

數位電視調諧器架構技術分析

吳思賢 Szu-Hsien Wu

系統晶片佈局工程部 高頻積體電路設計部

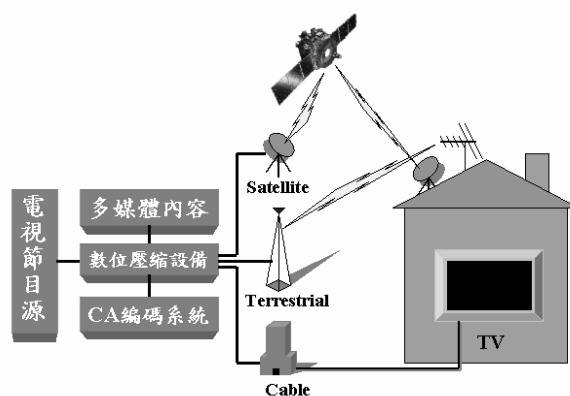
摘要

隨著通訊技術及壓縮技術的大躍進，全球的電視廣播已從類比電視廣播逐漸地替換成數位電視廣播。數位廣播的變革將帶動相關產業的迅速發展，數位電視及機上盒（Set-Top-Box, STB）就是其中一環。不僅如此，未來更會朝向行動接收數位電視發展，讓隨時隨地接收電視節目不再是夢想，而調諧器（tuner）電路在數位電視機及機上盒或未來行動接收系統中皆佔著舉足輕重的地位。本文將針對目前調諧器的架構做深入淺出的分析，比較各種架構之優缺點，並提出適合未來行動接收的調諧器架構。

1. 前言

數位電視傳播媒介（圖一）主要可分為衛星傳播、有線傳播、及地面廣播三類。衛星涵蓋的範圍最廣，最不易受地形地物的影響，但信號從衛星經過大氣層衰減再傳播到地面已變得相當微弱，必須使用碟形天線及低雜訊模組（LNB），才能得到足夠的訊雜比，因此較適合用於定點接收；有線系統因為佈線成本相當昂貴，涵蓋的範圍最小，較適合用於都會且人口密集的地區，不過信號在電纜線中傳送最不易受雜訊干擾，是頻譜使用效益最大的一種傳播方式；地面廣播涵蓋的範圍介於上述兩者之間，藉由基地站的架設及

位置選擇，可擴大涵蓋範圍。若是使用類比電視廣播系統，兩個相鄰的基地站必須使用不同的頻率來播放節目，以避免相互干擾。而數位電視廣播系統，利用先進的通訊技術克服同頻干擾，形成所謂的單頻網路（SFN），更適合用於未來的行動接收方式。



圖一 數位電視傳播媒介

目前全球的數位地面廣播共分三種標準（表一）：一是美規的 ATSC，除了美國本身以外，加拿大及韓國皆採用此標準；另一是日規的 ISDB-T，只有日本採用此標準；第三種標準為大部分國家皆採用的歐規 DVB-T，包括我國在內。我國政府原先採用美規的 ATSC 標準，在試播期間，發覺歐規的 DVB-T 標準更適合我國都會區高樓林立及地狹人稠的特殊地理環境，故委託大同大學進行兩種標準的工程測試，測試結果報告證實的確如此，轉而採用歐規的 DVB-T 標準。

中國大陸至今尚未決定採用或自訂何種標準，目前以上海交通大學所提出的 ADTB-T 系統及清華大學所研發的 DMB-T 系統呼聲最高。

表一 數位電視廣播之標準

	美規	歐規	日規
衛星傳播	DSS	DVB-S	ISDB-S
有線傳播	Open Cable	DVB-C	
地面廣播	ATSC	DVB-T	ISDB-T

有鑒於未來朝向個人化行動接收數位廣播電視的趨勢，全球各組織紛紛提出行動接收標準，其中最受矚目的是歐洲數位視訊廣播技術發展組織（Digital Video Broadcasting Project, DVB Project）所提出適用於手持式裝置接收的數位廣播標準（DVB-H），此標準於 2004 年 2 月完成規格制定，並於 11 月通過審查成為正式標準。另一種是韓國提出行動接收多媒體及視訊的 T-DMB 標準，T-DMB 是修改自歐洲數位音訊廣播 DAB 標準之 Eureka 147 系統，並具備接收行動視訊的能力。另有日本提出的 ISDB-T，除了規劃地面廣播的固定接收外，ISDB-T 亦明訂出行動接收的範疇。既然用於個人手持設備，其接收機的尺寸及耗電量就顯得相當重要，這也是未來「行動多媒體」能否普及、技術待突破的重要關鍵。

接下來的內文，將針對接收機中有關調諧器架構部分做完整的技術探討。第二節先討論調諧器種類、功能、及規格要求；第三節將討論傳統式調諧器（CAN Tuner）架構，與目前現有的矽晶調諧器（Silicon Tuner）架構做比較，分析之間的優缺點及差異；第四節將敘述工研院晶片中心

