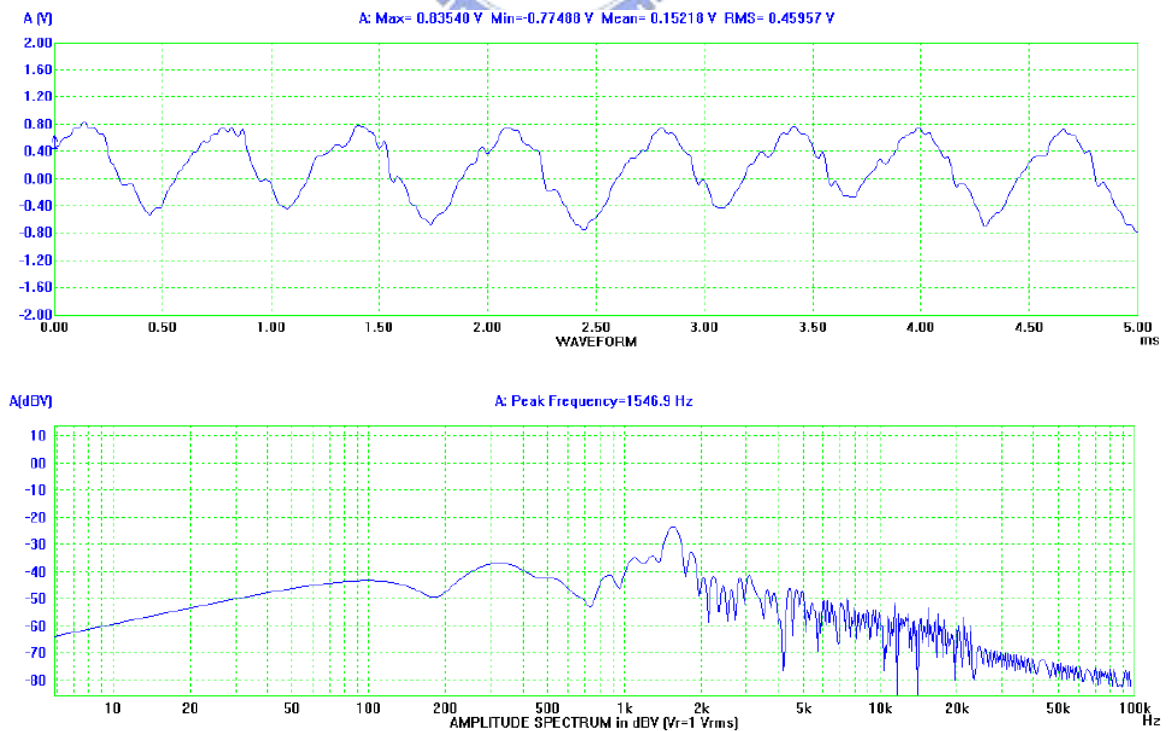


圖 3-2 使用獨立電源於差動放大器的電源端後輸出噪音訊號

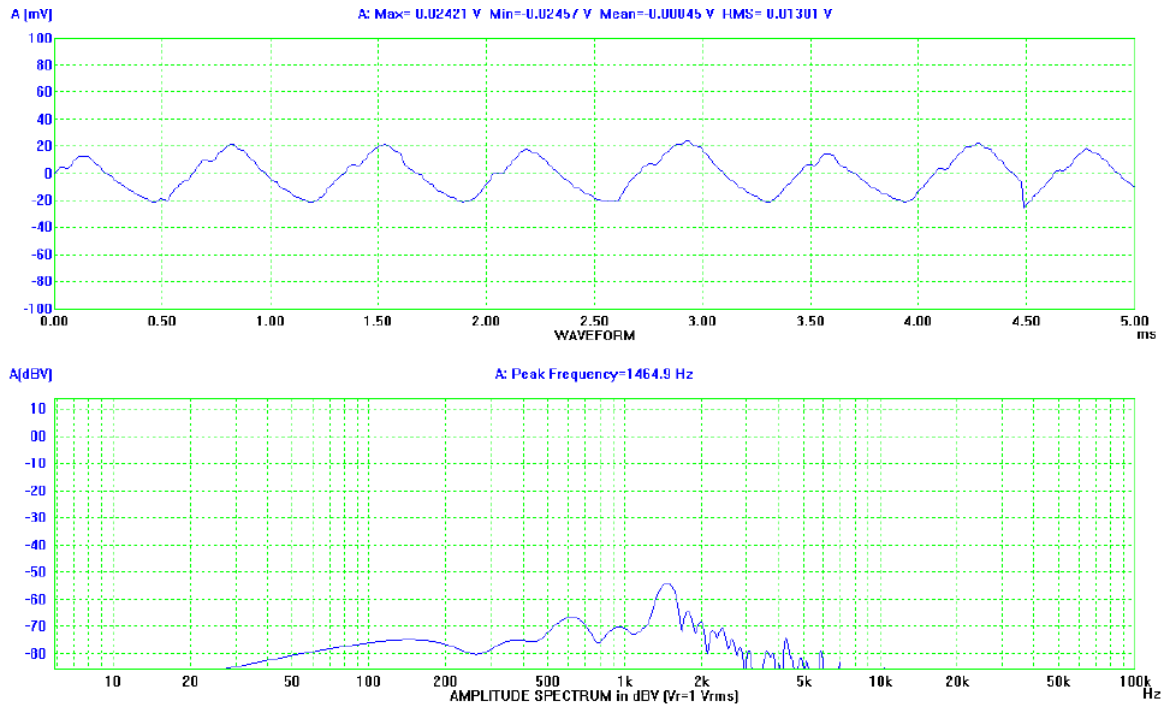


圖 3-3 於麥克風偏壓壓加上一級低通濾波器後的噪音訊號

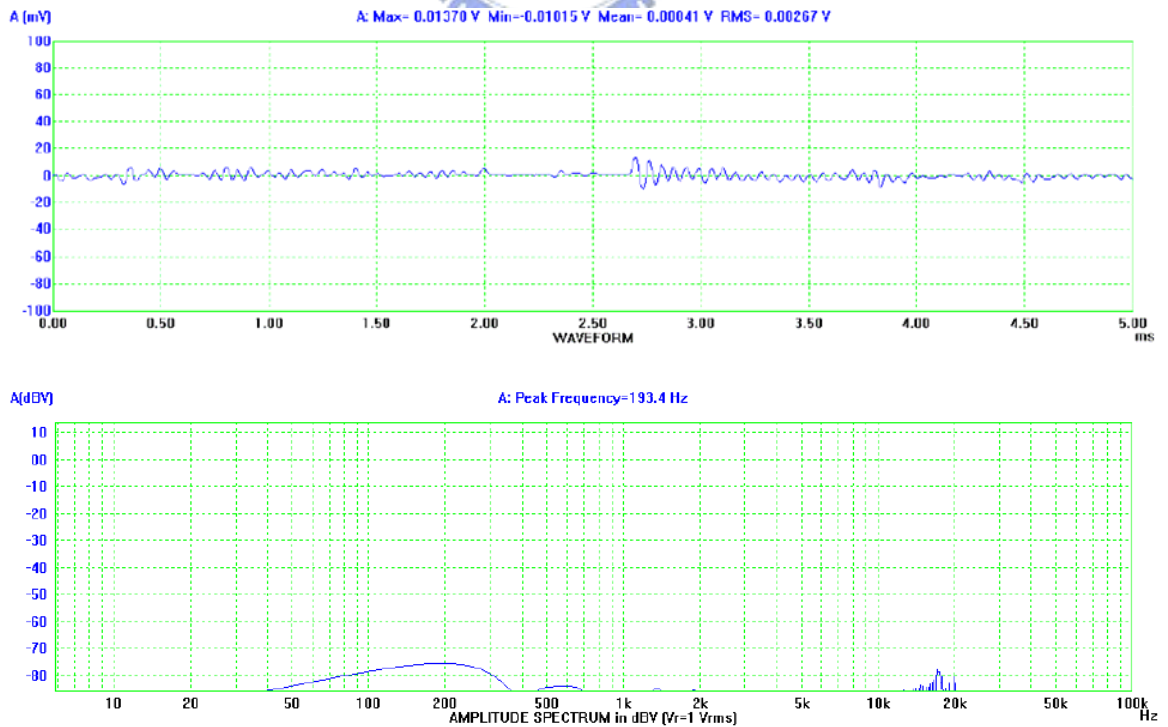


圖 3-4 於麥克風偏壓壓加上兩級低通濾波器後的噪音訊號

經由上述實驗，我們可以確定，傳導干擾最主要的機制是擾動電壓源從麥克風偏壓線路進入音頻放大器進而被放大產生噪音，如果可以試著降低電壓擾動程度，那麼我們需要低頻濾波器的衰減能力可以越少。

在第二章，我們經由電路模擬發現射頻功率放大器造成供應電壓擾動的原因在於電壓源的內阻以及電源供應路徑的阻抗。對於電壓源內阻，我們除了盡量選擇低阻抗的電源供應器，以減少電壓擾動之外，是否可以減少電源供應路徑阻抗以降低電壓擾動的程度？

由於射頻功率放大器是造成電壓擾動的主因，所以我們假設如果供應電壓源的位置會直接影響電壓擾動的程度，那麼經由模擬線路，我們可以發現最適當的擺放位置以減少電壓擾動。

我們先檢驗走線方式的電源路徑，假設射頻放大器跟電壓調整器距離為 10cm，且音頻放大器靠近射頻放大器，如圖 3-5，那麼在圖 2-2 之模擬線路圖中，R373 為電源走線中最大的阻抗，其擾動電壓會降至約 3.293V。在這個狀況下，音頻放大器擺放的位置就相當重要，越靠近射頻放大器，其電壓降越嚴重；如圖 3-6，將音頻放大器遠離射頻放大器，電壓只降至 3.296V。

如果將電壓調整器靠近射頻放大器，那麼無論音頻放大器距離多遠，其電壓降都約等於 3.297V，如圖 3-7 及圖 3-8；其效果又優於上述狀況。

這個現象是因為射頻放大器工作時的電流遠大於一般電子元件，此時印刷電路板的電源層阻抗就必須列入考量。當電壓調整器靠近射頻放大器時，大電流走的路徑相當短，造成的電源層阻抗壓降較小，這個時候無論音頻放大器擺放在哪個位置，其壓降都一樣；反之，若將電壓調整器遠離射頻放大器，這時候造成的阻抗壓降就相當大，音頻放大器擺放的位置就相當重要。越靠近射頻放大器，干擾越嚴重；越遠離，影響程度越小，原因在於射頻放大器周圍是電壓降最嚴重的區域。

