

發明專利說明書

(本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※ 申請案號：97112136

※ 申請日期：

※IPC 分類：H04M 9/08 (2006.01)

97.4.3
一、發明名稱：(中文/英文)

免手持裝置中之頻譜域非線性回波消除方法

SPECTRAL DOMAIN, NON-LINEAR ECHO CANCELLATION METHOD IN A HANDS-FREE DEVICE

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

卓聯半導體股份有限公司 / ZARLINK SEMICONDUCTOR INC.

代表人：(中文/英文)

麥克英翠里 唐訥德 / MCINTYRE, DONALD

住居所或營業所地址：(中文/英文)

加拿大安大略省肯那塔·三月路 400 號

400 March Road, Kanata, Ontario, K2K 3H4, Canada

國 籍：(中文/英文)

加拿大 / CANADA

三、發明人：(共 1 人)

姓 名：(中文/英文)

瑞霸 肯瑞恩 / RAHBAR, KAMRAN

國 籍：(中文/英文)

加拿大 / CANADA

四、聲明事項：

主張專利法第二十二條第二項第一款或第二款規定之事實，其事實發生日期為：。

申請前已向下列國家（地區）申請專利：

【格式請依：受理國家（地區）、申請日、申請案號 順序註記】

有主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

1. 美國、 2007/04/04、 60/910,121

2. 英國、 2007/09/14、 0717906.2

無主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

主張專利法第二十九條第一項國內優先權：

【格式請依：申請日、申請案號 順序註記】

主張專利法第三十條生物材料：

須寄存生物材料者：

國內生物材料 【格式請依：寄存機構、日期、號碼 順序註記】

國外生物材料 【格式請依：寄存國家、機構、日期、號碼 順序註記】

不須寄存生物材料者：

所屬技術領域中具有通常知識者易於獲得時，不須寄存。

九、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

參考相關申請案

此申請案主張2007年4月4日申請之美國臨時專利申請
5 案第60/910,121號與2007年9月14日申請之GB 0717906.2號
的利益，此二者被納入此處做為參考。

發明領域

本發明係有關於免手持電話通訊。更明確地說，本發
明係有關於在完全雙工通訊之際用於消除非線性回波的方
10 法。

【先前技術】

發明背景

免手持電話系統在各種應用正變得逐漸普遍且重要的。例如，車輛中之免手持電話系統在改善安全及在行駛
15 中禁止使用行動電話的一些轄區符合駕駛規則是有用的。
在麥克風與擴音機間之聲音耦合的直接結果之聲音是免手持電話系統中的失真之主要來源。聲音回波所造成之問題
與吵雜的信號所造成者是不同的。為消除回波而又維持完全之雙工通訊，傳統的回波消除器使用線性適應濾波器以
20 辨別麥克風與擴音器間之聲音路徑，且聲音回波之估計根據此被辨別的路徑由麥克風信號被減除。注意，由於有限
之DSP引擎資源(記憶體與MIPS)，適應性濾波器的尺寸經常比聲音回波路徑的實際尺寸小，且聲音回波之確實估計
無法被做成。同時在真實環境中，由於雜訊與回波路徑中

的非線性所致，線性適應回波消除器之效能甚至將是更為受限的。由於所有這些效應之結果，線性適應回波消除器無法完全消除回波且一些留下的回波殘餘會被遠端聽者聽到。在大多數之汽車或IP上語音(VOIP)網路的典型情形中
5 所涉及之長途傳輸延遲時，該留下的回波殘餘甚至是更可注意到的。

為針對線性適應回波消除器之此限制的改善，普遍之做法為在適應性濾波器的輸出使用非線性處理(NLP)，以進一步抑制留下的回波殘餘。由於NLP亦會抑制近端發話人之聲音，理想上NLP應只在遠端發話人活動的時為有源的。在近端與遠端發話人二者均同時說話之雙重發話期間之際，NLP應被關掉以防止夾住近端發話人之聲音。注意
10 在雙重發話期間之際，由於NLP被關掉，回波殘餘仍會被遠端聽者聽到。非線性回波消除為與線性回波消除不同之
15 問題且需要自己的一套做法。針對線性回波消除被使用之方法無法被一般化以施用至非線性回波消除。

