

超寬頻射頻系統之設計考量與鏈路分析

Design Considerations and Link Budgets Analysis of UWB RF System

李勝豐 S.F. Lee ; 陳正中 C.C. Chen
工研院電通所 CCRL / ITRI

摘要

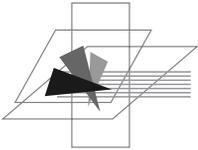
近來寬頻的個人區域網路的應用需求已經使超寬頻系統的發展越來越重要。作為一個應用在短距離的無線傳輸技術，超寬頻系統有極大傳輸資料頻寬、低移動性、高傳輸資料率、低功率傳輸與低功率消耗等有別於傳統窄頻系統的標準規範。本文將詳述超寬頻(Ultra-wide Band; UWB)射頻系統之設計考量與鏈路分析，包括雜訊、發射遮罩、被動元件的分析以及國際領導廠商提出之射頻接收端的鏈路預分析。

Abstract

The recent growth of system requirements for broadband wireless personal area network has stimulated the development of Ultra wide band technology. Utilizing for short range communication, UWB has the specifications of vary wide RF bandwidth、low mobility、high data rate and low power consumption, which are different with narrow band system. This paper demonstrates the design considerations and link budgets analysis of UWB RF system. Detailed discussion for noise、emission mask、passive component design and case analysis of link budgets for different UWB solution are presented.

關鍵詞/Key words

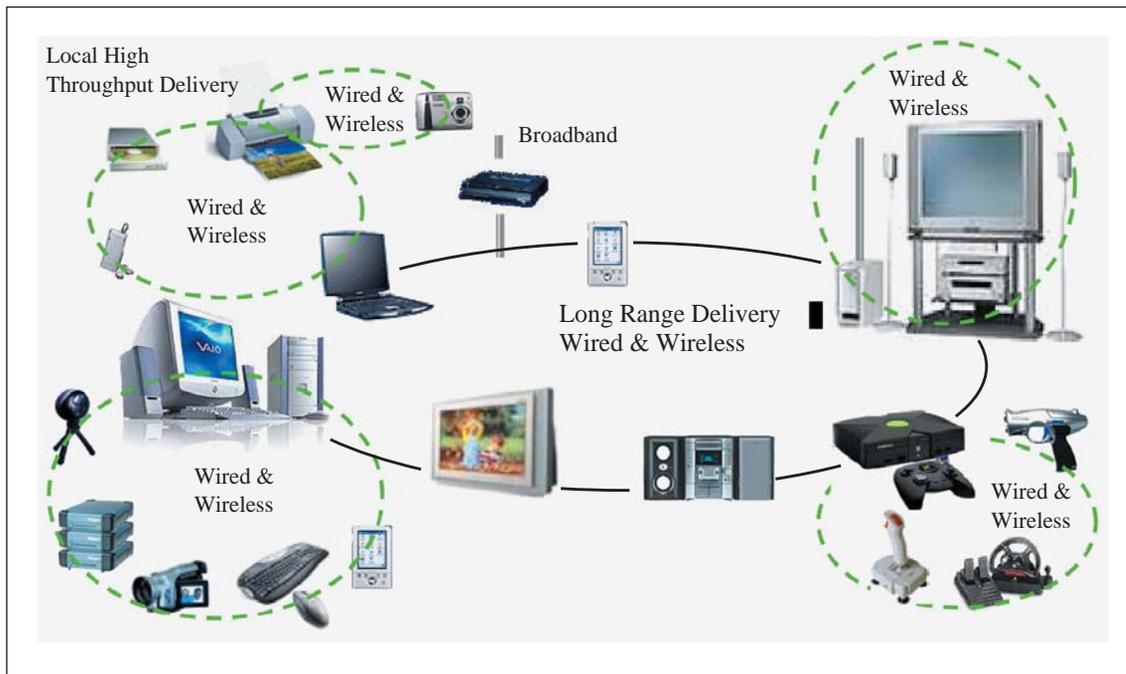
超寬頻技術(Ultra-wide Band; UWB)、超寬頻系統(UWB System)、鏈路分析(Link Budgets Analysis)、射頻被動元件(RF Passive Component)



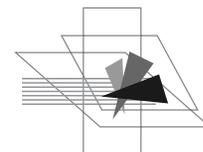
前言

隨著人們對無線通訊資訊量的需求提高，資料的傳輸率為了因應更複雜之應用（如以往的文字及語音資料，而後的影像資料等）而必須有效地增加，再加上網際網路(Internet)日益盛行，無線通訊與網路科技的整合是勢在必行，其中一個主要內涵即為寬頻無線接取(Wideband Wireless Access)，目前產業界已經開發出可無線上網的窄頻通訊技術。其中包括 IEEE 802.11b、藍芽標準（運作的頻帶是無需授權的 2.400~2.483 GHz），以及 IEEE 802.11a（以 5.150~5.350 GHz 的頻率在室內運作）為了符合未來數位多媒體無線網路傳輸頻寬要求，朝向超頻寬無線通訊系統發展勢必

為時勢所趨。目前看來，超寬頻無線通訊收發機將可提供非常高的資料傳輸速度，在 5~10 公尺的距離內每秒可達 100~500Mb。在這樣高的位元速率之下，以今天的無線標準所無法達成的應用也將隨之出現（例如：即時無線數位電視畫面傳輸等）。尤其，超寬頻元件能比今天的窄頻無線電設備更便宜、更小、更不耗電。超寬頻技術的特色在於其傳送速率可高達 400~500Mbps。由於其極低消耗功率、傳輸距離短及傳送速率快的特性，且在適當的技術規範下，可以和既有無線電設備共用頻率，因此極適合取代 USB 成為電腦及週邊的連結介面，或取代藍芽技術成為短距離無線傳輸的新標準。如圖一所示，包括個人數位助理(PDA)、數位相機、數位攝影機、