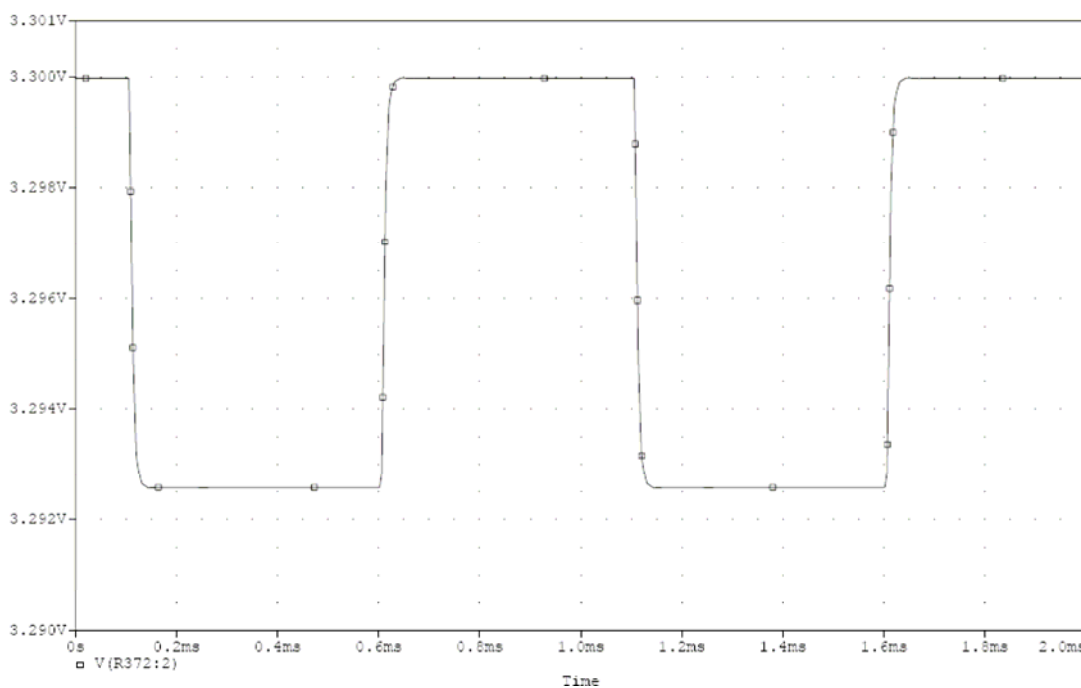
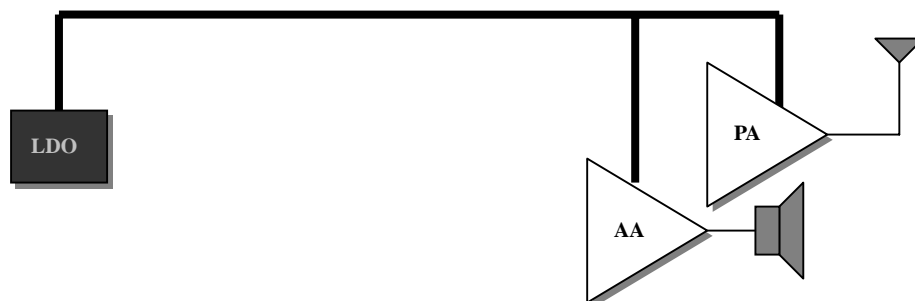


圖 3-5 電源供應使用走線方式且電壓調整器遠離射頻放大器之實體位置和模擬擾動電壓



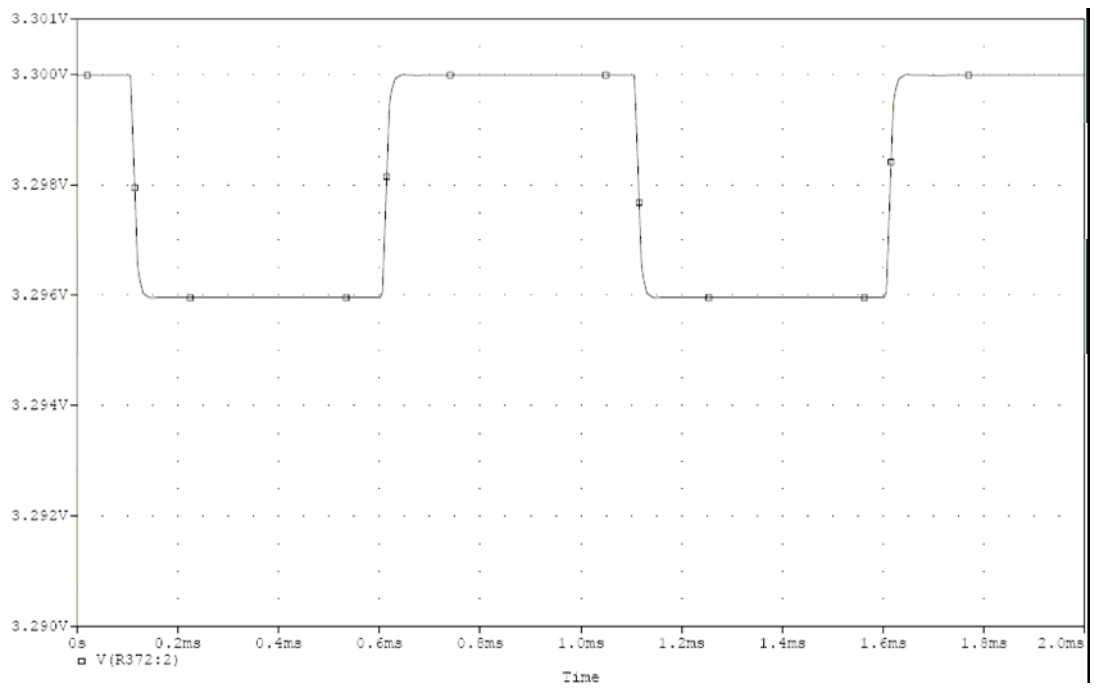
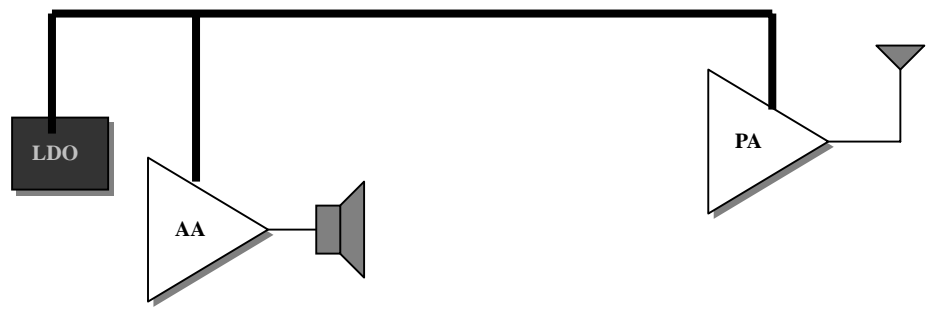


圖 3-6 電源供應使用走線方式且電壓調整器遠離射頻放大器之實體位置和模擬擾動電壓

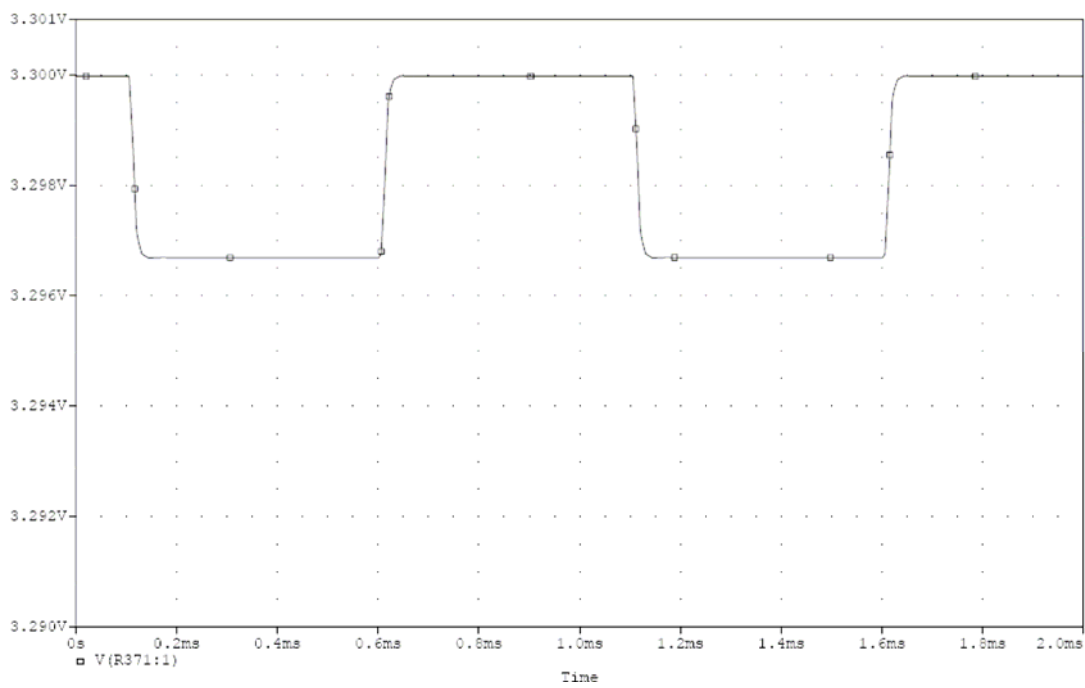
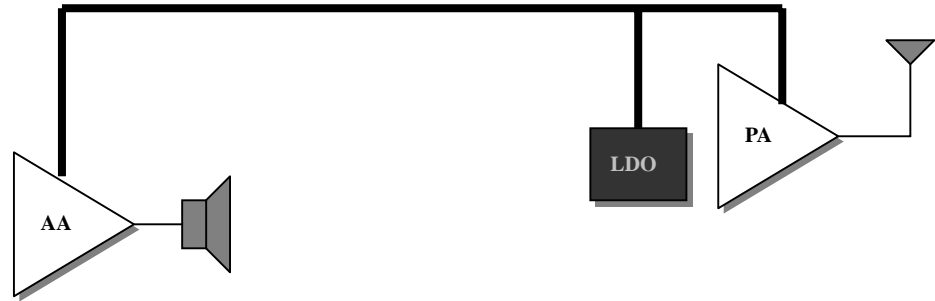


圖 3-7 電源供應使用走線方式且電壓調整器靠近射頻放大器之實體位置和模擬擾動電壓

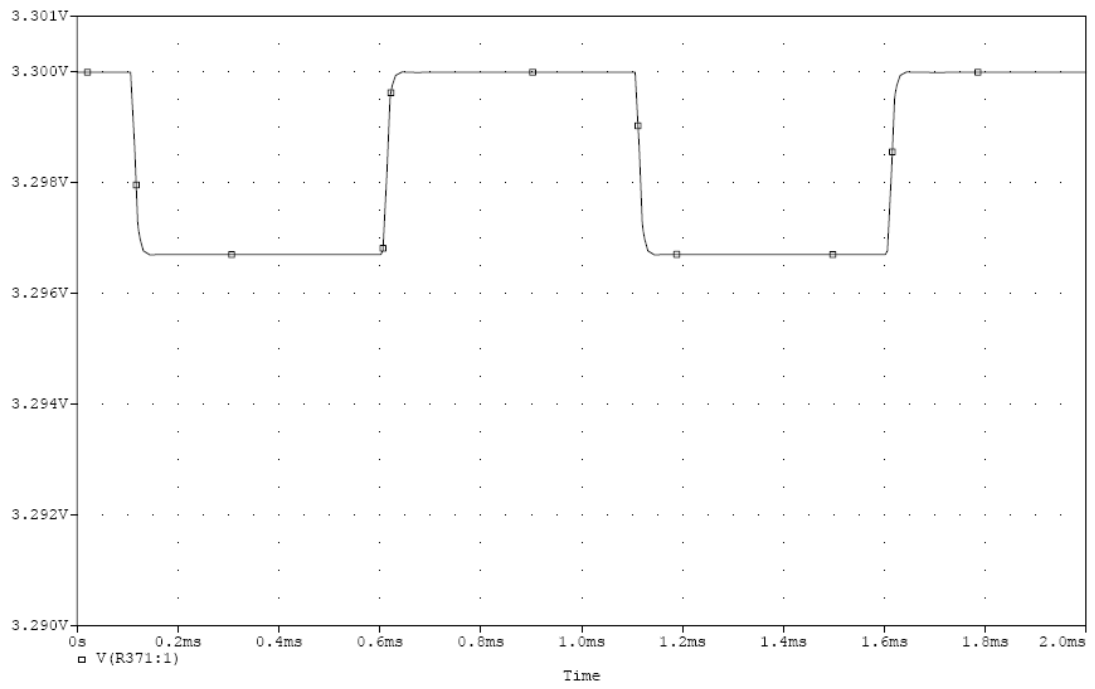
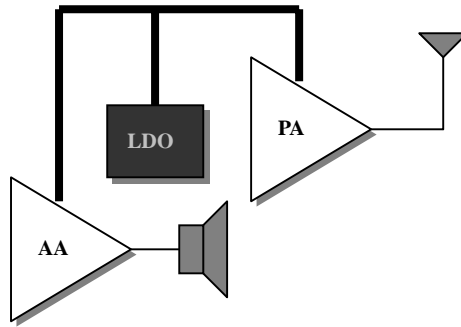