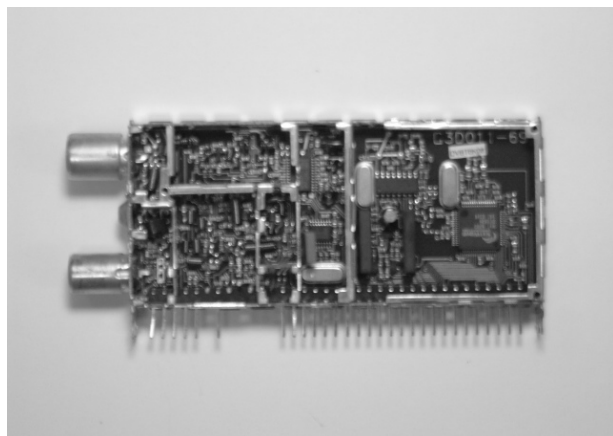
這一年多針對矽晶調諧器架構所做的研究成果，並探討未來行動接收適用的架構。最後，在第五節做簡單的結語。

2. 調諧器

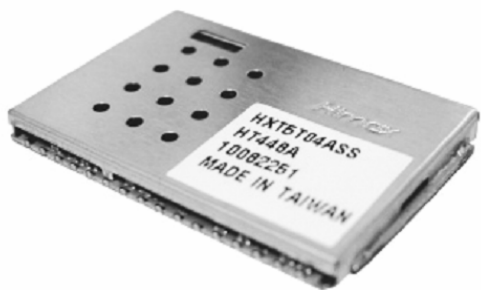
節目製作者或播放業者利用頭端設備將數位電視信號傳送到用戶端，用戶端可利用數位電視機、機上盒、或其它支援播放標準的數位接收系統，將接收信號做各種數位處理後，呈現出電視節目或影音多媒體，而這些裝置皆由內建接收機來接收信號，因此接收機的好壞直接影響到接收信號的品質。一般而言，接收機主要分成兩大部分，一是前端（Front-End）接收部分，主要由調諧器及解調器（Demodulator）構成；另一是後端（Back-End）解碼器（Decoder）部分，負責影音解壓縮處理。本節將針對調諧器部分，就種類、功能及規格分段闡述。

2.1 調諧器種類

調諧器的應用相當廣泛，可歸納出下列幾種：依據不同的傳播媒介，可區分為衛星調諧器（Satellite Tuner）、有線系統調諧器（Cable Tuner）、及地面廣播調諧器（Terrestrial Tuner）；依據不同廣播性質，可區分為音訊調諧器（Audio Tuner）及視訊調諧器（Video Tuner）；或依不同的標準，分為類比 NTSC、PAL 調諧器、數位 DVB、ATSC、ISDB 調諧器等等。大體而言，根據技術演進，不管何種調諧器皆可區分為傳統式調諧器（見圖二）及矽晶調諧器（見圖三）這兩種。



圖二 傳統式調諧器（資料來源：Comtech）



圖三 矽晶調諧器（資料來源：Himax）

2.2 調諧器功能

調諧器和一般無線接收機功能相近，負責將接收的射頻信號放大並降頻到中頻範圍，經過 A/D 轉換，再給解調器做解調的動作。然而頭端業者為了讓用戶有更多的節目選擇，通常會多個節目一起放送，傳統的類比電視信號是一個頻道載一個節目；數位電視信號拜壓縮技術的進步，一個頻道會載二到三個節目。因此，在用戶端會同時接收到多個頻道的信號，調諧器的功能便是選擇想要的頻道（或節目），將不要的頻道濾除，並避免不要的頻道在降頻過程中干擾到想看的頻道，一般將此動作稱為選台。此外，接收的信

號因為載有多個頻道而形成寬頻信號，調諧器亦須具備有寬頻設計，才能完整的將信號接收並處理 [1]。

2.3 調諧器規格要求

- 動態範圍（Dynamic Range）：

動態範圍指輸入信號的強度改變時，調諧器仍具有處理信號的能力。例如，當用戶端距離發射站很遠時，頭端信號藉由空氣傳送到用戶端已變得相當微弱，調諧器必須調整到最大增益來放大這微弱信號；若用戶端距離發射站很近，此時會接收到很強的信號，當然調諧器也必須調整到最小增益以防止信號飽和。

不同的傳播方式對動態範圍的要求均不同，通常以地面廣播對動態範圍的要求最大，約為 60~70dB，有線傳播方式其次，約 30~40dB，衛星傳播方式動態範圍則要求最小。