由於實務上雙重發話狀況無法精確地被偵測，NPL會因在雙重發話期間之際開與關夾住近端發話人之聲音而嚴重地敗壞回波消除器之完全雙工作業。

20 **【發明內容】**

發明概要

在本案中被揭露者為一種頻譜域、非線性回波消除做法。依照本發明的教習之消除器與方法可與傳統的線性回波消除器方法組合而被使用於免手持通訊系統中之不想要

的回波之抑制。本發明的實施例改善在線性適應濾波器之輸出的留下之回波殘餘的抑制。

依照本發明的教習之消除器與方法的一利益在於其可在雙重發話情形之際持續地抑制回波殘餘而不致對雙重發話信號有任何可注意的效應。進一步而言，藉由降低回波殘餘對NLP電路將有較少之需求，且針對啟動NLP之條件可被放鬆，其本身將改善完全雙工作業。

該被揭露之方法的效能對回波路徑之任何非線性(包括回波路徑的在換能器等級(即麥克風與擴音器)之任何非線性、尺寸或形狀)為健全的、具有非常低的計算複雜性、且可與現存之線性適應濾波器式的回波消除器容易地被整合。

本發明之實施例亦已展現優越的回波消除(多於60 dB)且非常快速地收斂。依照本發明的教習之方法具有非常低的計算複雜性且可對計算非常低之MIPS DSP引擎被施作。

因而依據一層面，本發明提供一種在免手持通訊系統的完全雙工通訊之際用於消除通訊的方法，該方法包含接收來自一遠端發話人之一輸入信號與來自一回波消除器之輸出的一輸入信號；為每一個輸入信號創立K個頻譜子帶；估計在每一個子帶之頻譜回波殘餘功率；比較該被估計之頻譜回波殘餘功率與一清潔的信號功率以計算一信號對回波比；根據每一個被計算之比值來計算增益；以及根據該被計算之增益來消除非線性回波。

該清潔的信號功率可用一第一階自我回歸估計量被決

定。該等增益可使用一非線性函數被計算。在一實施例中，若該信號對回波比為低的，其增益接近於0，及若該比值為高的，其增益接近於1。

該方法可包含為每一個頻譜子帶估計回波損失係數
5 (ELC)，其中該在每一個子帶的頻譜回波殘餘功率根據該被估計之ELC被估計。該等ELC可使用一反覆方法被估計。

該方法可包含在創立該等K個頻譜子帶的步驟前變換
該等輸入信號為頻譜域之步驟。該變換步驟可使用N點負數
FFT區塊被完成而為每一個輸入信號計算DFT，及其中該等
10 被計算的DFT在創立K個頻譜子帶之步驟中被使用。在一實施例中，K小於N。在一實施例中，K=16用於窄帶應用，及K=21用於寬帶應用。該方法可進一步包含在估計該等ELC
前估計每一個子帶的之平均功率輸出的步驟。估計每一個
子帶之平均功率的平均功率輸出之方法可使用一反覆方法
15 被完成。

該方法可進一步包含在該比較步驟前為由來自回波消
除器之輸出的輸入信號估計在每一個子帶中之平均雜訊功
率的步驟。為由來自回波消除器之輸出的輸入信號估計在
每一個子帶中之平均雜訊功率的該方法可使用一反覆被完
20 成。該方法可進一步包含內插全部的增益以媒配N，及該等
被內插之增益可被乘以DFT。該方法可進一步包含在該內
插步驟後變換該等信號為時間域之步驟。該變換為時間域
的步驟可使用一逆N點FFT被完成以輸出資料框之N個樣
本。