圖 3-8 電源供應使用走線方式且電壓調整器靠近射頻放大器之實體位置和模擬擾動電壓

使用走線方式來供應電壓在印刷電路板上是相當常見，因為它能節省佈局空間，尤其是體積小的電子產品，空間考量是相當重要的，它意及的就是成本，能以四層板完成的佈局，就不要使用六層板。

如果不以成本考量，使用電源層(power plane)是相當好的方式，因為它可以提供低阻抗的電源供應方式；所以接下來我們也以模擬的方式來說明使用電源層會讓這個問題有什麼樣的變化。

為了模擬電源層在這個問題的供電方式，我們改變常用於模擬印刷電路板電源層高頻響應的方式，將高頻響應下反應的電感及電容忽略，只留下純電源層阻抗，因為我們問題在於探討低頻高電流下的壓降反應。所以電源層模擬的方式跟之前走線模擬方式最大的不同在於電流的路徑是由四方格組成，其方格內電阻值為  $0.00114\Omega$ ；也就是之前模擬 1mm 走線方式的電阻值，其目的在於比較之間的變化。

當電壓調整器遠離射頻放大器時，如圖 3-10，將音頻放大器置於射頻放大器附近，其電壓降約為 3.296V；如果音頻放大器遠離射頻放大器，如圖 3-11，其電壓降只改善約 0.5mV。

當電壓調整器靠近射頻放大器時，如圖 3-12，此時無論音頻放大器擺放在哪個位置，其電壓降都約為 3.2965V，並無更好的改善，如圖 3-13 及圖 3-14；換句話說，當使用電源層供應電源時，其元件擺放位置就並不如走線方式重要。再者，比較走線方式模擬得到的電壓降，我們清楚的發現，既使在最差的擺放狀況下其結果幾乎跟最佳走線方式相同。

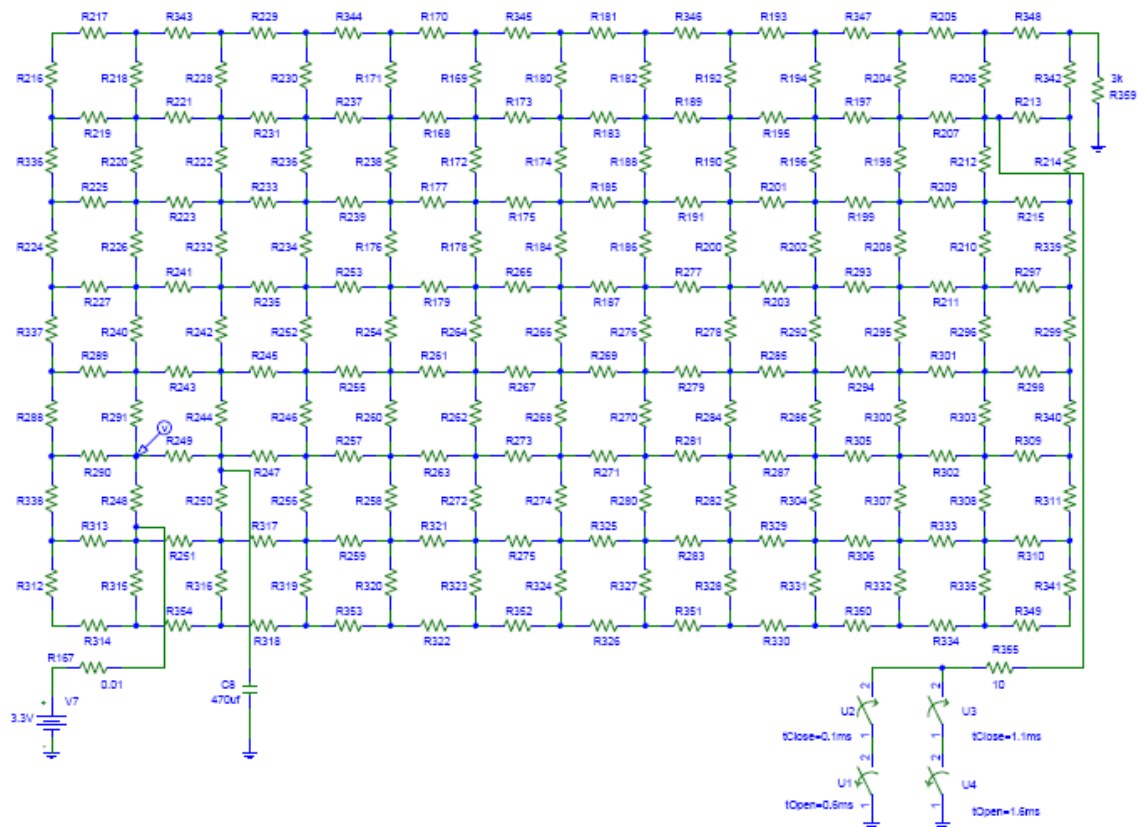


圖 3-9 在使用電源層後電壓調整器遠離射頻放大器之模擬線路

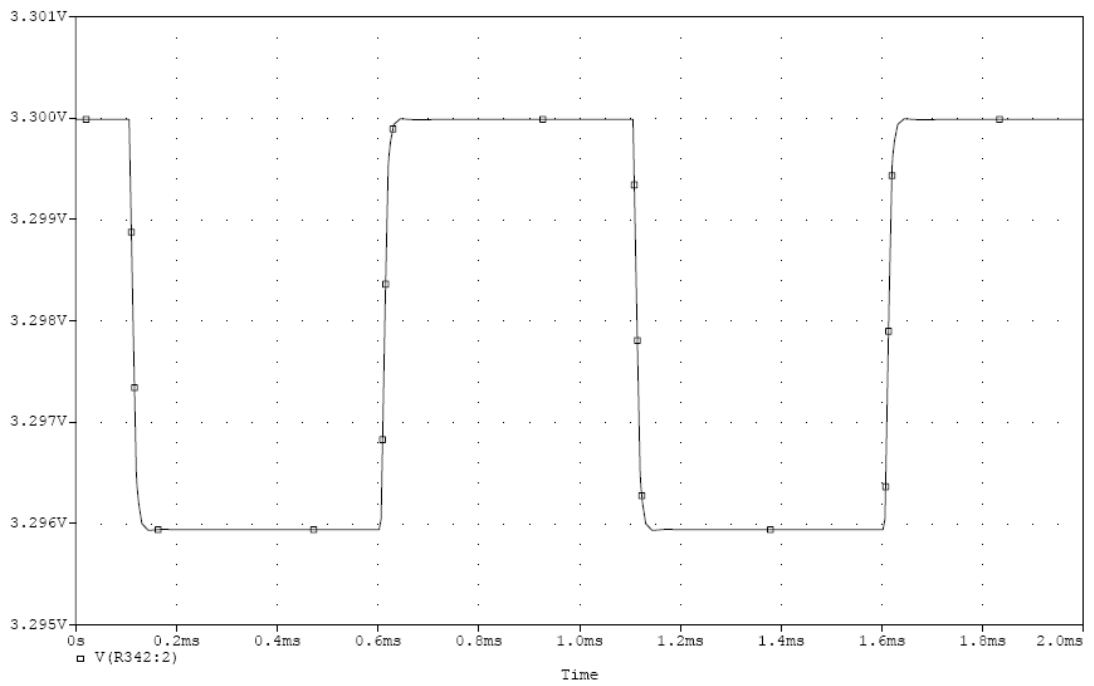
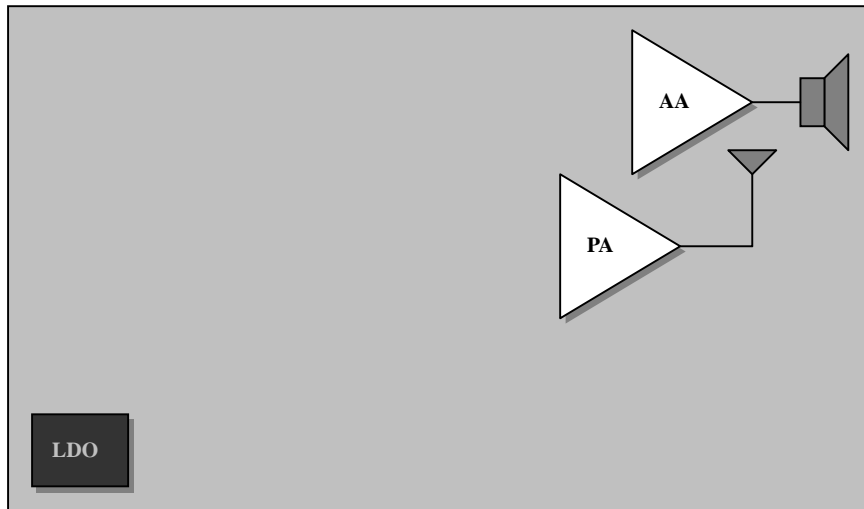