- 雜訊指數（Noise Figure）：

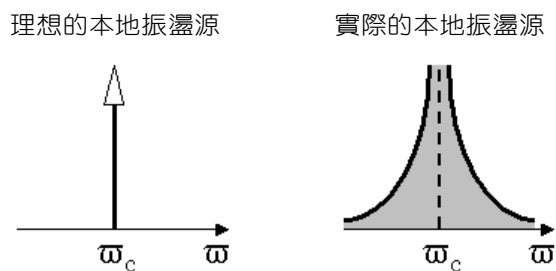
調諧器在處理信號的同時本身亦會產生雜訊，雜訊指數便是量測調諧器產生雜訊的程度。嚴格來說，信號進入調諧器之前有輸入訊雜比（SNR Input），經過調諧器之後會有輸出訊雜比（SNR Output），輸入和輸出訊雜比的差值即是雜訊指數。雜訊指數是調諧器重要指標之一，它定義出調諧器最小可接收的信號強度，或稱為接收靈敏度（Sensitivity）。

以數位地面廣播為例，雜訊指數要求不得高於 7dB，而有線系統 10dB 雜訊指數已足夠，衛星系統則是由調諧器前端的低雜訊降頻放大器（LNB）決定，雜訊指數通常要小於 1dB。

- 相位雜訊（Phase Noise）：

調諧器接收射頻信號後，再將信號降頻到中

頻範圍，降頻的過程需要一本地振盪源（Local Oscillator）和射頻信號進行混波處理。理論上，本地振盪源是一理想的正弦波，頻譜上中心頻率像一脈衝波形；然而實際上，本地振盪源易受雜訊的影響，在時域上在零點交錯位置會產生抖動現象（Jitter）；在頻域上則是沿著中心頻率產生裙擺（圖四），當裙擺越大意味著相位雜訊越大。



圖四 理想和實際本地振盪源頻譜圖

相位雜訊會直接影響到數位調諧器的輸出訊雜比，降低頻譜使用效益。例如，使用 64QAM 的調變技術做傳輸，由於相位雜訊使得訊雜比下降，必須改用 16QAM，頻譜效益因此降低約 33%。對於類比調諧器而言，相位雜訊的影響就不顯著，主要是類比調變不易受相位雜訊干擾。

- 鏡像抑制（Image Rejection）：

降頻的動作是希望將接收的高頻信號降到中頻範圍，使後級 A/D 轉換器有能力處理信號，降頻一般使用混波器來完成。不幸的是，混波動作能將想要的頻道從射頻降到中頻，同時落在想要頻道的高或低兩倍中頻位置，這時不想要的頻道（一般稱為鏡像頻道）也會降到中頻，使得想要的頻道和鏡像頻道重疊在一起，破壞了原先的信號品質。

因此，在混波器前端會加一濾波器（一般稱為鏡像抑制濾波器），信號進入混波器前，此鏡

像抑制濾波器就能濾除鏡像頻道，之後再做混波的動作，就可避免上述可能發生的問題。另一作法是混波器本身即包含鏡像頻道濾除的動作，稱為鏡像抑制混波器（Image Reject Mixer），此優點是無需額外的鏡像抑制濾波器，因此更適合用於積體電路的整合。

因為調諧器接收處理寬頻信號，鏡像問題更是無法避免，故調諧器一定要有鏡像抑制的能力，一般來說必須達到 50~60dB 的鏡像抑制才足夠。

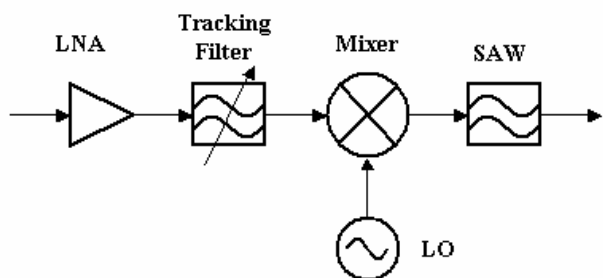
3. 調諧器架構

就如同一般無線接收機設計，需依據其標準及傳送信號的特性，選擇適當的接收機架構。然而，調諧器因為接收寬頻信號，須因應調諧器的要求產生不同於一般無線接收機的架構，本節將針對各種不同的調諧器架構做技術分析，比較其優缺點，並提出新的調諧器架構，於下一章節討論。

調諧器架構大致可歸下列幾類：單轉換中頻輸出（Single Conversion with IF）、單轉換低中頻輸出（Single Conversion with Low IF）、單轉換零中頻輸出（Single Conversion with Zero IF）、雙轉換中頻輸出（Dual Conversion with IF）、雙轉換低中頻輸出（Dual Conversion with Low IF）、及雙轉換零中頻輸出（Dual Conversion with Zero IF）。接下來分段說明其技術演進。

