

行政院國家科學委員會專題研究計畫 期中進度報告

子計畫二：具智慧型天線多通道 OFDM 傳收機射/中頻模組之 研製(2/3)

計畫類別：整合型計畫

計畫編號：NSC91-2219-E-002-024-

執行期間：91 年 08 月 01 日至 92 年 10 月 31 日

執行單位：國立臺灣大學電信工程學研究所

計畫主持人：曹恆偉

計畫參與人員：洪偉翔 張正春 范育成

報告類型：精簡報告

處理方式：本計畫可公開查詢

中 華 民 國 92 年 5 月 23 日

行政院國家科學委員會輔助專題研究計畫

總計畫 下世代無線網際網路的多載波碼域多工收發機 之研製

子計畫(二) 具智慧型天線多通道 OFDM 傳收機射/中頻模組 之研製

計畫編號：NSC 91-2219-E-002-024

執行期限：91 年 8 月 1 日至 92 年 10 月 31 日(已獲得延期申請)

主持人：曹恆偉

計畫參與人員： 洪偉翔，張正春，范育成

一、中文摘要

本期中進度報告分為二大部分：
一為針對多載波調變信號 PAR(峰/均值比)較高的問題,探討以全數位方式實現功率放大器的“預失真”補償方法;另一則為針對多載波信號接收機探討全數位化之中頻至基頻降頻電路,以消除類比電路所可能造成的誤差及環境變異效應此二部分之研究皆包含理論及硬體實現之考量。

關鍵詞：功率放大器，非線性，數位中頻處理器，多載波調變

Abstract

This midterm report consists of mainly two parts. In the 1st part, digital predistortion method for the MC-CDMA transmitter PA is investigated; in the 2nd

part, fully digital baseband converter circuit for the MC-CDMA receiver is investigated. In both topics, theoretical design and hardware implementation have been taken into consideration.

Keywords: Power Amplifiers, Nonlinearities, Predistortion, Programmable IF Processor, OFDM, Multicarrier Modulation

二、應用於多載波系統之功率放大器之線性化

簡介

預失真(predistortion)是我們針對多載波碼域多工(MC-CDMA)發射機所採用的線性化方法。原理是在功率放大器前，先

將信號進行預失真(predistortion)的處理,使處理過後的信號在經過非線性放大器後,輸出低失真的信號。

預失真器的設計上需要有適合的放大器模型以進行最佳化,才能達到最佳的線性化功效。以下將分別說明我們所使用的功率放大器模型,以及預失真器的設計方法。最後,我們將呈現預失真器的線性化成果,並對我們所用的方法提出討論以及未來的研究方向。

文獻探討:

功率放大器模型

欲獲得預失真的線性化效果,有賴於精確的功率放大器模型。若我們將輸入信號的複數波跡 V 表示為:

$$V = r \angle \theta$$

則通過非線性放大器的輸出信號複數波跡 V_{out} 可表示為:

$$V_{out} = A(r) \angle [\theta + \phi(r)]$$

其中 $A(r)$ 描述放大器的振幅-振幅調變效應(AM-AM),是放大器非線性失真的主要來源;而 $\Phi(r)$ 則描述放大器的振幅相位調變效應(AM-PM),在一般的電晶體放大器中效應不大,常常可以被忽略。表(1)為常用的功率放大器模型,省略 $\Phi(r)$ [2][3][4][5]。

現今行動裝置用的功率放大器的設計上,以操作在 Class AB 模式下的 HBT 放大器為主流。這種功率放大器同時擁有高增益、高效率以及高 P_{1dB} 的優點,但在輸入信號較小時,會有如圖(一)所示的指數線形下凹現象。這種特殊的現象是無法在表(1)所列的模型中表現出來的,但是卻會對放大器模型的精確度造成不小的影響。[6] 因此,我們改採用以下的功率放大器模型:

$$A(r) = a_1 r + a_2 r^2 + a_3 r^3 + a_4 r^4 + a_5 r^5$$

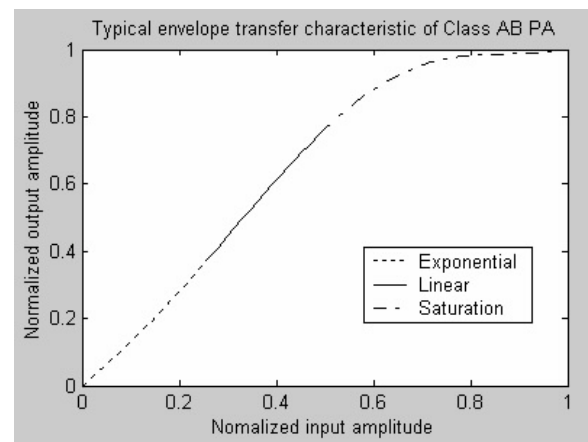
曲線揉合結果如圖(二)。

為了增加模型的精確度,並對非線性所造成的相位失真進行補償,我們再用同樣的多項式描述放大器的 $\Phi(r)$

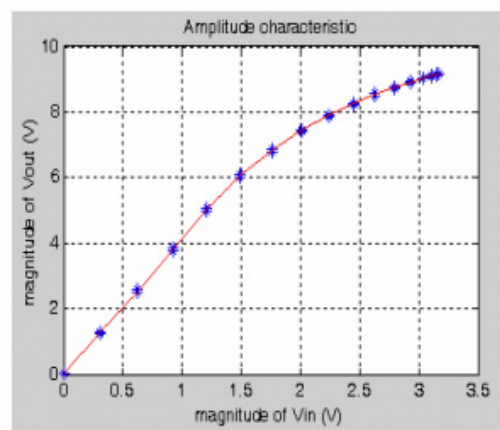
$$\phi(r) = b_1 r + b_2 r^2 + b_3 r^3 + b_4 r^4 + b_5 r^5$$

曲線揉合結果如圖(三)。

立方函數	$A(r) = a_1 r + a_2 r^3$
雙曲函數	$A(r) = a_1 \tanh(a_2 r)$
Saleh [3]	$A(r) = \frac{a_1 r}{1 + a_2 r^2}$
Rapp [5]	$A(r) = \frac{a_1 r}{\left(1 + (r/a_3)^{2a_2}\right)^{\frac{1}{2a_2}}}$
Ghorbani [4]	$A(r) = \frac{a_1 r^{a_2}}{1 + a_3 r^{a_2}} + a_4 r$



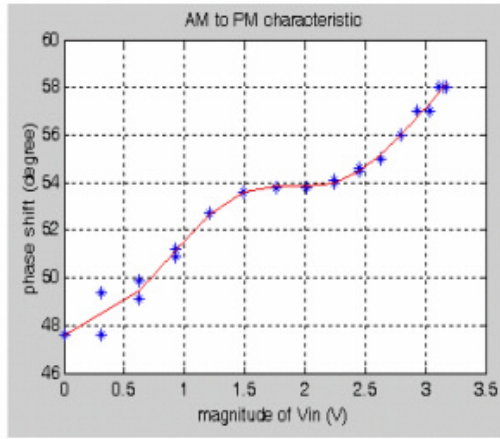
圖(一) 操作在 Class AB 模式下 HBT 功率放大器的典型特性曲線之 $A(r)$ 。



圖(二) 放大器模型之 $A(r)$ 曲線擬合。(*: 量測值; —: 模型)

表(1) 常見的功率放大器模型

模型	轉換函數
----	------



圖(三) 放大器模型之 $\Phi(r)$ 曲線擬合。(*: 量測值;
—: 模型)

研究方法:

預失真器的最佳化:

由於功率放大器的轉換特性係為高階的非線性函數，若欲找出最適當的預失真轉換函數，必須利用到數值的方法。以下介紹我們最佳化預失真器化的方法[1]。

參照圖(四)，假設輸入信號的複數波跡 V 為:

$$V = r \angle \theta$$

使 V 通過預失真器所得輸出信號 V_p :

$$V_p = r_p \angle \theta_p$$

最後在功率放大器得到的輸出 V_{out} :

$$V_{out} = A(r_p) \angle [\theta_p + \phi(r_p)]$$

欲使輸出信號沒有失真，則 V_{out} 需滿足:

$$V_{out} = g \cdot r \angle \theta$$

上式中的 g 表示預失真後放大器的線性增益。結合上列兩式，可得知預失真器的轉換特性需滿足:

$$\begin{cases} g \cdot r = A(r_p) \\ \theta = \theta_p + \phi(r_p) \end{cases}$$