圖 3-10 在使用電源層後電壓調整器遠離射頻放大器  
之模擬擾動電壓及零件相關位置

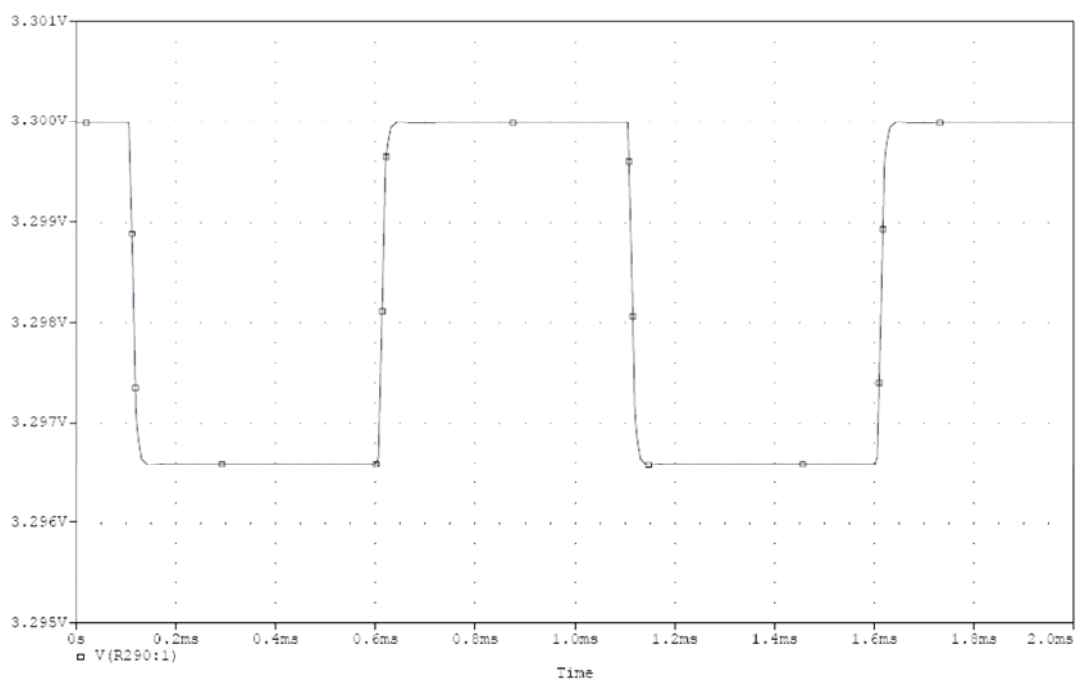
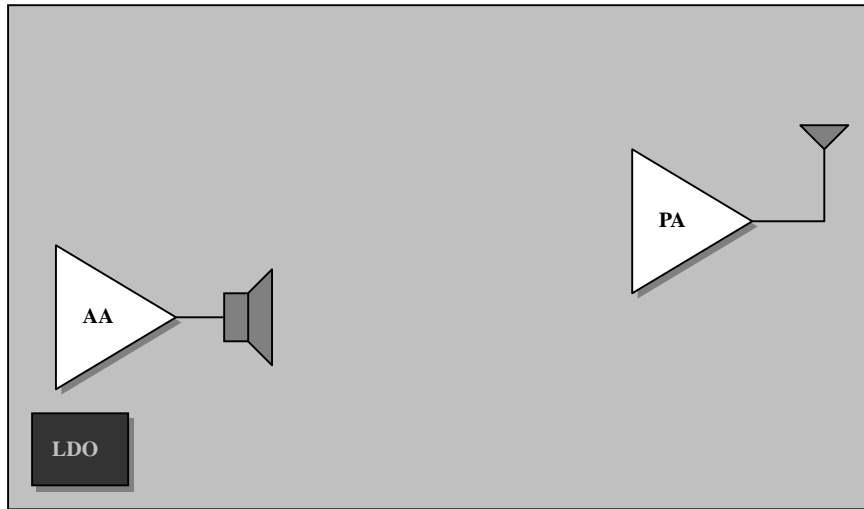


圖 3-11 在使用電源層後電壓調整器遠離射頻放大器之模擬擾動電壓及零件相關位置

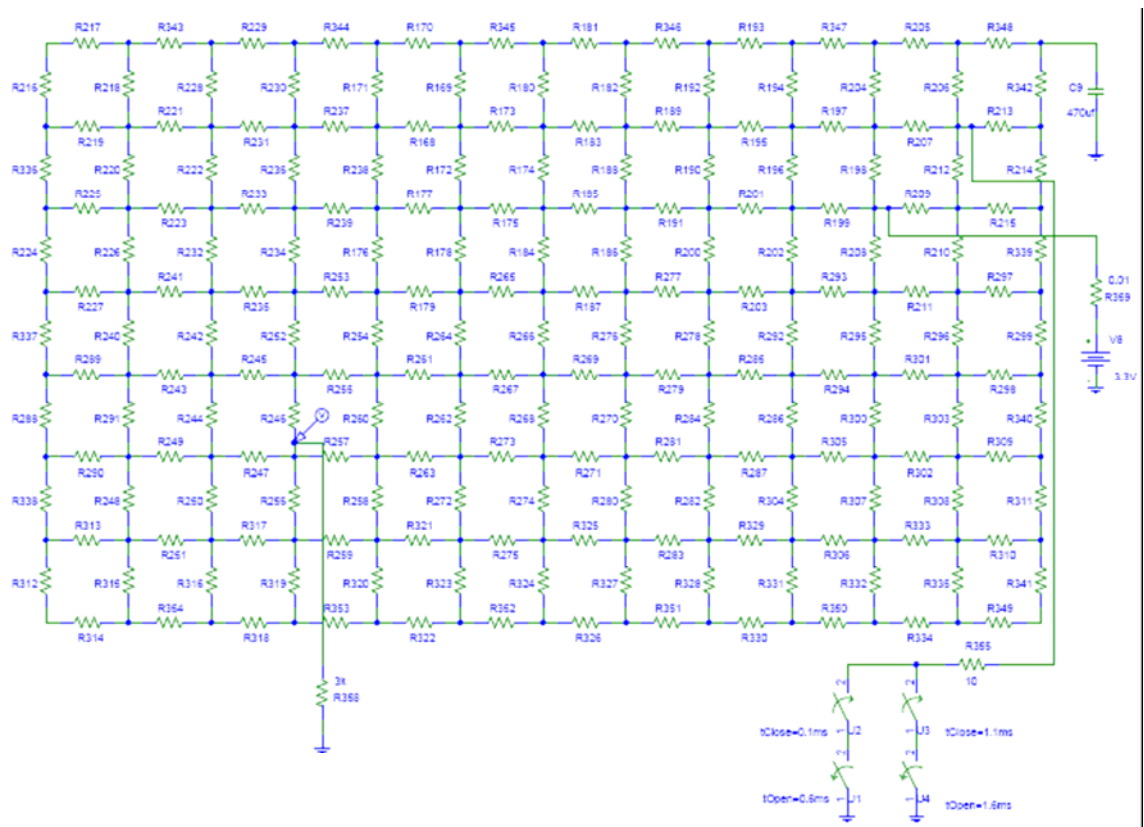


圖 3-12 在使用電源層後電壓調整器遠靠近頻放大器之模擬線路



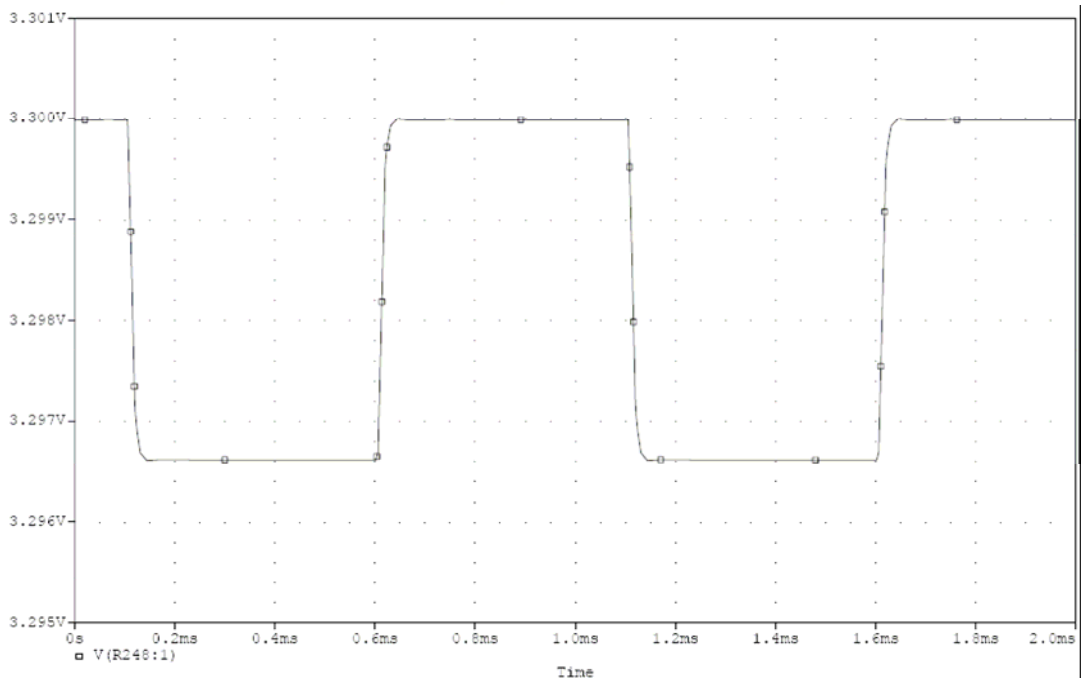
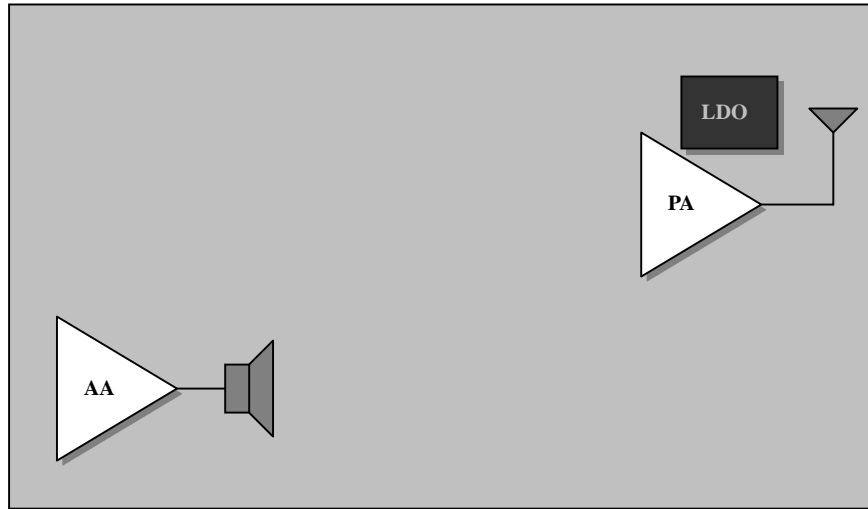