▲圖一 UWB 使用環境示意圖



視聽設備、行動電話、筆記型電腦，以及其他的行動電子設備。

超寬頻通訊系統可以被定義成一種擁有極高頻寬載波比的無線通訊系統。所謂頻寬載波比的定義為訊號所佔據的頻寬對其中心頻率的比值： $(f_h-f_l)/f_c$ ，其中 f_h 與 f_l 分別為高、低-3dB 頻率點， f_c 為中心頻率。而在傳統通訊系統中，訊號所使用的頻寬載波比約小於 1%；WCDMA 系統的頻寬載波比約為 2%。根據美國聯邦通訊委員會(FCC)的最新定義，中心頻率大於 2.5GHz 的 UWB 系統其 -10dB 的頻寬至少需要 500MHz，中心頻率在 2.5GHz 以下的 UWB 系統則需要至少 20% 的頻寬載波比。而在美國國防部先進研究計劃機構 (Defense Advanced Research Projects Agency，簡稱 DARPA) 所提出的一份報告書，則是將超寬頻訊號定義為頻寬載波比大於 25%。

極寬頻技術具有低成本、低耗電、高速度的特性。目前使用極寬頻無線電技術主要有脈衝無線電 (Impulse Radio, IR)與多頻帶系統(Multi-band System)。對於多頻帶系統而言，目前關於 IEEE 802.15.3a 的規格制定，英特爾和 TI 所主導的 Multi-Band OFDM 聯盟(MBOA)與 Motorola 及 XtreamSpectrum 等 (XtreamSpectrum 後來被 Motorola 併購，而 Motorola 後來將半導體部門 Spin-off 成立 Freescale Semiconductor) 廠商為首的團體僵持不下，後者則是以 Direct Sequence CDMA (DS-SS) 為技術基礎。

UWB 射頻系統之限制

不同的通訊系統，都有其不同之特性與先天上之限制，例如 GSM 系統具有高移動性、微小之訊號頻寬、低傳輸資料率、高傳輸功率與高消耗功率，因此適合遠距離傳輸。UWB 系統則具有極大之傳輸資料頻寬、低移動性、高傳輸資料率、低功率傳輸與低功率消耗，因此適合短距離通訊。本節將介紹超寬頻射頻系統中，主要幾個先天上的極限，此先天上的限制會影響到往後整個射頻系統之鏈路參數，進而影響到整個系統之性能好壞。

1. 雜訊(Noise)

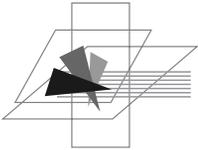
在超寬頻射頻系統中，主要被三個先天上之物理特性與規範限制住，第一個為雜訊與干擾訊號，由於干擾訊號太過複雜，在此我們只考慮雜訊，雜訊的形式有很多，在此我們只考慮最主要的熱雜訊(Thermal Noise)。(1)式為其數學表示式，

$$N_0B=k_bTB \quad (1)$$

其中 N_0 為熱雜訊功率，單位為 dBm， B 為其佔據之頻寬，單位為(Hz)， K_b 為波茲曼常數其值為 $1.3806505 \times 10^{-23}$ J/K， T 為絕對溫度，單位為 K。因此將室溫以及波茲曼常數代入，可得到其值為 -174dBm，此為第一個限制。

2. Shannon's Capacity Formula

根據 Shannon 定理，通道容量(Channel Capacity)可以(2)式表示之，



$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2)$$

其中，C 代表通道容量，B 代表通道之頻寬(Channel Bandwidth)，S/N 代表訊號與雜訊比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)，由此式我們可以得知，當通道頻寬越大時，所能傳送之資訊容量也就越大。而另一個增加通道容量的方法，就是增加其訊雜比，其與容量是呈指數關係，這也說明了在超寬頻系統當中，為何其資料傳輸率可以比別的通訊系統大了許多。為了方便之後鏈路分析之量化，在此引入一個參數，其意義為特定通訊系統之相對效率或通訊效率(Relative Efficiency or Communication Efficiency)，不同之調變與編碼，其值也有所不同，數學表示如(3)式：

$$e_b = 10 \log \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \quad (3)$$

其中， e_b 為調變效率， E_b 為每單位位元所傳送之能量，而 SNR 與 e_b 之間的關係，可以(4)式表示之：

$$\frac{S}{N} = \frac{E_b / N_0}{T_b B} \quad (4)$$

其中 T_b 代表傳送一個位元所需之時間。由上面三個式子，可以推導出在無頻寬限制之 AWGN 通道下，最大可能通訊效率為：

$$e_{b \min} = 10 \log \left(\frac{E_b}{N_0} \right) = 10 \log (\ln(2)) = -1.59 \text{ dB} \quad (5)$$