求解上面的聯立方程式，我們利用以下的演算法:

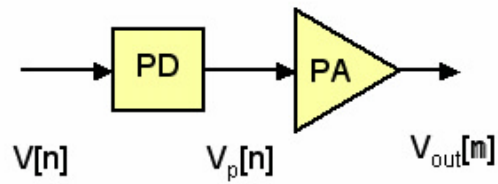
$$r[k+1] = r[k] + \alpha \{g \cdot r - A(r[k])\}$$

其中 $\alpha=0.85$ ，起始值 $r[0]=r$ 。當 $r[k+1]$ 趨近於 $r[k]$ 時，可得到針對輸入信號 $V = r e^{j\theta}$ 預失真應輸出

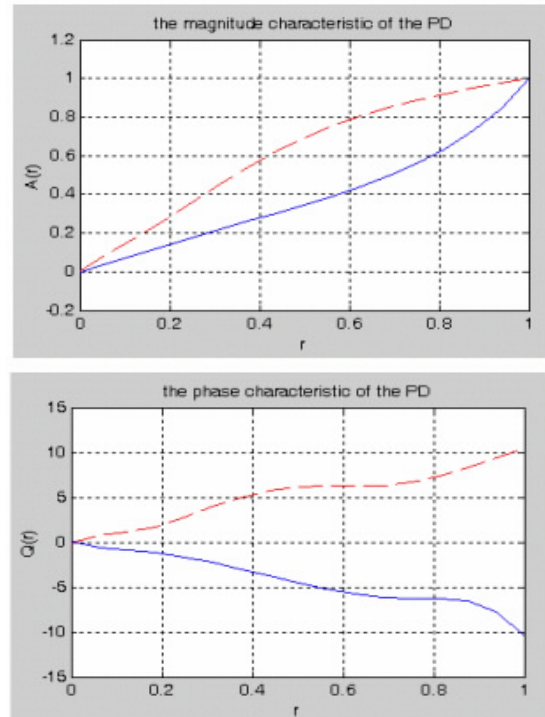
$$\begin{cases} r_p(r) = r[k+1] \\ \theta_p(r) = \theta - \phi(r_p(r)) \end{cases}$$

再針對不同的 r 值，求出其所對應到的 r_p 與 θ_p ，最後可得到最佳預失真器的轉換特性曲線，結果如圖(五)。於是我們再根據這個特性曲線，反推出預失真器的轉換函

數或查表(LUT: Look-up Table)。



圖(四) 預失真線性化系統方塊圖。(PD: 預失真器;
PA: 功率放大器。)



圖(五) 最佳化預失真轉換函數。上圖: 振幅-振幅調變補償; 下圖: 振幅-相位調變補償。(-- 放大器特性曲線;
— 預失真器特性曲線)

預失真模擬結果

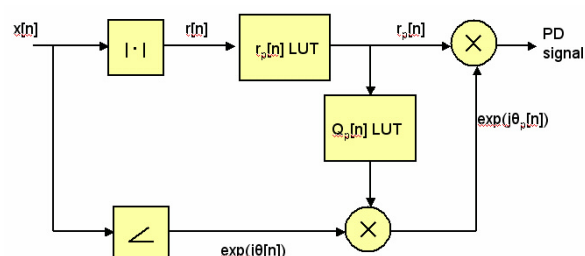
圖(六)為預失真器的架構圖。其中 $R_p[n]$ LUT 與 $Q_p[n]$ LUT 乃根據圖(五)所得， $x[n]$ 則表示複數波跡 V 在時間點 $t = n / Nf_s$ 的取樣值。在這裡我們選擇取樣頻率 f_s 為輸入信號頻寬的五倍。

首先我們先輸入雙頻信號(Two-tone)測試線性化的效果，結果如圖(七)所示。IM3(inter modulation of 3rd order)在未進行補償時為 -25.6dBc；使用所設計的預失真器補償後 IM3 則下降至 -45.6dBc，即線性度有 20dB 的提升。