圖 3-13 在使用電源層後電壓調整器靠近射頻放大器  
之模擬擾動電壓及零件相關位置

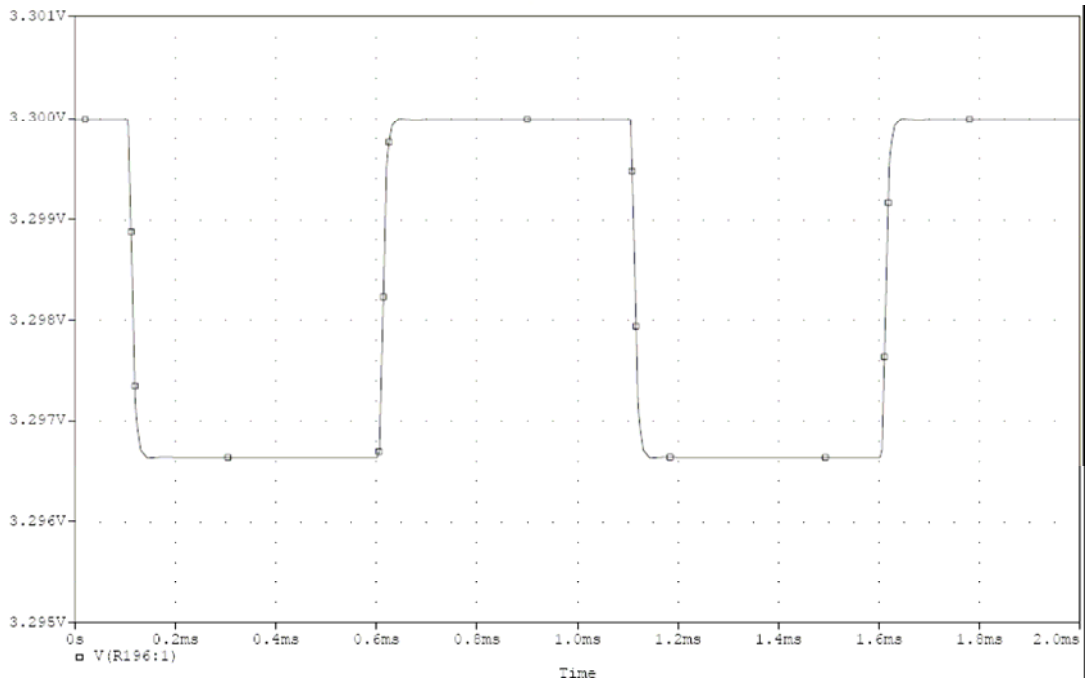
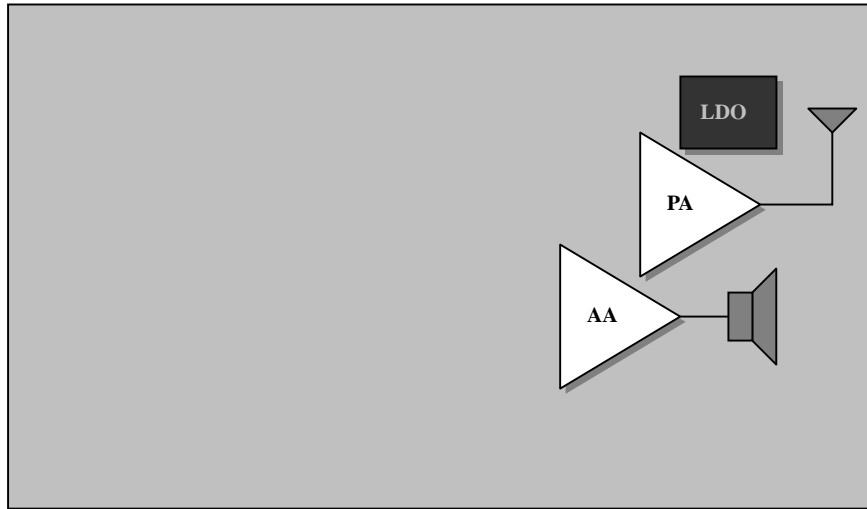


圖 3-14 在使用電源層後電壓調整器靠近射頻放大器之模擬擾動電壓及零件相關位置

### 3.2 輻射干擾之防治研究與量測

在第二章中量測到的噪音信號，如圖 2-8，是將一般 2.4G 射頻天線擺在離音頻測試板中心距離約 7cm 的地方，且跟電路板垂直，此外，為了避免傳導干擾影響輻射干擾量測正確性，我們使用乾電池提供音頻電路板電源。

在量測的過程中我們發現，天線如果越靠近音頻測試電路板，其產生的噪音信號越大，這個現象相當合理，但是我們需要更精確的結果，而不是整體受干擾的現象，因此我們希望能縮小干擾範圍。

在解決電路板產生電磁輻射干擾問題的時候，為了要尋找電路板中產生輻射干擾的電路，我們常使用近場輻射探測棒(H field probe)，以縮小問題的範圍；所以我們使用類似的方法來探討音頻電路受 TDD 射頻信號輻射干擾的問題；如圖 3-15，我們使用射頻信號同軸電纜並將終端裸露 2.5mm，以類似 Dipole Antenna 的方式，做為射頻干擾信號源，並以音頻輸出的噪音大小，做為受干擾的指標。

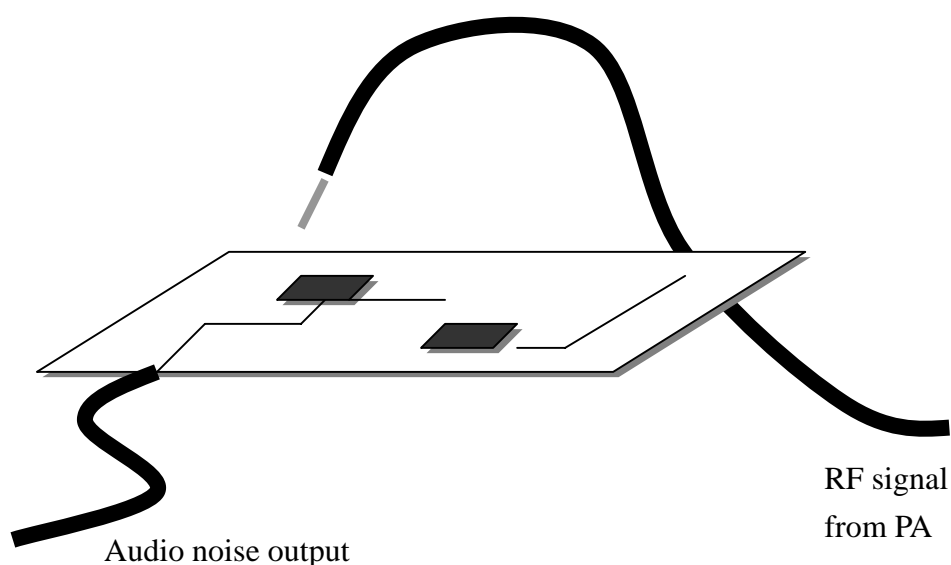


圖 3-15 輻射干擾音頻電路量測示意圖

除此之外，在第二章中，我們知道在近場輻射干擾中，線路受影響程度除了輻射源的距離遠近外，還有受影響線路距離參考地的大小；因此我們將音頻測試板，做了 1.8mm 以及 0.4mm 兩種厚度，以比較其差異。

在音頻測試板電路的部分，我們電路承繼已加上防治傳導干擾的部分電路，例如麥克風偏壓低頻濾波器，以及參考電源濾波器(請參考圖 1-9)。

我們首先測量 1.8mm 板厚電路板，將干擾源靠近麥克風音頻放大器輸入端(C18 及 R17 之間的走線上，此時 C25 並未上件)，並量測到噪音輸出訊號如圖 3-16；在相同的條件下來測量 0.4mm 板厚的輸出噪音，得到如圖 3-17 的噪音訊號，我們很清楚的發現其中差異，其噪音主頻率掉了約 15dBv。

接下來我們將干擾源靠近麥克風音頻放大器電源端(U6A 第八支腳，此時 C26 未上件)，並量測到噪音輸出訊號如圖 3-18；在相同的條件下來測量 0.4mm 板厚的輸出噪音，得到如圖 3-19 的噪音訊號，其中差異也是相當明顯。

最後我們將干擾源靠近麥克風音頻放大器輸出端(位置靠近 L1 但 L1 為  $0\Omega$ ，此時 C23 未上件)，並量測到噪音輸出訊號如圖 3-20；在相同的條件下來測量 0.4mm 板厚的輸出噪音，得到如圖 3-21 的噪音訊號。

比較有趣的現象是，除了從放大器輸入端進入的 TDD 射頻信號會轉換成噪音訊號，連放大器的電源端及輸出端進入的射頻訊號，都會影響差動放大器進而產生噪音；並且我們發現，板厚的確在輻射干擾下造成很大的影響。