此值也就是第二個物理上先天的限制。根據不同之調變方式，我們可以分別得到不同之調變效率(Modulation Efficiency)，如表一所示。

3. Regulatory Limits

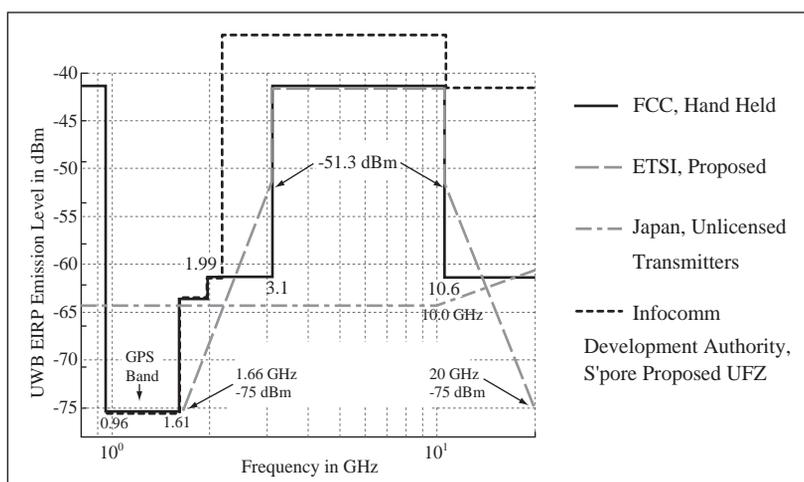
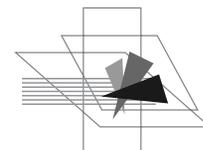
無線通訊系統在傳送訊號時，需將訊號功率提升至一定的大小，再將其發射出。因此不同之通訊標準，皆有規範其頻譜發射遮罩(Emission Mask)，以免干擾其他無線通訊裝置。圖二為各國對 UWB Emission Mask 之規範，在此我們考慮美國 FCC 之規範，在頻率 3.1~10.6 GHz 之間，所能允許之最大輸出功率為 -41.3 dBm/Hz，根據此規範，可以計算出所能允許之最大瞬間輸出功率為：

$$P_{EIRP} = -41.3 \text{ dBm/MHz} + 10 \log(7.5 \times 10^3) \text{ MHz} = -2.5 \text{ dBm} \quad (6)$$

其中 EIRP 為 Effective Isotropically Radi-

表一 相對於理想之調變效率

Modulation	Modulation Efficiency Relative to $e_{b \min}$
	At BER=10 ⁻³
64-BOK	5.7
16-BOK	6.5
8-BOK	7.0
4-BOK	7.7
2-BOK/2-PAM/BPSK	8.4
PPM/OOK	11.4
N-TR	9.5
2-TR	12.5
4-PAM	12.4
8-PAM	16.8
16-PAM	21.7



▲圖二 各國對 UWB 頻譜之規範

ated Power，其意義為從具有增益為 1 之天線幅射出的有效功率，此值也就是第三個規範上的限制。

以圖三來表示這三個限制，而根據這三個限制，可以更進一步推導出一個參數－系統增益(System Gain)：

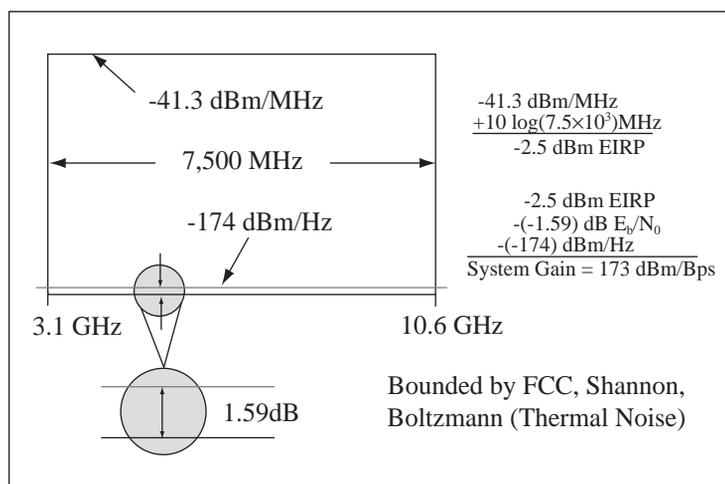
$$\text{System Gain} = -2.5 \text{ dBm (EIRP)} - (-1.59) \text{ dB } E_b/N_0 - (-174) \text{ dBm/Hz} = 173 \text{ dBm/Bps} \quad (7)$$

上式所代表之意義為，在傳送 1bps 的資料量下，其訊號有 173dB 的路徑衰減空間，這對於 UWB 訊號而言，此衰減量幾乎可以傳大約 2000km 了。然而，這似乎有點不太實際，因為這是在傳送資料量為 1bps 的前提下！如果把其他更實際的條件考慮進去的話，如：被 FCC PSD Mask 所限制之

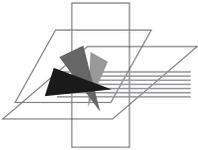
EIRP、天線之 Implementations、不同調變方式之調變效率以及硬體實現上之雜訊指數與 losses 等。

再來考慮一個比較實際的例子，說明其系統增益參數之意義。考慮一個可傳送 200 Mbps 之 UWB 系

統，其採用之調變方式為 Antipodal (類似 BPSK)，基頻可成功判斷訊號之誤碼率(BER)為 10^{-3} ，硬體實現上有 9dB 之雜訊指數與 losses，訊號發射所佔之頻寬為 3.4~4.6 GHz，使用 0dBi 之天線接收，試問，此系統大約可以在多少距離下操作。由於 173 dBm/bps 為各種條件在極限時所計算出來的，因此我們需扣除實際遇到之條件。