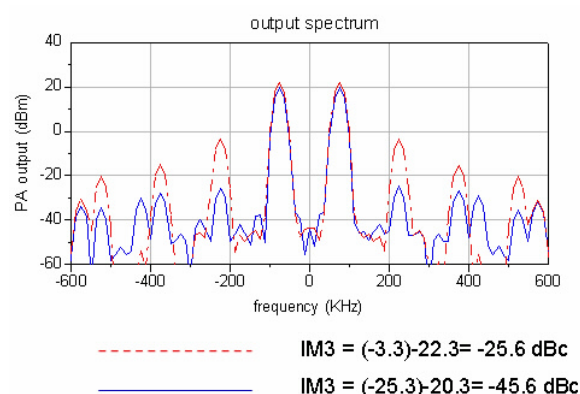
圖(八)是輸入八頻信號(8-tone)的測試結果。IM3 在未進行補償時高達 -20.7dBc；經預失真補償後 IM3 則下降至 -36dBc，比補償前減少了 15dB。可見即使

在寬頻的信號下，預失真器依然對功率放大器的線性度有所提升。

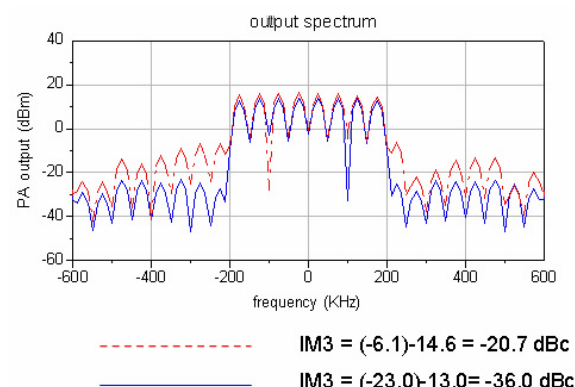
最後我們輸入 MC-CDMA 的調變信號。信號含 800 個子載波，每個載波各載有一 QPSK 調變信號。由圖(九)可見，未補償之信號在遭遇功率放大器的非線性現象後，解調出來的信號具有很高的 EVM。而用預失真補償後，調變出來的信號變得相當乾淨，幾乎沒有 EVM。



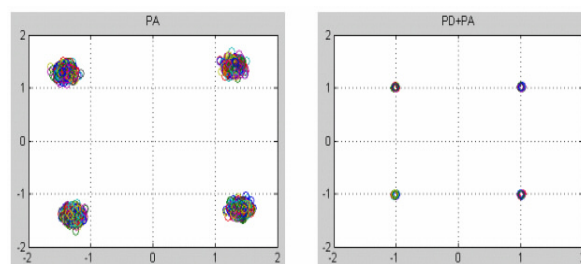
圖(六) 預失真器的架構圖



圖(七) 雙頻信號通過功率放大器之輸出頻譜。(-- 未補償；—進行預失真補償後的輸出頻譜)



圖(八) 八頻信號通過功率放大器之輸出頻譜。(-- 未補償；—進行預失真補償後的輸出頻譜)



圖(九) 用預失真補償 MC-CDMA 信號的結果-左:未補償; 右:進行預失真補償後之解調信號。

結果討論與未來工作:

我們介紹了如何建立合適的功率放大器模型，也利用預失真的方法對放大器的非線性現象進行補償，並進行了驗證，得到相當良好的成果。但由於在真實的情境中，精確模型的建立有賴於精確的量測；而預失真器在實作的考量時也有可能影響其線性化的效能。這些問題在未來實作時，值得關切。

另一方面，在現今數位通訊發射系統中，除了功率放大器的非線性會影響傳輸品質外，調變器(Modulator)與數位類比轉換器(DAC)中也可能存在著非線性以及因電路元件非匹配而導致 I-Q 兩路徑不平衡的現象(IQ Imbalance)。這些不理想特性也會對信號傳輸造成影響。若能使預失真器也對這些現象進行補償，將能進一步提升發射機的信號品質。

三、應用於多載波系統之數位中頻至基頻降頻器

簡介：

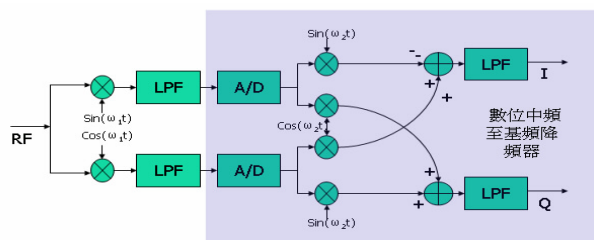
在本部份中，我們將探討接收機中「數位中頻至基頻降頻器」，因為其為針對多載波通訊系統所設計，所以我們可以利用多載波系統中的傳輸特性設計出更適合的降頻器架構，因此有別於一般的數位中頻降頻器。