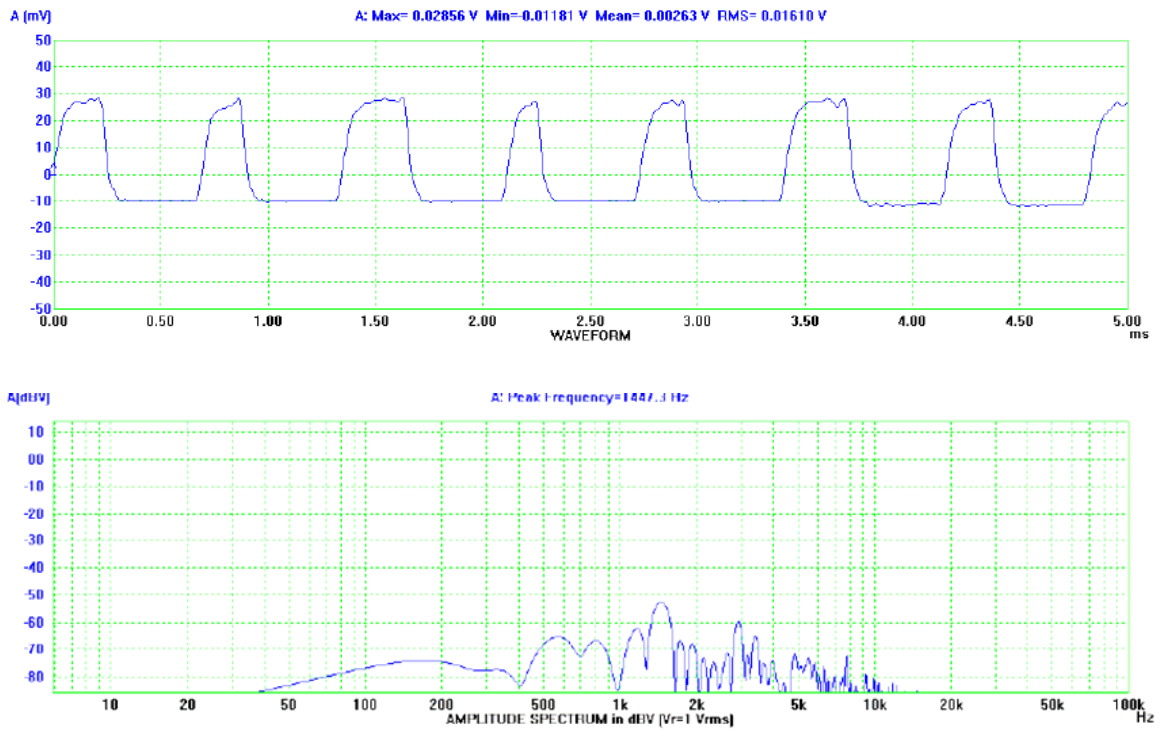


圖 3-16 使用 1.8mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器輸入端

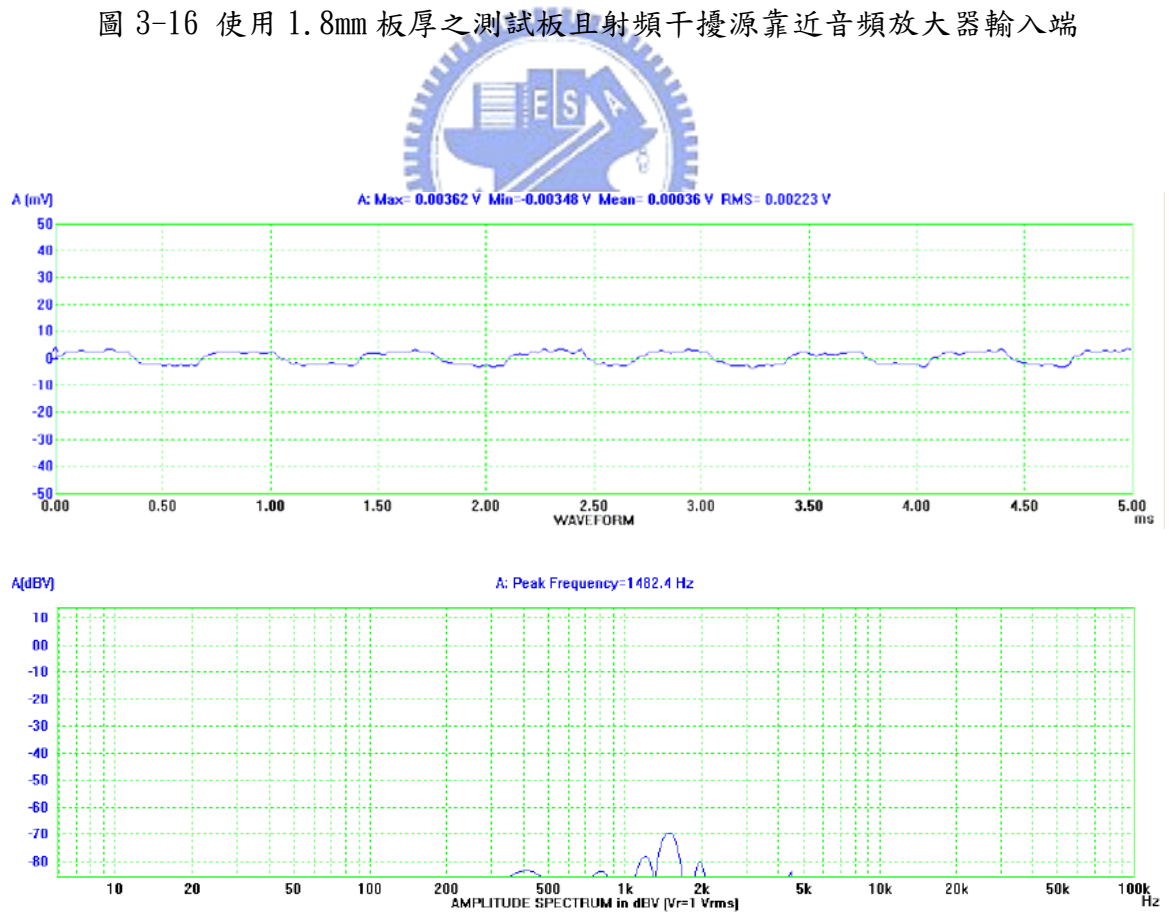


圖 3-17 使用 0.4mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器輸入端

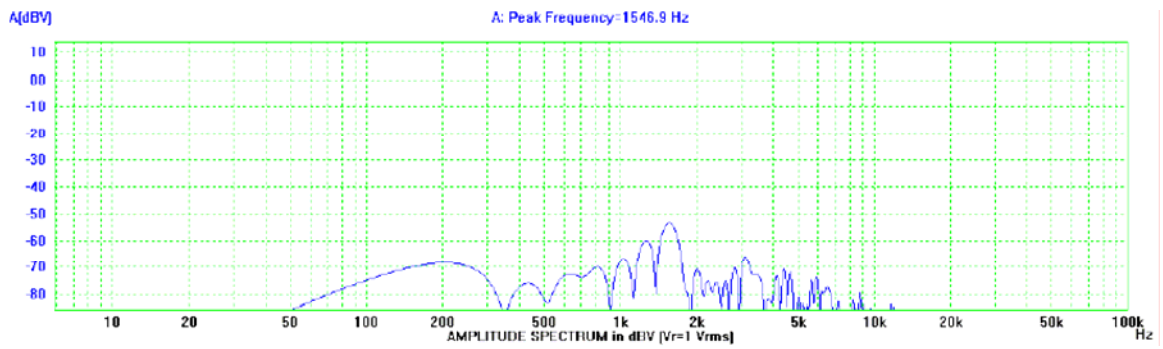
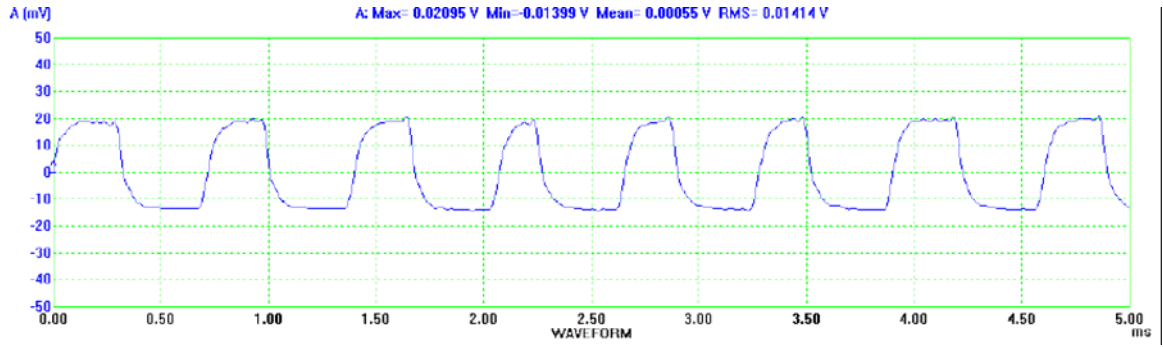


圖 3-18 使用 1.8mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器電源端

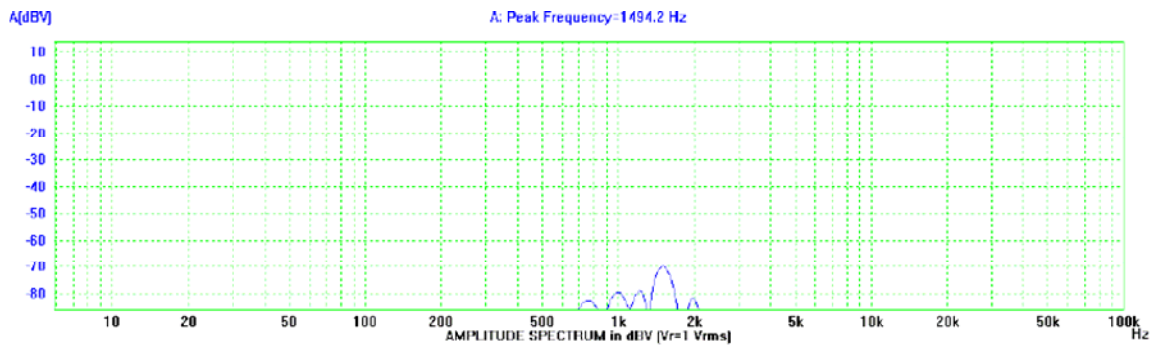
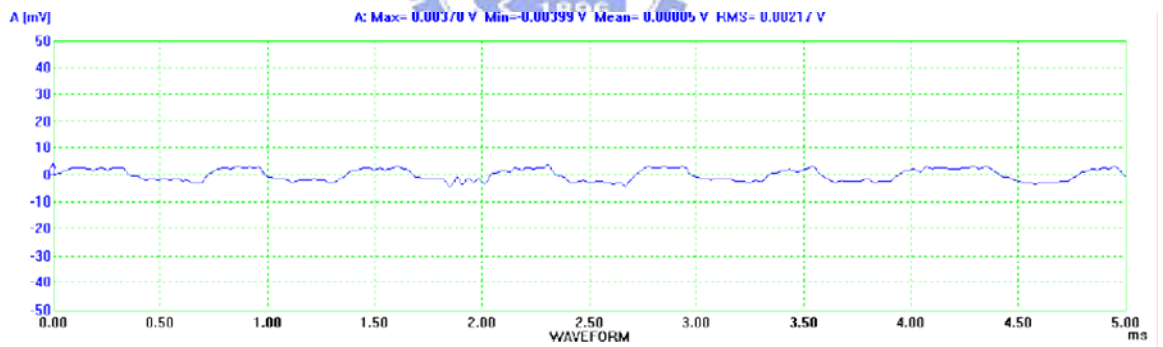


圖 3-19 使用 0.4mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器電源端

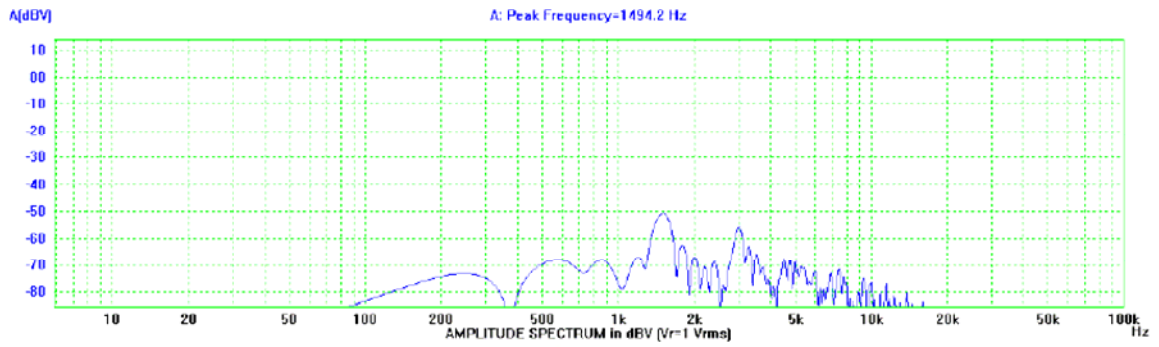
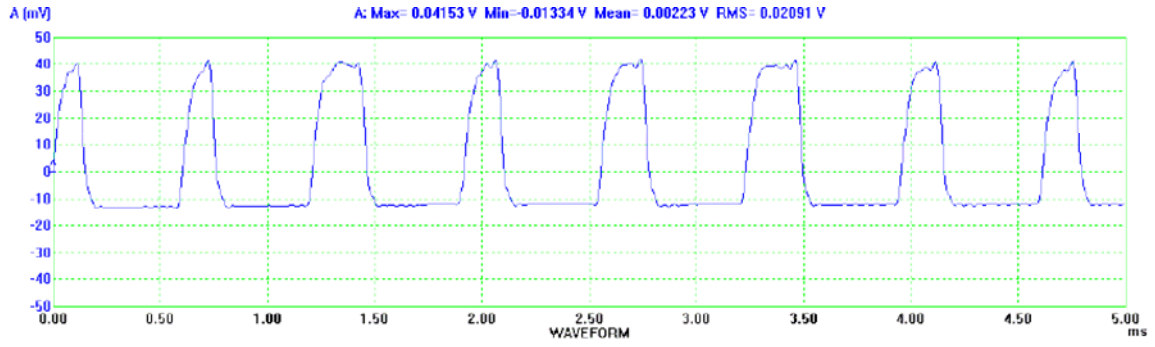


圖 3-20 使用 1.8mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器輸出端

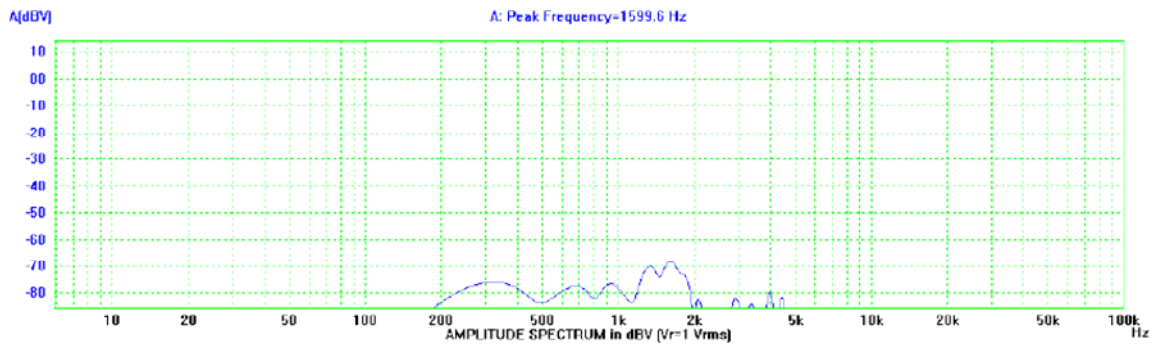
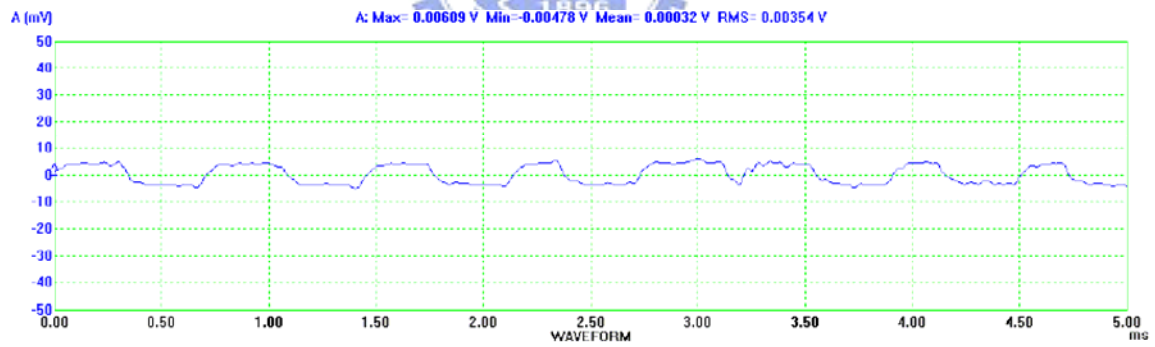