3.1 單轉換中頻輸出

傳統式調諧器不論類比調諧器或數位調諧器皆採用此架構（圖五）：



圖五 單轉換中頻輸出架構圖

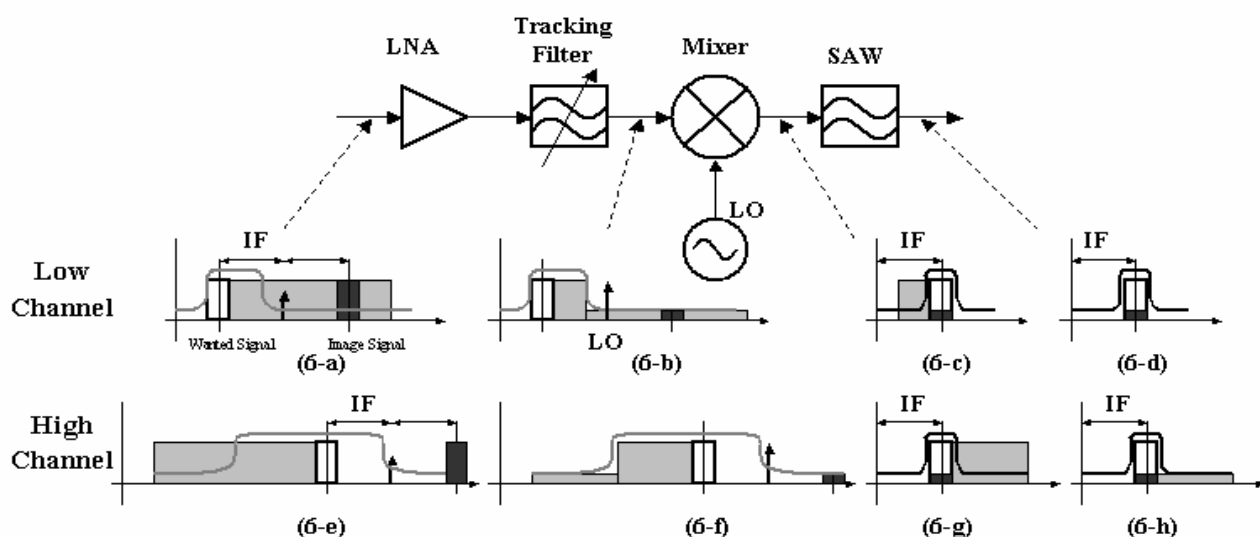
載有多頻道的寬頻信號進入 LNA 做低雜訊放大，藉由追蹤濾波器 (Tracking Filter) 將鏡像信號去除，利用混波器 (Mixer) 和本地振盪源 (LO) 混出中頻信號，最後經由 SAW 濾波器選擇出想要的頻道，並去除其它不想要的頻道，完成調諧器的功能。值得研究的是在這個架構中鏡像抑制濾波器為何以追蹤濾波器取代？我們觀察此架構的頻譜分佈，仔細分析如下 (圖六)。

(1) 低頻道狀態：調諧器接收到多頻道的寬頻信號 (淺灰色)，想要的信號位於最低的頻道 (白色黑框)，高於兩倍中頻的位置即為鏡像頻道 (黑色)，其恰好在寬頻信號頻帶內 (圖 6-a)。

低雜訊放大後的信號，可利用追蹤濾波器將鏡像頻道去除，而且追蹤濾波器的好壞決定鏡像信號抑制的量 (圖 6-b)。鏡像頻道去除後，利用混波器及高於一倍中頻的本地振盪源進行混波，將信號降頻到中頻位置 (圖 6-c)。假設追蹤濾波器未能有效將鏡像頻道去除，經過混波後，想要的頻道和鏡像頻道重疊在一起，如此將破壞信號並且無法復原。最後經過 SAW 濾波器選擇出將想要的頻道，去除其它不想要的頻道 (圖 6-d)。

(2) 高頻道狀態：若想要的信號位於最高的頻道，高於兩倍中頻的鏡像頻道會在寬頻信號頻帶之外 (圖 6-e)，此時追蹤濾波器的中心頻率若和低頻道狀態相同，很容易將想要的頻道一併去除，影響到接收品質。因此，追蹤濾波器的中心頻率要隨著選擇不同的頻道而改變，才能有效的去除鏡像頻道 (圖 6-f)。之後的處理與低頻道狀態相同 (圖 6-g、6-h)，不再累撰。