文獻探討:

一. 接收機架構:

對於線性要求度極高的 OFDM 系統，我們希望盡量減少接收機架構中濾波器、混波器等類比元件，而用線性度與穩定度較高的數位元件代替。因為目前科技的關係，在接收機中要全然使用數位處理的方

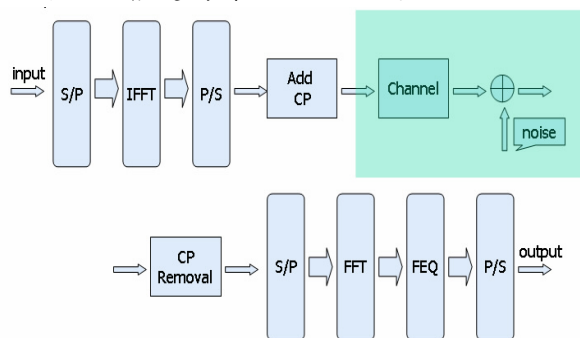
式似乎不可行，然而因為像 AD 6640 此類的高速中頻取樣類比至數位轉換器(ADC)問世後，我們可以使用數位中頻的架構改善 OFDM 系統效能。數位中頻的架構比起外差架構減少一級類比降頻電路，又無零中頻架構對直流偏移與 1/f 雜訊敏感問題，雖然有映像問題，但是我們可以使用 Quadrature Weaver 架構解決，圖(九)為我們使用的接收機架構圖，圖中陰影部分為典型的數位降頻器示意圖，亦為本部份之研究重心。



圖(九): Quadrature Weaver 接收機架構圖

二. OFDM 系統圖:

圖(十)為 OFDM 通訊系統基頻等效流程圖，圖中上半部為發射端、下半部為接收端，陰影處為等效低通通道。



圖(十): OFDM 系統架構流程圖

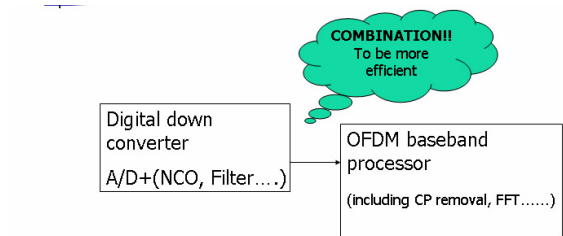
依據圖(十)，我們可以推導出：當等效低通通道可用 FIR filter 模型模擬時，如果通道長度(tap 數)小於我們加入的 CP 點數，則在傳收之間將不遭 ISI (intersymbol interference) 干擾[7][8][9][10][11]。

研究方法:

一. 探討濾波器效應:

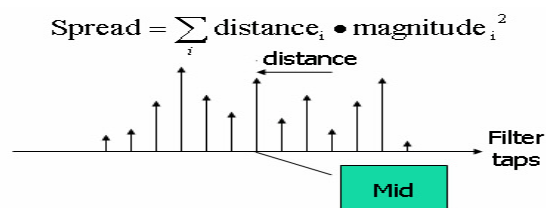
傳統類比式的接收機，將接收到的射頻訊號降到基頻後再經由類比至數位轉換器(ADC)輸出數位訊號至 OFDM 基頻處理

器做訊號解調。有別於傳統的架構，在數位中頻降頻器中，ADC 直接在 IF 處進行取樣，由圖(九)可清楚的看出我們將會有數位濾波器、混波器等數位元件直接與圖(十)的 OFDM 基頻數位處理電路連接，因此，可利用 DSP 演算法技巧以及配合 OFDM 訊號特性進而改善接收效能，如圖(十一)所繪示意圖。