▲圖三 限制 UWB 射頻系統之三要素示意圖

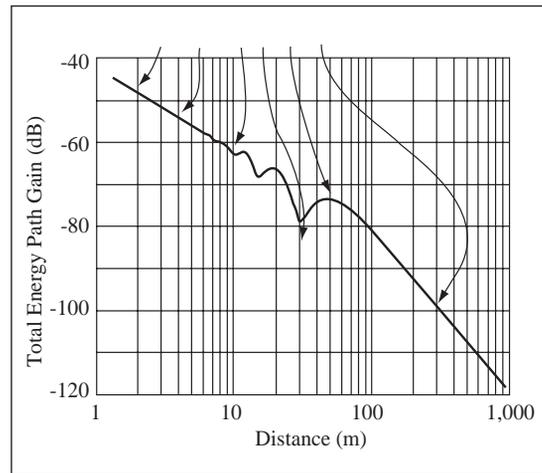


$$173 - [10 \log(200 \times 10^6)] - [6.8 - (-1.59)] - 9 - [10 \log(1.2/7.5)] - 0 = 173 - 83 - 8.4 - 9 - 8 - 0 = 64.6 \text{ dB} \quad (8)$$

式子(8)為計算出之剩餘系統增益，扣除之第一項為資料傳輸率提升至 200Mbps 所需扣除之值；第二項為根據不同之調變所得到之相對調變效率，此值也可以在表一看出；第三項為硬體實現上之 losses；第四項為發射訊號頻譜所佔總規範頻譜之比率。扣除了這些值後，我們計算出所得到的值為 64.6dB，也就是說還有 64.6dB 可供訊號距離衰減之用。根據 UWB 訊號之衰減特性，我們可以知道在傳輸 1m 時，大約衰減 44dB，剩餘的 20dB 大概還可以傳 10m，此相對性之衰減量與傳輸距離，可由圖四看出。

UWB 射頻系統鏈路預分析 (Case Study)

我們已經建立了分析超寬頻射頻系統鏈路分析之基礎，現在就來實際分析三個在 UWB 市場中佔舉足輕重地位之

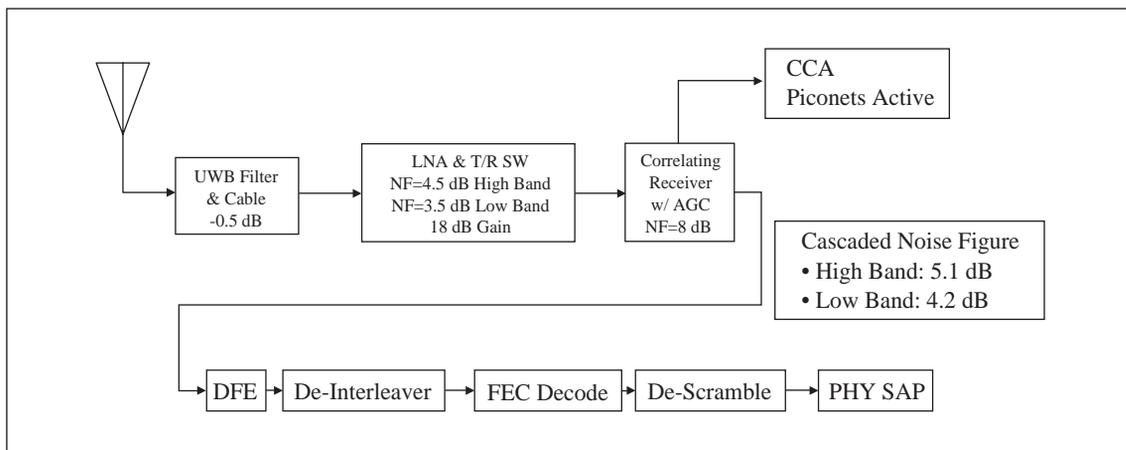


▲圖四 UWB 訊號傳播之特性

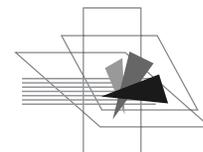
領導廠商，其射頻接收端之鏈路預分析。這三家廠商分別為飛思卡半導體(Freescale Semiconductor)、德州儀器(TI)以及意法半導體(ST Microelectronic)。

1. 飛思卡半導體

圖五為飛思卡半導體 UWB 接收機之架構圖，首先訊號經由天線接收下來，經過濾波器以及 Cable 後，再由 Switch 切換經由低雜訊放大器放大訊號，之後



▲圖五 Freescale 之 UWB 射頻接收機架構圖



再由具有 AGC 功能之 Correlating Receiver 將訊號解調出至 baseband。接收鏈路之增益與雜訊指數皆如圖四所示，在 high Band 時之串接雜訊指數為 5.1dB，low band 時為 4.2dB，然而，為了方便與其他公司之比較，在此之 low band 雜訊指數是以 6.6dB 來計算。

首先，計算發射機發射出之平均功率，Freescale 公司所提出的 low-band mode 其使用頻寬為 3.1~5.15 GHz，根據此點可計算出其平均發射功率為 -9.9 dBm，假設發射與接收之距離為 10m，則根據 UWB 訊號之特性，其衰減量為 64.4dB，因此在接收機接收到之訊號平均功率大小為 $-9.9-64.4=-74.4$ dBm。有了接收到的訊號大小後，需要再計算出在此 Data Rate 下之雜訊功率大小，這裡只考慮熱雜訊，因此大小可以表示為