通常追蹤濾波器使用壓控電容 (Varactor) 來調整中心頻率，為了符合寬頻調整 (有線系統及



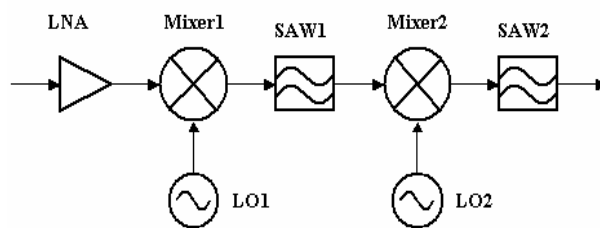
圖六 單轉換中頻輸出頻譜圖

地面廣播為 VHF/UHF Band，衛星系統為 L Band），其電容比要大於 6 以上（註：電容比是指壓控電容最大電容值和最小電容值的比率），目前技術無法在 IC 裡面實現。此外，為了有效去除鏡像頻道，會使用高 Q 值的線圈式電感(Coil Inductor)，故坊間看到的傳統式調諧器皆是使用分散元件 (Discrete Components) 組合而成。因此，此架構並不適合單晶片整合設計。

3.2 雙轉換中頻輸出

為了減少製造上的複雜度及降低成本，調諧器 IC 化是目前技術發展的趨勢，因此，一些新的調諧器架構孕育而生。其中，最先提出的是美國 Mircotune 公司所發表的雙轉換中頻輸出架構 [2]，茲於本節中說明。

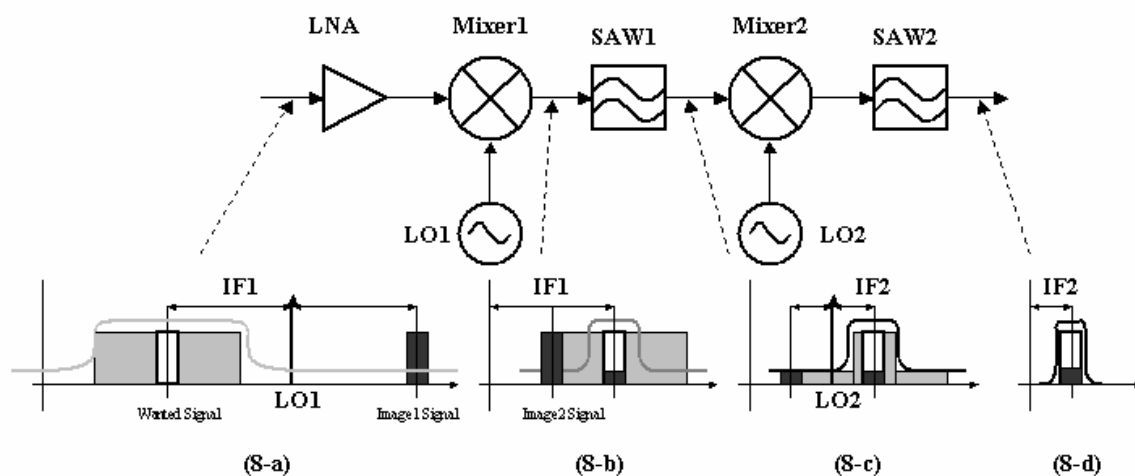
如右方圖七所示，信號經由低雜訊放大器 (LNA) 放大後，利用第一混波器 (Mixer1) 和第一本地振盪源 (LO1) 混出第一中頻信號，經由第一 SAW 濾波器將鏡像信號去除。利用第二



圖七 雙轉換中頻輸出架構圖

混波器 (Mixer2) 和第二本地振盪源 (LO2) 混出第二中頻信號，經由第二 SAW 濾波器選擇出想要的頻道，完成調諧器的功能。此架構的優點在於不需要額外使用追蹤濾波器即能處理寬頻信號的鏡像問題，觀察此架構的頻譜分佈，原因分析如下。

如下圖八所示，調諧器接收到多頻道的寬頻信號（淺灰色），假設想要的信號位於中間的頻道（白色黑框），高於兩倍第一中頻的位置為鏡像頻道（黑色），且落在寬頻信號頻帶之外。由於寬頻信號會先作昇頻的處理，第一中頻頻率會大於寬頻信號的最高頻率，因此鏡像信號會被拉



圖八 雙轉換中頻輸出頻譜圖

到更遠的位置，如此 LNA 前端的濾波器可輕易將第一鏡像信號去除（圖 8-a）。

經由 LNA 做低雜訊放大後，利用第一混波器和高於一倍中頻的第一本地振盪源進行混波，將想要的信號昇頻到第一中頻位置（圖 8-b）。

降頻之前，先利用第一 SAW 濾波器將第二鏡像頻道去除（圖 8-c）。此第二鏡像頻道會固定在低於兩倍第二中頻的位置，故僅須要固定中心頻率的 SAW 濾波器做鏡像頻道去除，而不需要追蹤濾波器。省去追蹤濾波器，就可將此架構在 IC 內實現。

最後，利用第二混波器和低於一倍中頻的第二本地振盪源進行混波，將想要的信號降頻到第二中頻位置，經過第二 SAW 濾波器選擇出將想要的頻道，去除其它不想要的頻道（圖 8-d）。