該等信號可透過前處理與後處理被傳送。

在另一層面中，本發明提供一種在免手持通訊系統的完全雙工通訊之際用於消除回波的非線性回波消除電路，該消除器包含：一輸入用於接收來自一遠端發話人之一輸入信號與來自一回波消除器之輸出的一輸入信號；一FFT濾波器用於使用N點複數FFT區塊變換該等輸入信號為頻譜域；一子帶器單元用於為每一個輸入信號映射K個頻譜子帶；一回波抑制增益估計器用於計算增益；一單元用於根據該等被計算之增益來消除非線性回波；以及一逆FFT濾波器用於執行一逆FFT以恢復該等被變換之信號為時間域。

在另一層面中，本發明提供一種在免手持通訊系統的完全雙工通訊之際用於消除非線性回波的方法，該方法包含接收來自一遠端發話人之一輸入信號與來自一回波消除器之輸出的一輸入信號；使用N點複數FFT區塊來變換該等輸入信號為頻譜域；為每一個被變換之輸入信號映射K個頻譜子帶；為每一個子帶計算適當之增益；根據該等被計算之增益來消除非線性回波；以及執行一逆FFT以恢復該等被變換之信號為時間域。

在另一層面中，本發明提供一種在免手持通訊系統的完全雙工通訊之際用於消除回波的非線性回波消除器，該消除器包含：一輸入用於接收來自一遠端發話人之一輸入信號與來自一回波消除器之輸出的一輸入信號；一單元用於為每一個輸入信號創立K個頻譜子帶；一估計器用於估計在每一個子帶之頻譜回波殘餘功率；一比較器用於比較該

被估計之頻譜回波殘餘功率與一清潔的信號功率以計算一信號對回波比；一單元用於根據每一個被計算之比值來估計增益；以及一單元用於根據該等被計算之增益來消除回波消除器。

5 在另一層面中，本發明提供一種用於為一輸入信號估計在一子帶之頻譜回波殘餘功率的頻譜回波殘餘功率估計器，該估計器包含：一單元用於為該頻譜子帶估計其回波損失係數(ELC)；以及一單元用於根據該被估計之ELC來估計在每一個子帶的頻譜回波殘餘功率。

10 該ELC可使用一反覆的方法被估計。該頻譜回波殘餘功率可藉由將該等ELC乘以來自一遠端發話人的一信號被估計。該頻譜回波殘餘功率估計器可包含單元以在雙重發話期間之際停止更新該等ELC。

15 在另一層面中，本發明提供一種用於非線性回波消除之頻譜增益估計器，包含：一輸入用於接收被估計的頻譜回波殘餘功率與一清潔的信號功率；一比較器用於比較該被估計之頻譜回波殘餘功率與一清潔的信號功率；一計算器用於計算一信號對回波比；以及一計算器用於根據每一個被計算之比值來計算增益。

20 該等增益可使用一非線性函數被計算。在一實施例中，若該信號對回波比為低的，其增益接近於0，及若該比值為高的，其增益接近於1。

本發明之實施例的其他層面與利益將對一般熟習本技藝者針對檢視下列之描述而易於明白的。

圖式簡單說明

現在本發明之實施例將配合相關附圖被描述，其中：

第1圖顯示依照本發明的教習之用於聲音回波消除的方法之可能的應用；

- 5 第2圖顯示依照本發明的教習之用於網路回波消除的方法之第二種可能的應用；

第3圖顯示依照本發明的教習之頻譜域非線性回波消除方法；

- 10 第4圖為可在第3圖之方法中被使用的一種雜訊偵測器施作電路；

第5圖為可在第3圖之方法中被使用的一種非線性回波消除器估計器；以及

第6圖為可在第3圖之方法中被使用的一種非線性適應回波抑制估計器。

- 15 現在本發明將針對其某些特別之代表性實施例詳細地被描述，其材料、裝置與處理步驟被了解成為欲為僅是說明性的例子。特別是，本發明不欲受限於如此處特別被描述之方法、材料、狀況、處理參數與裝置之類。