$-174+10\log(DataRate)=-93.4dBm$ ，再經過接收機所貢獻之雜訊指數 6.6dB 後，便可得到達 baseband 前之所有的雜訊功率大小。鏈路分析之最主要目的在於求出各級對接收機靈敏度之影響，而靈敏度之意義，代表 baseband 所能成功判斷及解調出訊號之最小輸入訊號功率大小，因此要得到接收端之靈敏度，還須有 Baseband 所需之 E_b/N_0 ，根據 Freescale 之 Proposal，其大小為 5.2dB，此值類似之前介紹之調變效率(Modulation Efficiency) e_b ，但若只考慮調變效率，則根據 Freescale 所提出之 low-band Mode 下的調變為 BPSK，其值應該比 5.2dB 大許多。主要原因在於除了考慮調變方式外，使用不同之編碼技巧也會影響該值，如 Turbo Code，錯誤更正碼等。有了 baseband 所需之 E_b/N_0 後，再加入考慮

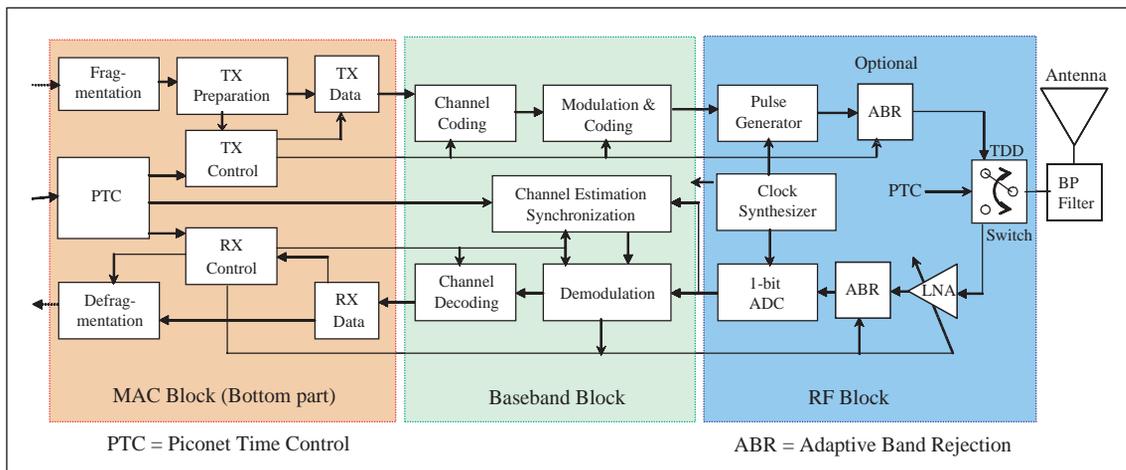
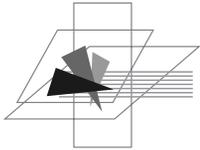
實際製作晶片時所產生之非理想效應與 Implementation Loss，便可求得在接收機之靈敏度為 -78.9 dBm，將其所有各級參數列表於表二。

2. 意法半導體

圖六為意法半導體所提出之 UWB 晶片架構圖，圖中除了天線端以及天線端之後的帶通濾波器之外，其他元件皆被整合至晶片以內，可說是真正的符合系統單晶片(System-on-Chip, SoC)之概念。從圖四可以看出，由於其採用的方式為脈波位置調變(Pulse Position Modulation,

表二 Freescale 射頻接收機鏈路預分析表

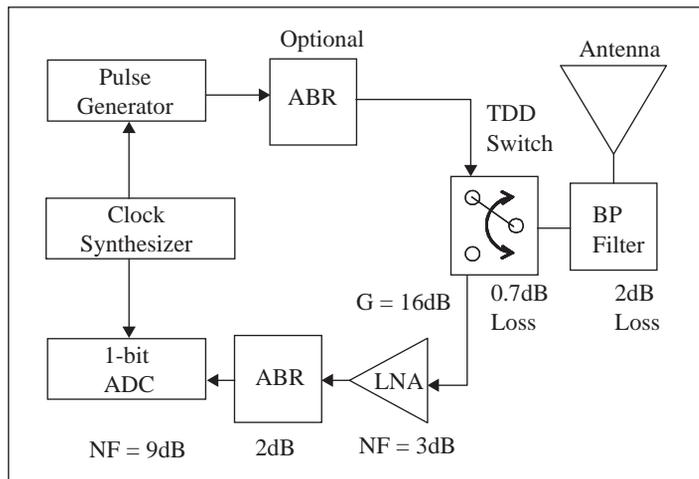
Parameter	Value	Value
Information Data Rate	114 Mb/s	112 Mb/s
Average TX Power	-9.9 dBm	-9.9 dBm
Total Path Loss	64.4 dB (@ 10 meters)	64.4 dB (@ 10 meters)
Average RX Power	-74.4 dBm	-74.4 dBm
Noise Power Per Bit	-93.4 dBm	-93.5 dBm
CMOS RX Noise Figure	6.6 dB	6.6 dB
Total Noise Power	-86.8 dBm	-86.9 dBm
Required Eb/No	5.2 dB	2.4 dB
Implementation Loss	2.5 dB	4.0 dB
Link Margin	4.8 dB	6.1 dB
RX Sensitivity Level	-78.9 dBm	-80.5 dBm