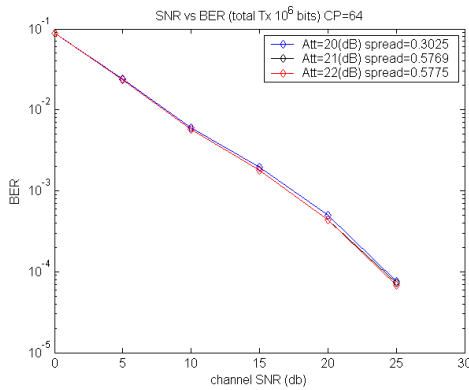


圖(十一): 結合數位中頻與 OFDM 系統示意圖

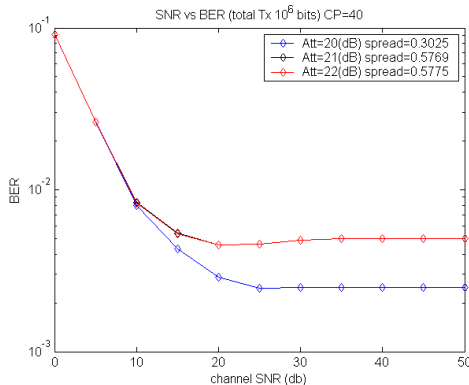
我們針對 OFDM 系統特性考量設計我們所需的低通濾波器係數。由上述知，要使 OFDM 系統達到沒有 ISI 必須使我們所加入的 CP 長度大於等效通道長度，因為太長的 CP 會使系統傳輸效率降低，所以設計時會以最差狀況下的通道為考量，訂出合理的 CP 值。由於等效低通長度是由發射端、傳播媒介(空氣)、接收端所共同組成，因此，如圖(十二)所示，我們可以利用分散度(spread)的觀念來設計數位濾波器，選取分散度小的濾波器係數使得可以得到比較短的等效低通通道，所以在同樣固定的 CP 下，可以在惡劣的通道環境中得到較好的收訊結果。



圖(十二): 分散度的定義



圖(十三): 位元錯誤率圖, CP=64



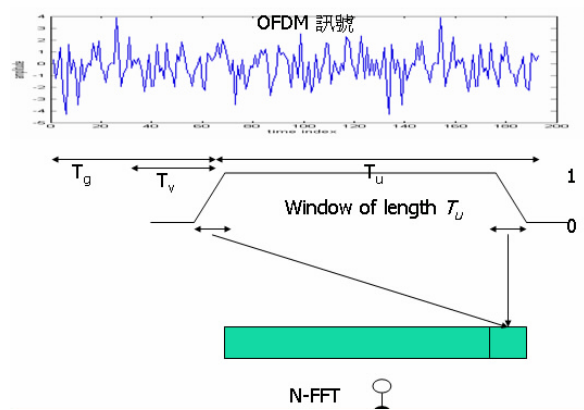
圖(十四): 位元錯誤率圖, CP=40

圖(十三)和圖(十四)為 OFDM 系統錯誤率模擬結果,其中以 Parks-McClellan 最佳 FIR 濾波器設計方法找出濾波器係數。圖(十三)中,將 CP 設為 64,並假設 CP 大於所模擬的通道長度,所以不管設計出的濾波器分散度大或小並不會影響錯誤率,但在圖(十四)中,我們將 CP 設為 40 而其他參數維持不變,亦即 CP 不一定大於所需的等效低通通道長度時,此時可明顯的看出,當所設計濾波器分散度值小的會有較佳的錯誤率表現。

二. 框化 OFDM:

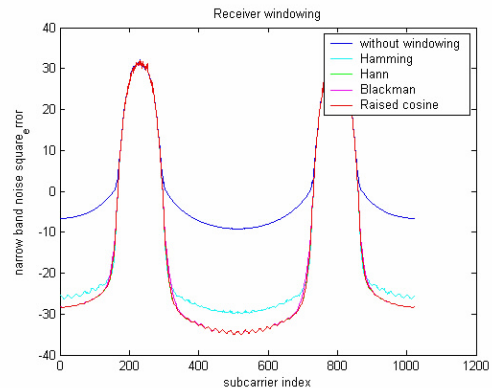
其次,參考圖(十),OFDM 接收端中,我們將所接收的訊號除去 CP 長度訊號後,再經由 FFT 運算,因為此 FFT 以區塊(Block)為運算單位,所以無形中,相當於在接收的訊號上加上一方窗(rectangular window),因為方窗的主波(main lobe)與旁波(side lobe)的衰減量只有 13dB,所以當有窄頻雜訊出現時,此雜訊會大量的散溢到其他週遭的次載波上(subcarrier),而使得錯率上升,降低接收機效能[13]。如圖(十五)所示,因此我們在訊號進 FFT 之前先以一衰減量較大的「窗」將訊號節取出,以