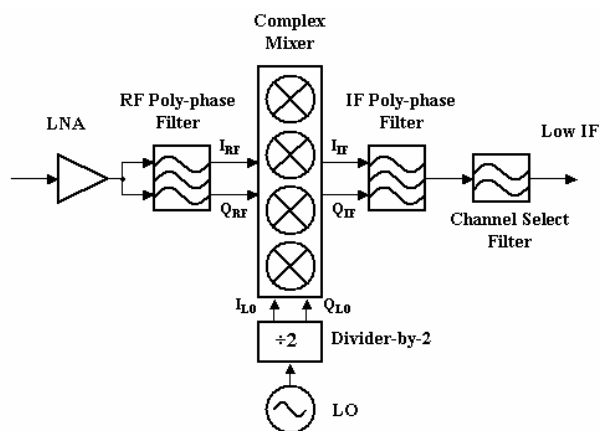
此架構雖已朝向將調諧器 IC 化的趨勢，但其缺點是仍需要兩個外掛的 SAW 濾波器，才能完成調諧器的功能，未能做到 IC 完全整合。此外，若單靠第一 SAW 濾波器做第二鏡像頻道去除，抑制量仍嫌不足。因此，第二混波器還須選用鏡像抑制混波器，才足以符合調諧器的要求。

3.3 單轉換低中頻輸出

IC 化且做到完全整合是未來調諧器技術發展的方向。觀察之前兩種架構的缺點，在於追蹤濾波器及 SAW 濾波器無法在 IC 裡面實現，而我們接下來要探討的幾種架構，則是皆以電路設計技巧輔助完成 IC 化的目的。首先討論是單轉換低中頻輸出架構，這是荷蘭 Philips 公司於 2002 年提出的新構想（圖九）[3-5]。

寬頻信號進入 LNA 做低雜訊放大後，利用

RF 多相位濾波器（RF Poly-phase Filter）將信號分成同相路徑（I Path）及正相路徑（Q Path），進入複頻混波器（Complex Mixer，或稱為雙正交混波器 Dual Quadrature Mixer）和正交振盪源（Quadrature LO，此例由本地振盪源經由除 2 電路產生），混出低中頻正交信號（Quadrature Low IF），再由 IF 多相位濾波器（IF Poly-phase Filter）將低中頻正交信號轉為低中頻信號，這目的除了將信號做降頻的處理外，同時可去除鏡像頻道。最後經由頻道選擇濾波器（Channel Select Filter）選擇出想要的頻道，並去除其它不想要的頻道，完成調諧器的功能。



圖九 單轉換低中頻輸出架構圖

值得探討的是選擇低中頻輸出，可將 SAW 濾波器的功能由頻道選擇濾波器所取代，以方便於 IC 內實現。然而這樣的設計，會讓鏡像頻道拉近到想要信號的鄰近，如此無法使用追蹤濾波器或 SAW 濾波器將鏡像頻道去除；若使用鏡像抑制混波器，其鏡像去除的能力頂多 40dB，仍不能符合調諧器的要求。因此，需要使用雙正交混波器加上 IF 多相位濾波器做鏡像去除的處理。

鏡像去除的能力主要依賴多相位濾波器的好

壞，當多相位濾波器隨 IC 製程變異小於 0.1% 時，將具有 60~70dB 以上鏡像頻道去除的能力，符合調諧器的需求。

3.4 雙轉換低中頻輸出

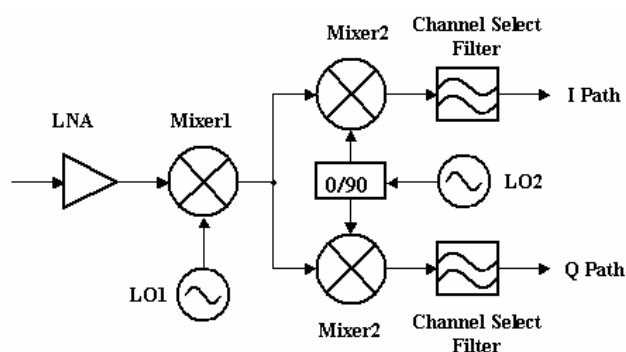
使用雙正交混波器加上 IF 多相位濾波器做鏡像頻道去除，需要將接收的寬頻信號分成同相路徑及正相路徑，再輸入給雙正交混波器。然而，產生此正交信號的方法除了使用 RF 多相位濾波器以外，亦可使用正交混波器（Quadrature Mixer）來實現，因此，產生了雙轉換低中頻輸出的架構。此架構是工研院晶片中心研發團隊於 2004 年所提出的，下一節會針對此架構仔細來探討。

3.5 雙轉換零中頻輸出

由 3.2 節可知，雙轉換中頻輸出架構中的第一混波器利用昇頻方式，將第一鏡像信號拉到較遠的位置，省掉追蹤濾波器的使用需求，但仍需第一 SAW 濾波器先將第二鏡像頻道去除，再利用第二混波器，將想要的信號降頻到第二中頻位置。