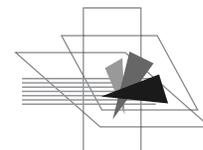
▲圖六 ST Microelectronic 之 UWB 系統單晶片功能方塊圖

PPM)，其射頻架構顯得非常簡單，在接收端之類比主動電路只剩下低雜訊放大器，之後就進入類比數位轉換器了 (Analog-to-Digital, ADC)。同樣的，根據此架構來做接收機之鏈路分析，我們把射頻部分單獨拿出來看，如圖七所示，接收機首先經過增益為 0dBi 之天線，之後進入帶通濾波器，濾除頻帶外之干擾訊號，假設此濾波器值入損耗為 2dB，之後經由 Switch 切換發射或接收路徑，假設 Switch 之 loss 為 0.7 dB，訊號經過 Switch 之後進入低雜訊放大器，放大接收下來之微弱訊號，假設此低雜訊放大器之增益為 16dB，雜訊指數為 3dB，之後再通過類似帶通濾波器之 Adaptive Band Rejection (ABR)，假設其損耗為 2dB，最後進入具有 9dB 雜訊指數之類比數位轉換器。鏈路分析之方法完全與之前 Freescale 之分析方

法一樣，比較需要注意的是，意法半導體所提出之 Proposal，其發射訊號所佔據之頻寬為 3~7GHz，比 Freescale 所提出的大許多（如表三所示），所以我們也可以看出在 Average TX Power 這項，其值比 Freescale 的大了許多，此外，由於此架構之調變方式為 PPM，因此 baseband 所需之 E_b/N_0 要比使用 BPSK 調變之架構來得大。在 Implementation Loss 方面，3.5dB 的 loss 也要比其他公司提



▲圖七 ST Microelectronic 之 UWB 射頻部分方塊圖



出之 Proposal 來得大，這似乎也說明了此架構在實現上，會有一定之不完美，最後，所估算出之接收機靈敏度為-77.1 dBm。

2. 德州儀器(Texas Instruments)

圖八為德州儀器所提出之 UWB 接收機架構圖，其架構屬於直接轉頻(Direct Conversion)，訊號由天線接收下來先經過 Pre-select Filter 濾除 Out-Band 訊號，之後經由低雜訊放大器放大訊號，再分 I/Q 經由混波器降至基頻，爾後訊號再通過低通濾波器、可變增益放大器後，進入類比數位轉換器進行訊號之解調。

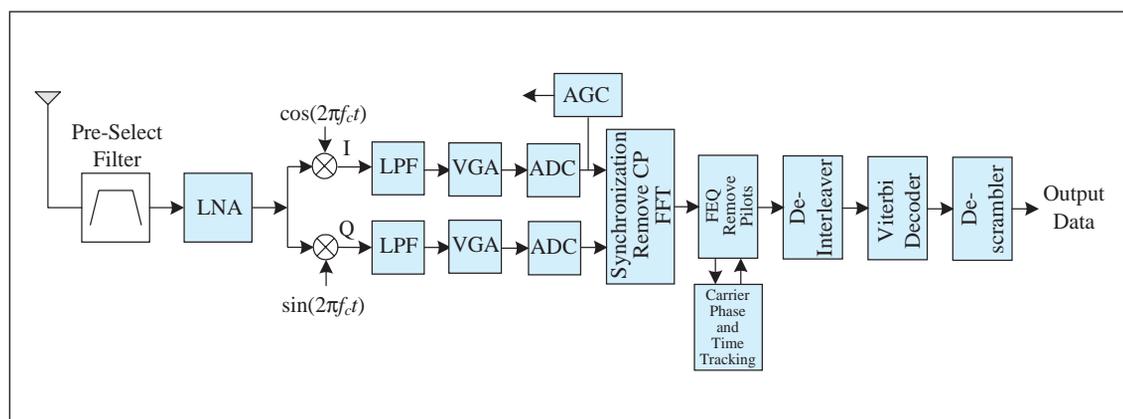
相同的，我們對此架構作鏈路分析，可以得到如表四之各級鏈路參數。其中，由於所提之發射訊號頻寬為 3.1~4.9 GHz，所以在平均發射功率上，其值比前兩家公司來得小，而由於此架構是以 QPSK 作為調變方式，因此在 baseband 所需之上有較佳表現。

UWB 前端被動元件的設計考量與技術現況

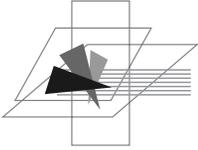
目前超寬頻系統的兩個技術標準包括脈衝無線電與多頻帶系統，都需要一

表三 ST Microelectronic射頻接收機鏈路預分析表

Throughput Rb (Mb/s)	125
Distance (m)	10.0
Average TX Power Pt (dBm)	-5.58
Tx Antenna gain Gt (dBi)	0.0
Fc (Hz)	4.9E+0.9
Path Loss 1 Meter L1 (dB)	46.2
Path Loss at d Meter L2 (dB)	20.0
Rx Antenna Gain Gr (dBi)	0.0
Rx Power Pr (dBm)	-71.7
$N = -174 + 10 * \text{LOG}_{10}(\text{Rb})$ (dBm)	-93.0
Noise Figure (dB)	6.3
Average Noise Power Per Bit Pn (dBm)	-86.7
Eb/No min (dB)	6.1
Implementation Loss (dB)	3.5
Link Margin (dB)	5.4
Proposed Min Rx Sensitivity Level (dBm)	-77.1