減少窄頻雜訊經由 FFT 之後的散溢程度,在此,我們可以很直覺由圖(十五)看出,因為窗兩邊的訊號是一樣的,因此有某部分的訊號是傳輸兩次做平均後再進入 FFT,所以一定會有較好的表現,在此我們所需付出的代價是 CP 長度等效減少了。



圖(十五): 接收端 windowing

圖(十六)為對於各種不同的窗進行模擬,圖中曲線(without windowing)代表原本的方窗,可看出框化(windowing)後的雜訊散溢度明顯下降。



圖(十六): 接收端 windowing 模擬

結果討論與未來工作:

有別一般的數位中頻降頻器,在多載波系統中,我們可以利用其系統特性做出更合適的設計,使得在運算量不變(甚至減少)下提升接收效能。此外,因為在 OFDM 接收端中,傳送端所加的 CP 部分立即被除去(參考圖(十)),因此,我們想在中頻處找出並除去此 CP 部分,將數位中頻與框化 OFDM 結合,達到減少運算量且增加接收效能目的,並以 FPGA 實現。

四、參考文獻:

- [1] J. Jeon, Y. Shin and S. Im, "A Data predistortion technique for the compensation of nonlinear distortion in MC-CDMA system," Signal Processing Advances in Wireless Communications, 1999. SPAWC '99. 1999 2nd IEEE Workshop on , 1999
- [2] N. A. DAndrea, V. Lottici, and R. Reggiannini, "Nonlinear predistortion of OFDM signals over frequency-selective fading channels, IEEE Trans. Commun.vol. 49,no.5, May 2001.
- [3] Saleh, A.A.M., "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," IEEE Trans. Communications, vol. COM-29, pp.1715-1720, November 1981.
- [4] A. Ghorbani, and M. Sheikhan, "The effect of Solid State Power Amplifiers (SSPAs) Nonlinearities on MPSK and MQAM Signal Transmission", Sixth Int'l Conference on Digital Processing of Signals in Comm., 1991, pp. 193-197.
- [5] C. Rapp, "Effects of HPA nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-Signal for a Digital Satellite Broadcasting System", in Proceedings of the Second European Conference on Satellite Communications, Liege, Belgium, Oct. 22-24, 1991, pp. 179-184.
- [6] M. Honkanen and Sverre Custav Haggman, "New Aspects on Nonlinear Power Amplifier Modeling in Radio Communication System Simulations Proc. IEEE Int. Symp. On Persoal Indoor, and Mobile Comm., PIMRC '97, Helsinki, Finland, Sep1-4, 1997, pp. 844.
- [7] David B. Chester, Harris Semiconductor, "Digital IF Filter Technology for 3G Systems: An introduction," IEEE commun. Mag. ,Feb 1999.
- [8] Cheng Shuiying, Chen Pengiv, Wu Chuahua, "Configuration for the Ten Digital Filters of HSP50214(A/B)," Signal Processing Proceedings, 2000.
- [9] Mike Petrowski , David B. Chester, Ph. D, W. Ronald Young, "SINGLE CHIP DIGITAL DOWN CONVERTER ARCHITECTURE" Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1993.
- [10] AD6640 Date Sheet, Analog Device, 2001.
- [11] T. H. lee, H. Samavati, and H. R. Rategh, "5-GHz CMOS wireless LANs," IEEE Trans. On microwave theory and techniques, vol 50, Jan. 2002, pp268-280
- [12] M. Faulkner, "The effect of filtering on the performance of OFDM systems," IEEE trans. Vehicular Technology, Vol. 49, Sep. 2000, pp. 1877-1884.
- [13] S. Miller, Weinfurter and J. Huber, "Optimum Nyquist windowing for improved OFDM receivers," in Proc. IEEE Global Telecommunications Conf. San Francisco, CA, Nov. 2000, pp.711-715.
- [14] P. P. Vaidyanathan, Multirate System and Filter Bank. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1993.
- [15] Richard Van Nee and Ramjee Prasad, OFDM wireless Multimedia Communications, Artech House, 2000