【實施方式】

- 20 較佳實施例之詳細說明

該被揭露之本發明的實施例涉及用於進一步抑制在線性適應濾波器之輸出的餘留之回波殘餘的非線性回波消除方法。參照第1圖，其被顯示依照本發明的教習之用於聲音回波消除的方法之可能的應用。如由圖中可被看出地，依

照本發明的教習之非線性回波消除器可使用作為介於線性回波消除器101與NLP 102間之額外的電路。

本發明之實施例中可被使用的另一應用為在第2圖中被顯示之網路回波消除。在此情形中，回波係被針對二線對四線變換所使用之混合電路產生。類似於聲音回波消除地，一線性適應濾波器103典型地被使用以消除回波而又保留完全雙工作業。依照本發明的教習之非線性方法可被使用以強化線性回波消除器101之效能。使用此種應用中的NLP區塊102可為選擇性的，原因在於就大多數情形而言，該組合式之線性、非線性回波消除器可提供所被要求的60dB之整體回波抑制。

第3圖顯示依照本發明的教習之非線性回波消除做法的方塊圖。依照本發明的教習之消除器100接收二輸入信號，即來自遠端發話人之Roat與來自線性回波消除器的輸出之Err_in。該等二輸入信號分別透過在步驟1與步驟3之二前置處理被傳送，此二者係由一前置強調濾波器、一訊框器與一作窗函數所組成。該前置強調濾波器係為第一階FIR濾波器，其將加強該等輸入信號之較高頻率的部分。該訊框器形成來自每一個M個樣本輸入資料的M+L大小之樣本的被相疊之訊框。就每一個資料訊框而言，前L個樣本將與來自前一個訊框之後L個樣本相同。就窄頻帶(抽樣率=8 kHz)而言，吾人可有M=80及L=24。就寬頻帶(抽樣率=16 kHz)而言，吾人可有M=160及L=48。作窗函數w(t)在訊框器之輸出被施用，且以下式被給予：

$$w(t) = \begin{cases} \sin\left(\pi \frac{(t+0.5)^2}{2L}\right) & 0 \leq t < L \\ 1 & L \leq t < M \\ \sin\left(\pi \frac{(t-M+L+0.5)^2}{2L}\right) & M \leq t < L+M \\ 0 & \end{cases} \quad (\text{式1})$$

作窗函數之輸出用0被填補以形成N個樣本，此處就窄頻帶而言N=128，及就寬頻帶而言N=256。

該等被前置處理後之信號在步驟4使用在步驟2中的一個N點複數FFT區塊被變換為頻譜域。舉例而言，就窄頻帶電話技術N=128。在前置處理後，二個N點DFT被估計，即每一個輸入資料串流有一個。由於輸入資料為實數值之信號，一個N點複數FFT可被使用而以下面被描述的方法來計算二個DFT。

10 首先，下列之複數信號藉由設定下式被形成：

$$x = x_1 + jx_2 \quad (\text{式2})$$

此處 x_1 與 x_2 係被前置處理後之輸入信號(區塊(1)與區塊(3)的輸出)及 $j = \sqrt{-1}$ 。X的下一個N點DFT使用一個N點複數FFT被計算。然後每一個各別輸入 x_1 與 x_2 之DFT由下列式被計

15 算：

$$X_1(n) = \frac{X_r(n) + X_r(-n)}{2} + j \frac{X_i(n) - X_i(-n)}{2} \quad (\text{式3})$$

$$X_2(n) = \frac{X_i(n) + X_i(-n)}{2} + j \frac{X_r(n) - X_r(-n)}{2} \quad (\text{式4})$$