圖 3-21 使用 0.4mm 板厚之測試板且射頻干擾源靠近音頻放大器輸出端

我們試著加上射頻濾波器在音頻放大器的輸入端，輸出端以及電源端以降低差動放大器受射頻干擾的程度，並測量在板厚 1.8mm 以及 0.4mm 噪音輸出的結果。

在麥克風放大器的輸入端部分，我們加上 C25，其目的在與 R17 形成對射頻的低通濾波器，但對於音頻信號而言，C25 並不會造成信號衰減，因此在板厚 1.8mm 下我們測量到的結果如圖 3-22，令人意外的是，它並無預期得到良好的濾波效果，其原因在於濾波器只對走線上的射頻信號有效果，但是在近場模式下，任何周圍導體，例如 IC 的連接腳，都會感應射頻信號，導致無法預期的結果。接著在板厚 0.4mm 下，測量到的結果如圖 3-23，由於板厚的關係，濾波器的效果並不顯著。

相同的做法，我們在電源端加上 C26，它將與 R30 形成低通濾波器，並測量兩種板厚下干擾源靠近電源端得到的噪音訊號，如圖 3-24 以及圖 3-25。最後在音頻放大器輸出端加上 L1 以及 C23 以形成從輸出端進入的射頻濾波器，得到圖 3-26 以及圖 3-27 的結果。

綜合以上測試結果，我們發現最有效抑制近場輻射的方式在於盡量縮小板厚，射頻濾波器只對於從走線感應到的電磁干擾有效，例如從音頻傳輸線進入音頻放大器的射頻干擾。



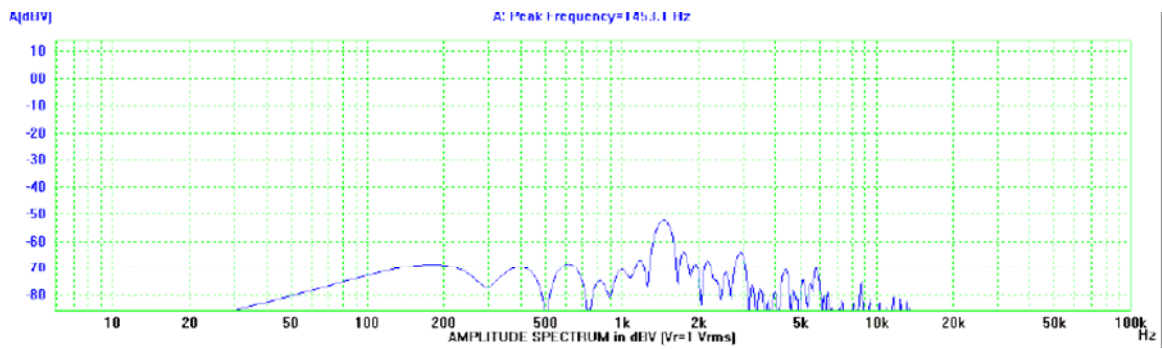
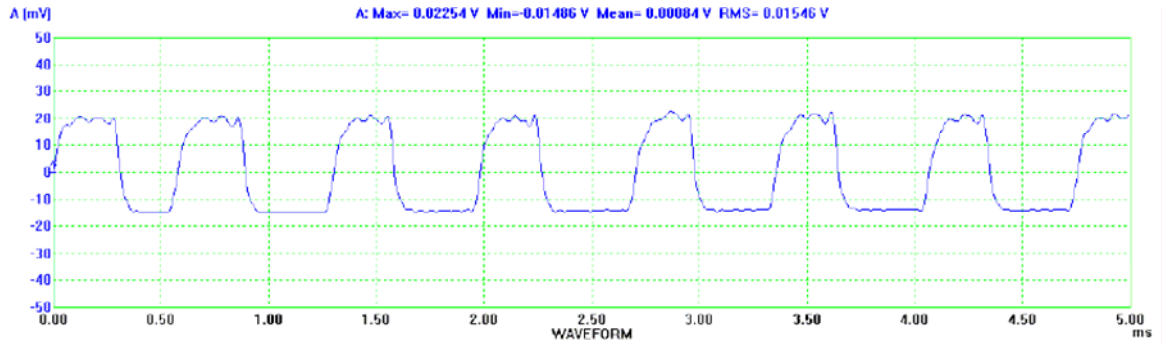


圖 3-22 使用 1.8mm 板厚之測試板  
且射頻干擾源靠近音頻放大器輸入端並加上射頻濾波器

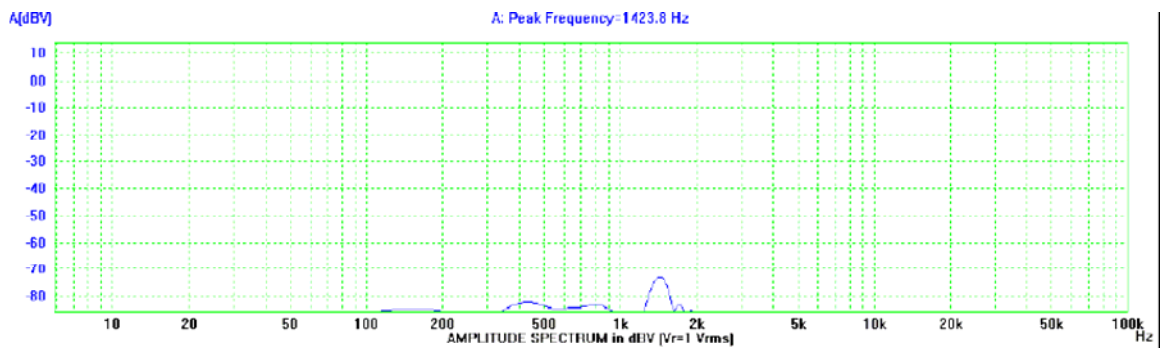
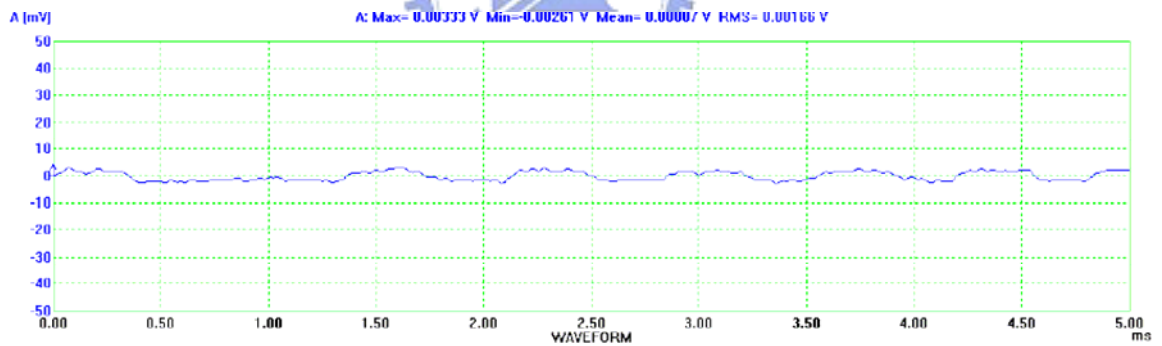


圖 3-23 使用 0.4mm 板厚之測試板  
且射頻干擾源靠近音頻放大器輸入端並加上射頻濾波器

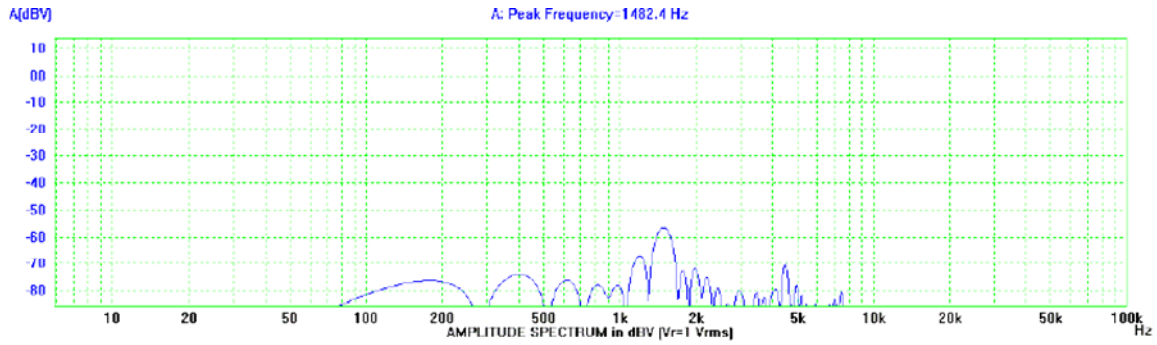
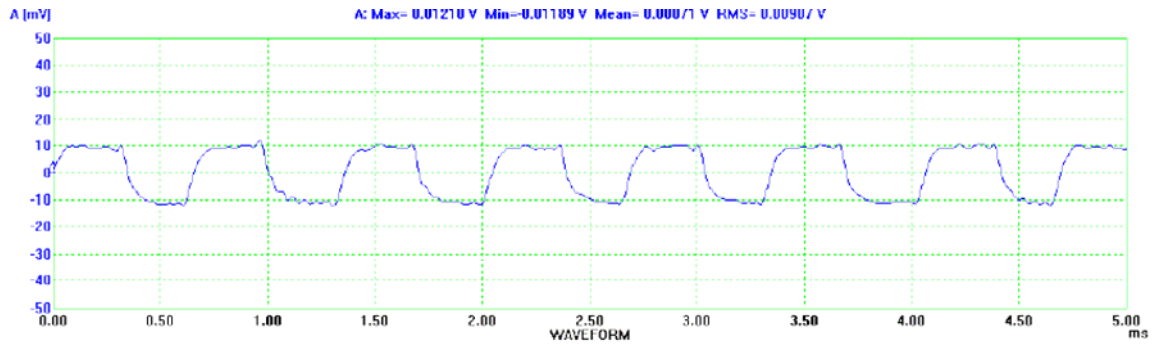