▲圖八 TI之UWB射頻接收機架構圖



表四 TI之射頻接收機鏈路預分析表

Parameter	Value	Value	Value
Information Data Rate	110 Mb/s	200 Mb/s	480 Mb/s
Average TX Power	-10.3 dBm	-10.3 dBm	-10.3 dBm
Total Path Loss	64.2 dB (@10 meters)	56.2 dB (@4 meters)	50.2 dB (@2 meters)
Average RX Power	-74.5 dBm	-66.5 dBm	-60.5 dBm
Noise Power Per Bit	-93.6 dBm	-91.0 dBm	-87.2 dBm
RX Noise Figue	6.6 dB	6.6 dB	6.6 dB
Total Noise Power	-87.0 dBm	-84.4 dBm	-80.6 dBm
Required Eb/No	4.0 dB	4.7 dB	4.9 dB
Implementation Loss	2.5 dB	2.5 dB	3.0 dB
Link Margin	6.0 dB	10.7dB	12.2 dB
RX Sensitivity Level	-80.5 dBm	-77.2 dBm	-72.7 dB

個寬頻（頻寬大於 45%）之射頻前端被動元件，例如涵蓋多頻帶系統群組 A (3.1~4.9 GHz)，並濾除頻帶外的雜訊以及發射干擾的濾波器。對現有之射頻元件技術來說，可涵蓋超寬頻帶，又能微型化設計的射頻元件仍是一項相當新的挑戰。

從濾波器的基本理論來分析，頻寬的響應對濾波器的設計參數所造成的影響，可以從諧振腔之間的耦合量以及外部品質係數兩方面來探討。首先在諧振腔之間的耦合量方面，可以用耦合係數來量化：

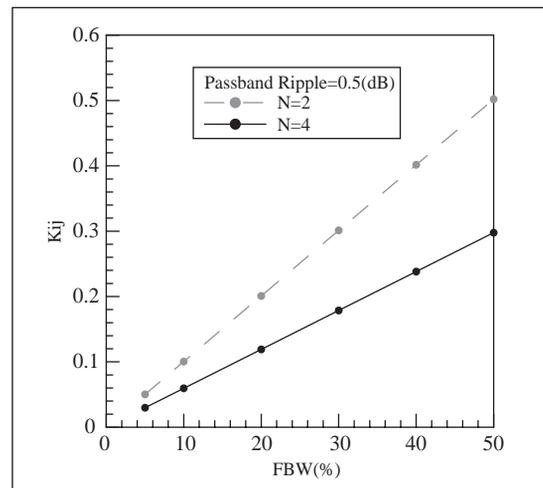
$$k_{j,j+1} = \frac{\omega}{\sqrt{g_j g_{j+1}}}$$

其中 ω 代表濾波器的頻寬(Fractional Bandwidth)

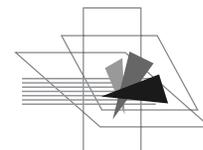
g_j 與 g_{j+1} 代表低通原型元件值(Low-pass Prototype Element Value)

由上式可知，兩個諧振腔之間的耦合量和頻寬成正比，和低通原型元件值成反比；而低通原型元件值的大小和濾波器的階數成正比，意即階數越多，低通原型元件值越大諧振腔之間的耦合量越小。在實際的電路佈局時，耦合量越大，越難實現，例如多層電路板的濾波器常以平行板

電容來實現耦合，當所需耦合量越大，所耗費的面積也越大，會增加整體電路佈局考量的難度。圖九顯示二階及四階柴比雪夫濾波器在不同的頻寬下，所相對應的耦合係數。由圖中可以發現在相同的頻寬下，四階濾波器所需的耦合係數為二階的濾波器所需的耦合係數約零



▲圖九 濾波器之諧振腔之間耦合係數與頻寬的關係



點六倍，這代表當一個低階的寬頻濾波器所需的耦合量過大，而使實際的電路實現有困難時，可以考慮增加其階數，紓解耦合係數的需求，讓電路佈局較為合理。

接下來是在代表輸出入端諧振腔與輸出入埠之間耦合的“外部品質係數”(Q External)，可以用下列式子來量化：

$$Q_{extS} = \frac{g_0 g_1}{\omega}$$

其中 ω 代表濾波器的頻寬， g_j 與 g_{j+1} 代表低通原型元件值。

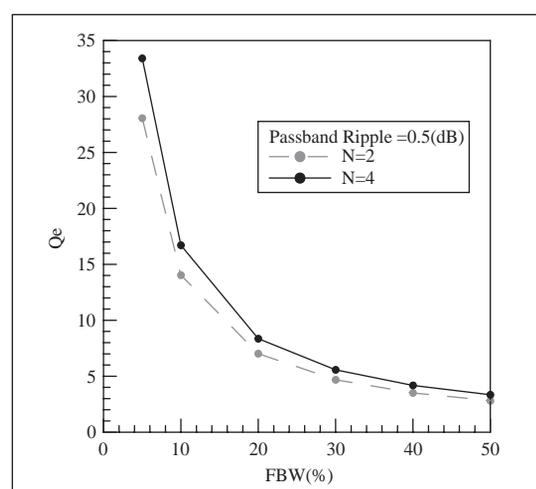
外部品質係數理論上和輸出入端諧振腔與埠之間耦合成反比，而由上式可知，也和頻寬成反比，因此其特性類似耦合係數，即頻寬越大，所需的輸出入端耦合越大。圖十顯示二階及四階柴比雪夫濾波器在不同的頻寬下，所相對應的外部品質係數，值得注意的是階數的增加，並無法有效地紓解耦合量的需求，這是和耦合係數不同的地方。