此處 $X_1(n)$ 與 $X_2(n)$ 為 x_1 與 x_2 之DFT， $X_r(n)$ 與 $X_i(n)$ 為 x 的DFT之實數部與虛數部，及 $n=0,1,\dots,N-1$ 。

根據在步驟5中就每一個輸入被計算的DFT，K個能子帶使用下列式被計算：

$$S1(k) = \frac{1}{f_h(k) - f_l(k)} \sum_{m=f_l(k)}^{f_h(k)} |X1(m)|^2 \quad k = 0, \dots, K \quad (\text{式3})$$

$$S2(k) = \frac{1}{f_h(k) - f_l(k)} \sum_{m=f_l(k)}^{f_h(k)} |X2(m)|^2 \quad k = 0, \dots, K \quad (\text{式4})$$

- 5 此處 $f_h(k)$ 與 $f_l(k)$ 係根據表1被設定。就窄帶應用 $K=16$ ，而寬帶應用 $K=21$ 。較佳的是， K 為比FFT點之數目小很多的數字。

k	$f_h(k)$	$f_l(k)$
0	1	0
1	3	2
2	5	4
3	7	6
4	9	8
5	11	10
6	13	12
7	16	14
8	19	17
9	22	20
10	26	23
11	30	27
12	35	31
13	41	36
14	48	42
15	55	49
16	63	56
17	72	64
18	83	73
19	95	84
20	110	96
21	127	111

表1：子帶頻率對映

步驟6使用反覆公式估計每一個子帶之平均功率：

$$\text{err_in}(k, t) = \alpha \text{err_in}(k, t-1) + (1-\alpha) S2(k, t) \quad (\text{式7})$$

$$\text{Rout}(k, t) = \alpha \text{Rout}(k, t-1) + (1-\alpha) S1(k, t) \quad (\text{式8})$$

此處 $0 \leq \alpha < 1$ ， k 為子帶編號的指標，及 t 為資料訊框編號的指標。

在第3圖中，步驟7估計在每一個子帶之Err_in輸入的平均雜訊功率。為估計雜訊功率，於第4圖中被顯示之電路可被使用。如由圖中可被看出地，一反覆電路400可被使用以更新平均雜訊功率。平均雜訊功率之更新係被在Err_in輸入的一雜訊活動偵測器18與在Rout輸入的一信號活動偵測器17加以控制。雜訊活動偵測器18偵測其處只有雜訊呈現且語音功率為可忽略的資訊訊框。信號活動偵測器17被使用以確定回波殘餘不會被偵測為雜訊。控制器19就雜訊估計控制反覆性之更新。該雜訊功率更新僅在Rout無信號活動但在Err_in輸入已偵測到雜訊活動時被更新。

在第3圖中，步驟8估計頻譜回波殘餘功率。回波殘餘功率就每一個子帶使用第5圖中之電路被計算。部分之此電路為每一個子帶 k 與資料訊框 t 的Rout與Err_in輸入適應地計算回波損失係數(ELC)($C(k, t)$)。較佳的是，ELC使用反覆性方法被估計。控制電路19包含信號活動偵測器22，及單元24被使用以在雙重發話的期間之際或在Rout輸入無活動信號時停止更新 $C(k, t)$ 。回波損失係數 $C(k, t)$ 被乘以Rout輸入而得到頻譜回波殘餘功率 $y_est(k, t)$ 之估計。當在Rout輸入無活動信號時此估計透過單元26被設定為0。延遲元件25

將以一個樣本之期間延遲輸入。限制器27與28防止輸入信號值超過預定之範圍。除法器23計算遠端信號之功率對雜訊加近端信號之功率的其二個輸入信號間之比值。

作為一替選實施例的是，在第5圖中，一個較高階之濾波器可被使用以估計頻譜回波殘餘功率。

在第3圖中，清潔之語音信號功率在步驟10中根據一個第一階自我迴歸(AR)估計被完成而以下式被給予：

$$s(k,m)=\beta o(k,t-1)+(1-\beta)\max(\text{err_in}(k,t)-y_est(k,t),0) \quad (\text{式9})$$