瞭解到第二鏡像信號會固定位於第一中頻的鄰近頻道（高或低於兩倍第二中頻），因此，第二中頻的選擇影響到第一 SAW 濾波器規格的要求。通常，第二中頻選擇越小，第一 SAW 濾波器越不容易實現；若第二中頻選擇是低中頻（Low IF），想要頻道的鄰近便是鏡像頻道，如此第一 SAW 濾波器很難完成去除鏡像頻道的任務。然而，若第二中頻選擇是零中頻，便沒有鏡像信號的問題，當然不需要第一 SAW 濾波器，而且第

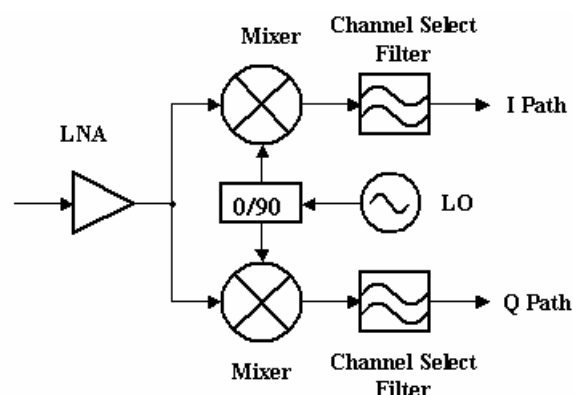
二濾波器可被頻道選擇濾波器所取代（圖十），故此架構適合用於完全整合的矽晶調諧器上 [6]。



圖十 雙轉換零中頻輸出架構圖

3.6 單轉換零中頻輸出

未來技術若朝向行動接收數位廣播電視的發展，個人手持設備如手機、PDA、或可攜式媒體播放器（PMP）等產品，對於調諧器的要求須著重於兩方面：首先嚴格要求尺寸，因此需要完全整合的矽晶調諧器；第二，必須節省功率消耗，故架構上的選擇越簡單越好。因此，單轉換零中頻架構是最精簡亦最合乎要求的（圖十一）。

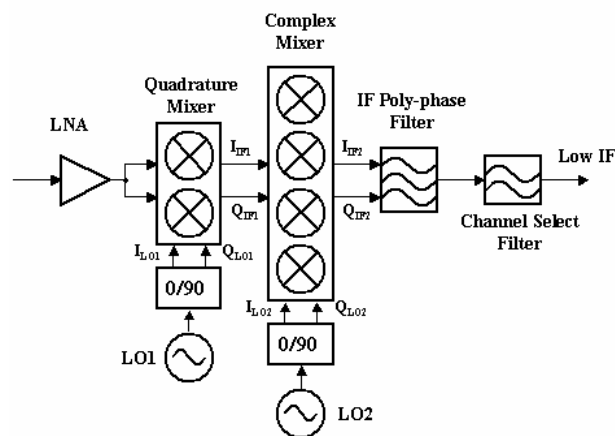


圖十一 單轉換零中頻輸出架構圖

由上節所述可知，選擇零中頻便沒有鏡像信號處理的問題，不需要追蹤濾波器或 SAW 濾波器做鏡像去除，如此，調諧器將可做到完全整合。然而，3.5 及 3.6 節的零中頻架構仍具有直流偏移 (DC Offset)、閃爍雜訊 (Flicker Noise)、及二階失真 (Even-Order Distortion) 等問題，須進一步從技術上克服。

4. 雙轉換低中頻輸出架構

雙轉換的優點可以省去使用追蹤濾波器，適合調諧器 IC 化，而第二中頻選擇低中頻 (Low IF) 可將第二濾波器以頻道選擇濾波器來取代，若第二鏡像信號可以不需要第一 SAW 濾波器，且能利用內部電路技巧去除，則可實現完全整合的矽晶調諧器。工研院晶片中心研發團隊於 2004 年針對完全整合的矽晶調諧器提出此創新架構 (圖十二)，並已申請專利。



圖十二 雙轉換低中頻輸出架構圖

寬頻信號經由 LNA 做低雜訊放大，利用第一正交混波器 (Quadrature Mixer1) 和第一正交本地振盪源 (Quadrature Mixer1) 將想要的頻道

昇頻到第一中頻的位置並混出同相信號 (I_{IF1}) 和正相信號 (Q_{IF1})，此時第一鏡像信號位於較遠的位置，因此 LNA 前端的濾波器可輕易將第一鏡像信號去除。之後經過複頻混波器 (Complex Mixer) 和第二正交本地振盪源 (Quadrature LO2) 混出低中頻正交信號 (Quadrature Low IF)，再由 IF 多相位濾波器將低中頻正交信號轉為低中頻信號 (其目的除了將信號做降頻的動作外，並同時去除第二鏡像頻道)。最後經由頻道選擇濾波器選擇出想要的頻道，並去除其它不想要的頻道，完成調諧器的功能。