圖 3-24 使用 1.8mm 板厚之測試板  
且射頻干擾源靠近音頻放大器電源端並加上射頻濾波器

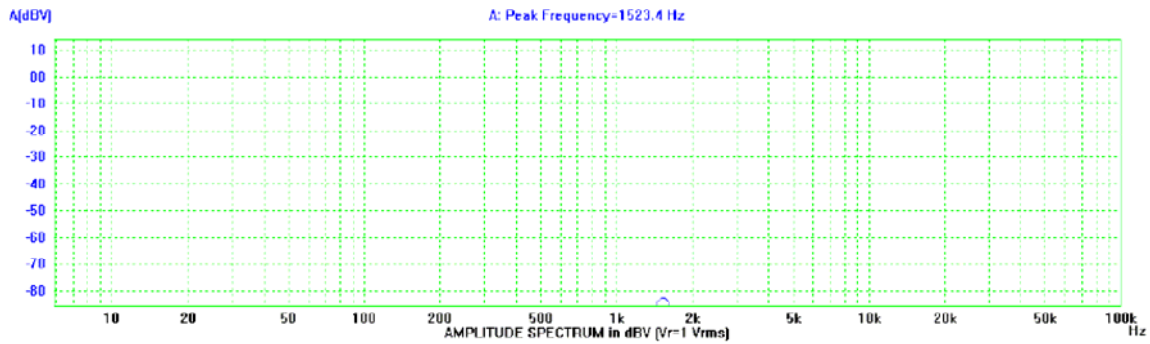
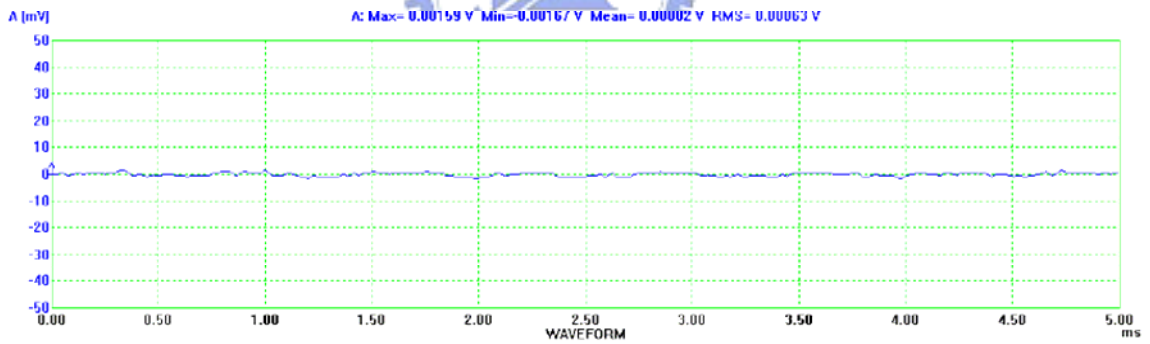


圖 3-25 使用 0.4mm 板厚之測試板  
且射頻干擾源靠近音頻放大器電源端並加上射頻濾波器

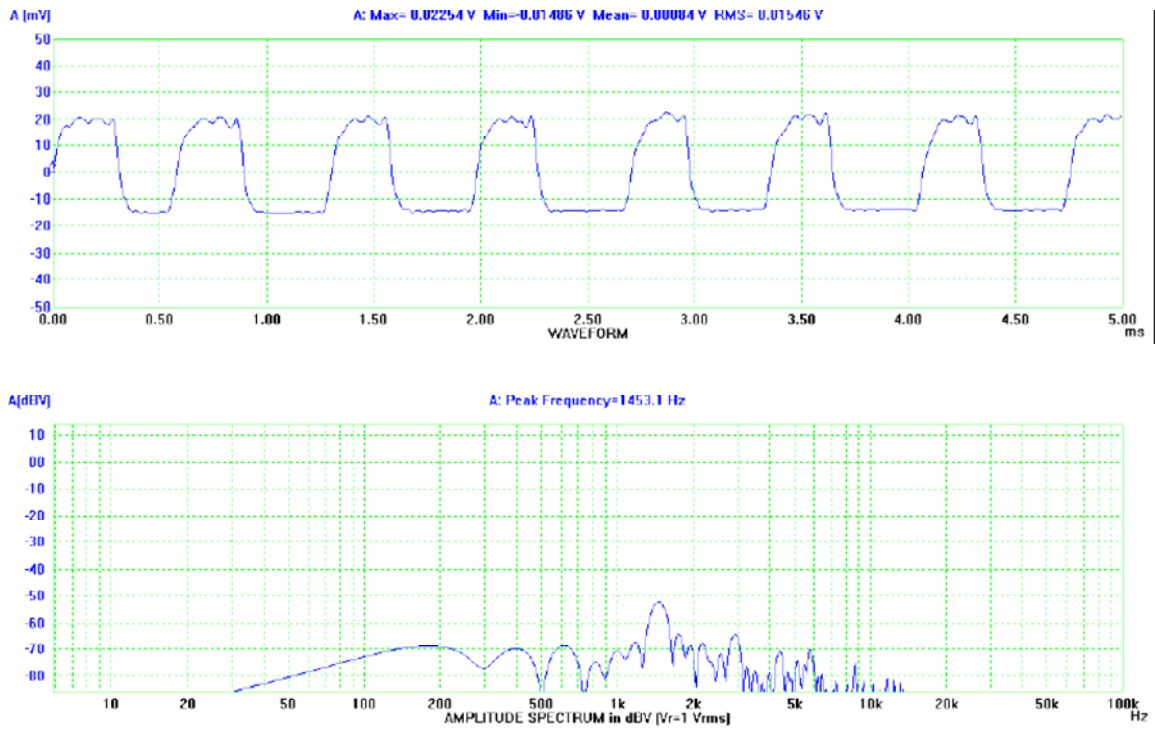


圖 3-26 使用 1.8mm 板厚之測試板  
且射頻干擾源靠近音頻放大器輸出端並加上射頻濾波器

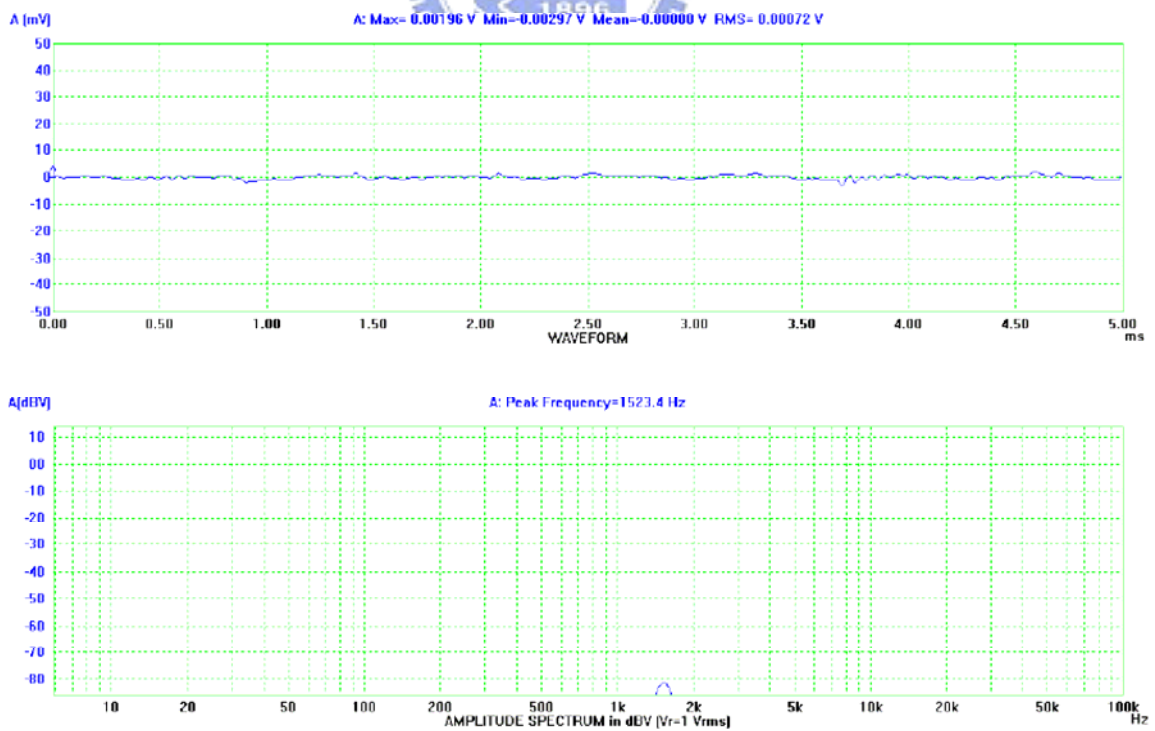


圖 3-27 使用 0.4mm 板厚之測試板  
且射頻干擾源靠近音頻放大器輸出端並加上射頻濾波器

## 四、 結論

由於個人通訊設備，例如 GSM 手機，越來越普遍，此類將射頻電路與音頻電路整合在同一塊印刷電路板的設計已經是必然的趨勢，且隨著產品體積越來越小，成本要求越來越低的市場趨勢，音頻訊號受到干擾的問題會越來越常見，尤其是位於系統內部的傳導式干擾，以及不良的電路板布局及走線，是多數造成噪音的主要元兇。

針對此一問題，解決方式也不只一種，例如廠商設計出專用的語音放大器，或是使用信號處理技術作出針對某一頻率的 notch filter，但這些方法都會增加成本以及浪費處理器資源，甚至會降低語音品質。

在本研究中，我們了解到差動放大器會受到高頻訊號干擾，導致直流準位偏移，當多時分工的射頻訊號干擾到差動放大器，會讓由差動放大器組成的音頻放大器產生間歇式的噪音，而解決這種由輻射感應干擾的方法，除了避免音頻線路受近場輻射干擾外，音頻線路的走線與接地電源層之間距離越小越好；最後在音頻放大器各端點加上射頻濾波器。

第二，射頻放大器工作於多時分工的狀態下，瞬間消耗的大電流會對供應電壓造成干擾，這干擾電壓會經傳導方式進入放大器中，造成噪音。我們使用電路技巧，在音頻放大器參考電壓，工作電壓和麥克風偏壓加上低通濾波器，用以減少傳導干擾的程度，此外，仔細的考慮電源走線也能減少電源擾動的程度。

由於此類問題是系統硬體本身的缺陷或是設計不良產生，如果能從根本分析這類干擾的問題，進而著手解決問題，工程師將能設計出成本較低，聲音品質更好的產品。

## 參考文獻

1. Regis J. (Bud) Bates Jr, "Wireless Broadband Handbook," McGraw-Hill, New York, 2001, Chapter 3.
2. Kai Chang, Inder Bahl, and Vijay Nair, "RF and Microwave Circuit and Component Design for Wireless System," Wiley-Interscience, New York, 2002, Chapter 11.
3. Tim Williams, "EMC for Product Designers," Newnes, Oxford, 2001, Chapter 4.
4. S Graffi, G Masetti, and D Golzio, "New Macromodels and Measurements for the Analysis of EMI Effects in 741 Op-Amp Circuit," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility 33, no. 1 (1991): 25 - 34.
5. RE Richardson, VG Puglielli, and RA Amadori, "Microwave Interference Effect in Bipolar Transistor," IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility 17, no. 4 (1975): 216 - 219.
6. M. Rashid. "SPICE For Circuits And Electronics Using PSpice," Prentice Hall, New Jersey, 1990, Appendix B.
7. P. Gray, P. Hurst, S. Lewis, and R. Meyer. "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits," John Wiley & Sons, New York, 2001, Chapter 11
8. F. W. L. Kung and H. T. Chuah. "System Modeling Of High-Speed Digital Printed Circuit Board Using SPICE" Progress In Electromagnetics Research, PIER 20, 179 - 211, 1998, Chapter 5.