此處 $y_est(k,t)$ 為就子帶 k 與資料訊框 t 之步驟8的輸出，
10 $\text{err_in}(k,t)$ 為步驟6的輸出， $o(k,t-1)$ 為前一個被計算之清潔的語音頻譜功率，及 $0<\beta<1$ 為更新因子。

回波殘餘功率與清潔之信號功率間的比值被使用作為對為每一個子帶與每一個資料訊框計算適當之增益的非線性函數之輸入。在第3圖，步驟9為頻譜子帶 k 與資料訊框 t
15 根據被估計之回波殘餘功率 $y_est(k,t)$ ，被估計之清潔的語音信號功率 $s(k,t)$ 與 $\text{err_in}(k,t)$ 計算非線性回波消除濾波器係數。第6圖顯示一可能的對應之電路。在此圖中，單元37為每一個子帶 k 與資料訊框 t 計算被估計之清潔的語音功率與清潔的語音功率及回波殘餘功率估計之和間的比值。當回
20 波殘餘功率為低的，此比值或增益接近於1，而就高的回波殘餘功率而言此值接近於0。單元36計算 err_in 信號功率與被估計之回波殘餘功率間之比值。就低的回波殘餘功率而言此比值為大的數字，而當回波殘餘功率為高的時此比值較接近於1。

單元36與37之乘積被使用作為對單元45與46的輸入，而以輸入與輸出關係以下列之檢查表被給予。

$$\begin{aligned} \text{LUT1} = \{ & 6/0413, 4.3049, 3.5420, 3.0911, 2.7856, 2.5620, 2.3896, 2.2520, \\ & 2.1387, 2.0437, 1.9626, 1.8926, 1.8313, 1.7771, 1.7290, 1.6855, 1.6467, \\ 5 \quad & 1.6113, 1.5789, 1.5493, 1.5222, 1.4971, 1.4739, 1.4521, 1.4321, 1.4136, \\ & 1.3960, 1.3796, 1.3643, 1.3496, 1.3359, 1.3230 \} \end{aligned} \quad (\text{式10})$$

$$\begin{aligned} \text{LUT2} = \{ & 1.3230, 1.1855, 1.1160, 1.0759, 1.0513, 1.0354, 1.0249, 1.0176, \\ & 1.0125, 1.0090 \} \end{aligned} \quad (\text{式11})$$

- 10 這些檢查表定義非線性估計器，其係根據該輸入信號對回波比以計算用於移除回波殘餘之適當的係數。比較器39與40及切換器41、42與43一起根據其輸入信號在檢查表之輸出間選擇。當單元36與37的輸出乘積低於固定之輸入192時，則比較器39的輸出將為高的，否則期將為低的。針對檢查表46，其輸入使用區塊44被調整比例，而以輸出(y)，輸入(x)關係以下式被給予：

$$y = 0.0625x - 2 \quad (\text{式12})$$

- 20 就回波殘餘功率為低的資料訊框與頻譜子帶而言，單元36與37的輸出乘積將為可能大於192之大的數字，且頻譜增益估計之輸出基本上為單元37的輸出，其就無回波之狀況將接近於1。換言之，當無回波時，輸入信號不會被影響。另一方面，就回波殘餘功率位準為低的資料訊框與頻譜子帶而言，單元36與37的輸出乘積將為可能小於192之小的數字，其在此情形中切換器43之輸出被單元46或45與37的輸出之乘積加以決定。
- 25

第5圖之回波抑制增益估計器僅衰減在近端接收路徑中的非線性回波殘餘。這些增益不變更可能在近端輸入信號中存在之任何可能的額外之背景雜訊。為確定非線性回波消除器保留背景雜訊特徵，由單元38、47與48組成的電路已被使用。單元38與47計算雜訊對總信號功率之比值的平方根。然後單元47與43之輸出被饋給單元48，其在每一個時間點選擇具有較高值的輸入信號。