此架構的好處是可以做到完全整合的矽晶調諧器，且可避免零中頻架構所遭遇直流偏移、閃爍雜訊、及二階失真等問題，但仍需要 0.1% 製程變異的多相位濾波器，才有 60~70dB 以上鏡像頻道去除的能力 [7]。

要做到完全正交，在電路實現上是相當困難的，因為和 IC 的製程變異及佈局有非常大的關係。製程變異由選擇晶圓代工廠決定，而佈局則依 IC 設計者的設計為考量，包括走線及元件是否對稱、雜散電容是否一致、及負載效應是否相同。因此，3% 以內的正交誤差是允許且合理的。

一般工程上都以鏡像抑制比 (Image Reject Rate, IMRR) 來評估鏡像去除的能力，因此可使用電路模擬軟體來比較一般型及雙正交型鏡像抑制混波器架構，並預估它們的良率 (Yield Rate)。假設正交誤差 3% 且為高斯分佈，經由 1000 次的模擬試驗 (表二) 後，結果顯示，一般型鏡像抑制混波器架構只有約 1/2 的機率其鏡像抑制比大於 35dB，然而，使用雙正交型鏡像抑制混波器架構卻有 80% 以上的機率其鏡像抑制比大於 60dB，是遠遠優於一般型的。

表二 鏡像抑制良率分析

Yield Analysis(+/- Std. Dev 3deg, IMRR>=35dB)

mcTrial	PhaseBal	NumPass	NumFail	Yield
0	0.000	503.000	497.000	50.300
1	3.846			
2	-0.534			
3	2.573			
4	-2.758			
5	3.791			
6	-1.170			
7	1.816			
8	1.485			
9	-4.655			
10	-1.209			
11	-0.658			
12	2.039			
13	-4.603			
14	1.580			
15	0.101			

Yield Analysis(+/- Std. Dev 3deg, IMRR>=60dB)

mcTrial	...aseBal	...aseBal	...mPass	NumFail	Yield
0	0.000	0.000	812.000	188.000	81.200
1	-0.584	3.184			
2	6.697	-4.870			
3	1.089	7.619			
4	-0.178	0.147			
5	-1.045	-1.307			
6	0.412	9.075			
7	-0.279	1.552			
8	-0.447	0.193			
9	-2.902	7.059			
10	-2.893	0.104			
11	0.477	-0.904			
12	1.099	0.617			
13	-3.419	-7.285			
14	-2.774	-2.022			
15	-1.466	-2.816			

5. 結語

因應未來數位電視的普及和行動接收時代的來臨，關鍵技術的開發研究是項重要的課題，而調諧器便是其中之一。傳統式調諧器由於架構選擇的原因，需要許多外部元件才能完成其功能，也增加了許多製造成本及複雜度，且尺寸及耗電流也難以有效改進。因此，矽晶調諧器便成為開發研究的重點，在兼顧接收品質下，若能夠做到完全整合及低功率消耗將是技術發展一大躍進。工研院晶片中心研發團隊於 2004 年初針對完全整合型矽晶調諧器展開研究，至今，已有初步的研發成果並於本論文中闡述，期望對於有意開發矽晶調諧器的後起之輩，能有所助益。

6. 參考文獻

- [1] John N. "Broadband tuners for modern system" RF Design, June 2001, pp 67-72.
- [2] Microtune Patent US6177964.
- [3] Philips Publication WO02/093732 and US2004/0125240.
- [4] Jan van Sinderen, M. Notten, et al, "A 48-860MHz Digital Cable Tuner IC with

Integrated RF and IF Selectivity" ISSCC 2003, paper 25.4, pp. 444-445.

- [5] M. Notten, Jan van Sinderen, et al, "A low-IF CMOS double quadrature mixer exhibiting 58dB of image rejection for silicon TV tuners" RFIC2005, pp.171-174.
- [6] Mark Dawkins, et al, "A Single-Chip Tuner for DVB-T" IEEE JSSC, vol. 38, pp. 1307-1317, Aug. 2003.
- [7] Farbod Behbahani, Yoji Kishigami, John Leete, and Asad A. Abidi, "CMOS Mixers and Polyphase Filter for Large Image Rejection" IEEE JSSC, vol. 36, pp. 873-887, June 2001.

作者簡介

吳思賢



系統晶片技術發展中心／晶片核心技術組／高頻積體電路設計部設計工程師，於 1996 年取得國立台灣大學電機所碩士學位，2001 年起服務於系統晶片技術發展中心。研究專長為射頻積體電路設計。

E-mail: stanleywu@itri.org.tw

(本文章摘錄自《系統晶片》003 期，由工研院系統晶片科技中心發行。)