超寬頻濾波器除了需要寬頻的特性，亦需要在頻率相近的其他系統頻帶有相當的衰減。目前的學術論文針對此規格最常用的做法是利用一個或多個環形諧振腔，輸入與輸出端利用直接饋入的方式，在環形諧振腔的中心位置，加一段擾動(Perturbation)的傳輸線，使其產生兩個互耦的諧振模態。在此結構中，調整擾動傳輸線的長度，可在通帶兩側產生傳輸零點進而增加禁帶的衰減，然而這類超寬頻濾波器電長度長達三百六十度的諧振腔尺寸，很難將其微型化，

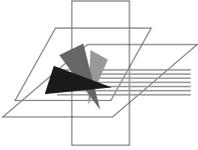
特別是實現在多層電路之中。

要設計高禁帶衰減的濾波器另一個可行的方法是引入交錯耦合的產生傳輸零點的設計，根據傳統的交錯耦合濾波器的理論，零點的數目和濾波器的階數有一定的關係，以 CQ (Cascade Quadruplet) 濾波器來說，如果其階數為 n 階，則會在濾波器的兩側各產生 $n/4$ 個傳輸零點；以 Canonical 濾波器來說，如果其階數為 n 階，則會在濾波器的兩側各產生 $(n-4)/2+1$ 個傳輸零點。近年來有不少的論文在探討上述交錯耦合濾波器以外的架構，這些架構雖然可以在同樣的階數下產生較多的傳輸零點，但是付出的代價卻是較複雜的耦合結構，在實作上很難精準的實現。

另一個關鍵的前端被動元件是 BALUN，Marchand BALUN 是射頻至微波頻段常用的設計架構，但是欲實現超寬頻的平衡響應，傳統的 Marchand BALUN 有其限制，因為其中耦合線的



▲圖十 濾波器之外部品質係數與頻寬的關係



偶模特性阻抗的最大值常受到實際電路架構的限制，無法使輸入端有很寬頻的匹配。為了解決這個問題，常用的方法是增加其階數，使 BALUN 能夠以較低的偶模特性阻抗的耦合傳輸線來實現寬頻的響應。寬頻的 BALUN 另一個設計的考量是在寬頻的通帶內，容易因為電路寄生效應使兩個輸出埠的大小與相位在特定的頻段產生不平衡，這需要相對應的補償機制來改善。

國內外大廠從 2003 年底才開始正式宣告擁有相關的技術，太陽誘電(Taiyo Yuden)在 2003 年 10 月發表全世界第一組超寬頻系統的晶片型射頻被動元件，包括帶通濾波器、帶阻濾波器與平衡至非平衡轉換器；TDK 在 2004 年 5 月也宣佈超寬頻濾波器與天線的相關技術。太陽誘電於 2004 年 9 月提出最新的晶片型超寬頻元件，其濾波器的尺寸為 $3.2 \times 1.6 \times 1.15 \text{ mm}^3$ ，通帶頻率約為 3.1~4.9 GHz，在禁帶的衰減約為 30dB@5.2 GHz，25dB@2.4GHz，40dB@1.6GHz。Murata 在 2005 年 1 月發表尺寸最小超寬頻濾波器，尺寸為 $2.5 \times 2.0 \times 0.9 \text{ mm}^3$ ，通帶頻率約為 3.3~4.8GHz，在禁帶的衰減約為 14dB@6.0GHz，20dB@2.4GHz，20dB@1.6GHz。

結論

超寬頻系統的射頻電路，由前述的鏈路預分析可知，雖然各家廠商提出之電路架構皆有所不同，但最後接收機之靈敏度其實不會相差太多，在傳輸速率為 110Mb/s 下，大概都在 -80dBm 左右。

我們也可以發現，決定接收機靈敏度之大小主要在幾個關鍵：訊號之發射頻寬大小、接收機之雜訊指數、基頻所需之 E_b/N_0 ，以及晶片實現上之不完美所造成之 Implementation Losses，因此，要提升系統之靈敏度，需在射頻與基頻上對各參數互相搭配取舍，方可獲得最佳值。然而對於射頻端而言，要提升系統之靈敏度，首要工作就是降低接收機之雜訊指數。

傳統之射頻架構雖然也可以滿足超寬頻系統之需求，然而在某些元件上卻需特別注意，除了前一節所說之濾波器外，天線與低雜訊放大器要做到寬頻設計也是充滿了挑戰。此外由於超寬頻系統講求低成本、低功率消耗與輕薄短小，因此射頻前端電路之低功率設計，以及射頻與基頻間之高解析度低功率數位轉換器，也是系統設計之瓶頸所在。

參考文獻

1. K. Siwiak and D. McKeown, Ultra-Wideband Radio Technology. John Wiley & Sons, 2004
2. ftp://ftp.802wirelessworld.com/15/Archive/2003/Jul03/03267r5P802-15_TG3a-Multi-band-OFDM-CFP-Presentation
3. ftp://ftp.802wirelessworld.com/15/Archive/2003/May03/03137r3P802-15_TG3a-Sony-CFP-Presentation.ppt
4. ftp://ftp.802wirelessworld.com/15/Archive/2003/Jul03/03139r5P802-15_TG3a-STMicro-CFP-Presentation.ppt
5. ftp://ftp.802wirelessworld.com/15/Archive/2003/May03/03141r3P802-15_TG3a-TI-CFP-Presentation.ppt
6. ftp://ftp.802wirelessworld.com/15/Archive/2003/Mar03/03157r0P802-15_WG-Understanding_UWB_For_Low-Power_Communications-A_Tutorial.pdf
7. ftp://ftp.802wirelessworld.com/15/Archive/2003/Jul03/03267r5P802-15_TG3a-Multi-band-OFDM-CFP-Presentation.ppt