為了能在雙重發話期間之際控制回波抑制對於近端語音信號失真的量，單元49調整回波抑制之量。回波抑制的最大量被 F_{\max} 參數控制。

單元50使單元49之輸出飽和以保證在所有狀況下的穩定性。在第6圖中，內插器51將藉由將內插器51之輸出內插至對應的子帶之數個頻率櫃而進行由子帶至頻率櫃的變換。簡單之內插可藉由對子帶中的每一個頻率櫃重複同一值而被做成。如線性或多項式內插之其他內插方法可被使用以改善跨子帶轉移，其可改善在雙重發話期間之際的輕微之失真。

如在上面之實施例中被描述地，在第6圖中相同的檢查表(單元45與46)就全部之 K 個子帶被使用。在一替選的施作中，針對每一個子帶的不同之檢查表可被使用。此將允許對每一個子帶適當地剪裁檢查表之內容，以改善在雙重發話之際的語音失真與回波抑制之量間的取捨。

如在上面之實施例所描述地，在第6圖中同一個參數就全部的子帶被使用。在一替選實施例中，針對每一個子帶

使用不同之參數將允許更大彈性。例如，若某些子帶具有大多數的回波殘餘之事先知識為可得可用的，則更激進的回波抑制可只在這些子帶被做成。此本身可改善回波抑制相對於失真之取捨。

- 5 在第3圖中，步驟9之輸出(其為該非線性濾波器係數)被乘以 $X2(n)$ (見式4，其為步驟2的輸出之一)。此乘法之結果將在步驟14被變換回到時間域。步驟14的輸出將為 N 個樣本之資料訊框。步驟15為包含二個階段之一個後處理步驟。第一個階段使用一個相疊與相加函數，其將區塊(14)
- 10 之輸出的現行訊框之 M 樣本與前一個訊框的後 $N-M$ 個樣本相疊。第二個階段為一個後強調IIR濾波器。

- 依照本發明的教習之實施例提供一種用於以可程式之參數計算回波抑制係數的方法，其將允許使用者在雙重發話期間之際的回波抑制與失真量間之取捨。本發明的實施
- 15 例計算在頻譜域中之回波殘餘以消除非線性回波。該方法可作用來以低的計算複雜性改善傳統之線性回波消除器系統。

很多修改可不偏離如所附之申請專利範圍所定義的本發明之精神與領域地被做成。

20 【圖式簡單說明】

第1圖顯示依照本發明的教習之用於聲音回波消除的方法之可能的應用；

第2圖顯示依照本發明的教習之用於網路回波消除的方法之第二種可能的應用；

第3圖顯示依照本發明的教習之頻譜域非線性回波消除方法；

第4圖為可在第3圖之方法中被使用的一種雜訊偵測器施作電路；

5 第5圖為可在第3圖之方法中被使用的一種非線性回波消除器估計器；以及

第6圖為可在第3圖之方法中被使用的一種非線性適應回波抑制估計器。

【主要元件符號說明】

1-15...步驟	31-37...單元
17...信號活動偵測器	39,40...比較器
18...雜訊活動偵測器	41-43...切換器
19...控制器	44...區塊
20...延遲元件	45-50...單元
21...限制器	51...內插器
22...信號活動偵測器	100...非線性回波消除器
23...除法器	101...線性回波消除器
24...單元	102...NLP
25...延遲元件	103...線性適應濾波器
26...單元	201...混合電路
27...限制器	400...反覆電路
28...限制器	

五、中文發明摘要：

在本案中被揭露者為在免手持通訊系統中的完全雙工通訊之際用於消除回波的非線性回波消除器與方法。來自遠端發話人之一輸入信號與由一回波消除器的輸出而來之一輸入信號被接收。頻譜子帶為每一個輸入信號被創立。在每一個子帶之頻譜回波殘餘功率被估計且與一清潔的信號功率被比較以計算一信號對回波比。增益根據每一個被計算之比值被計算及非線性回波根據所計算的增益被消除。

六、英文發明摘要：

Disclosed is a non-linear echo canceller and method for cancelling echo during full duplex communication in a hands free communication system. An input signal from a far-end talker and an input signal from the output from an echo canceller are received. K spectral subbands are created for each input signal. The spectral echo residual power at each subband is estimated and compared to a clean signal power to calculate a signal to echo ratio. Gains are calculated based on each calculated ratio and non-linear echo is canceled based on the calculated gains.

十、申請專利範圍：

1. 一種在免手持通訊系統的完全雙工通訊之際用於消除非線性回波的方法，該方法包含：

5 接收來自一遠端發話人之一輸入信號與來自一回波消除器之輸出的一輸入信號；

使用N點複數FFT區塊來變換該等輸入信號為頻譜域；

為每一個被變換之輸入信號映射K個頻譜子帶；

為每一個子帶計算適當之增益；

10 根據該等被計算之增益來消除非線性回波；以及

執行一逆FFT以恢復該等被變換之信號為時間域。

2. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該計算步驟包含的步驟為：

估計在每一個子帶之頻譜回波殘餘功率；

15 比較該被估計之頻譜回波殘餘功率與一清潔的信號功率以計算一信號對回波比；以及

使用每一個比值來計算增益。

3. 如申請專利範圍第2項之方法，其中該等增益使用一非線性估計器被計算。

20 4. 如申請專利範圍第1項之方法，其中若該信號對回波比為低的，其增益接近於0，及若該比值為高的，其增益接近於1。

5. 如申請專利範圍第1項之方法，進一步包含為每一個頻譜子帶估計回波損失係數(ELC)，其中該在每一個子帶

的頻譜回波殘餘功率根據該等被估計之ELC被估計。

6. 如申請專利範圍第1項之方法，其中 K 小於 N 。
7. 如申請專利範圍第5項之方法，進一步包含在估計ELC的步驟前估計在每一個子帶中之平均功率輸出的步驟。
- 5 8. 如申請專利範圍第2項之方法，進一步包含在該比較步驟前為來自回波消除器之輸出的輸入信號估計在每一個子帶中之平均雜訊功率的步驟。
9. 如申請專利範圍第1項之方法，進一步包含內插全部的增益以媒配 N ，其中該消除之步驟包含施用該等被內插
- 10 的增益作為對該被變換之輸入信號的濾波器係數。
10. 一種在免手持通訊系統的完全雙工通訊之際用於消除回波的非線性回波消除電路，該消除器包含：
 - 一輸入用於接收來自一遠端發話人之一輸入信號與來自一回波消除器之輸出的一輸入信號；
 - 15 一FFT濾波器用於使用 N 點複數FFT區塊變換該等輸入信號為頻譜域；
 - 一子帶器單元用於為每一個輸入信號映射 K 個頻譜子帶；
 - 一回波抑制增益估計器用於計算增益；
 - 20 一單元用於根據該等被計算之增益來消除非線性回波；以及
 - 一逆FFT濾波器用於執行一逆FFT以恢復該等被變換之信號為時間域。
11. 如申請專利範圍第10項之非線性回波消除電路，其中該

回波抑制增益估計器包含：

一估計器用於估計在每一個子帶之頻譜回波殘餘功率；

- 5 一比較器用於比較該被估計之頻譜回波殘餘功率與一清潔的信號功率以計算一信號對回波比；以及
- 一模組用於使用每一個比值來計算增益。

12. 如申請專利範圍第10項之非線性回波消除電路，其中該等增益使用一非線性估計器被計算。

- 10 13. 如申請專利範圍第10項之非線性回波消除電路，其中若該信號對回波比為低的，其增益接近於0，及若該比值為高的，其增益接近於1。

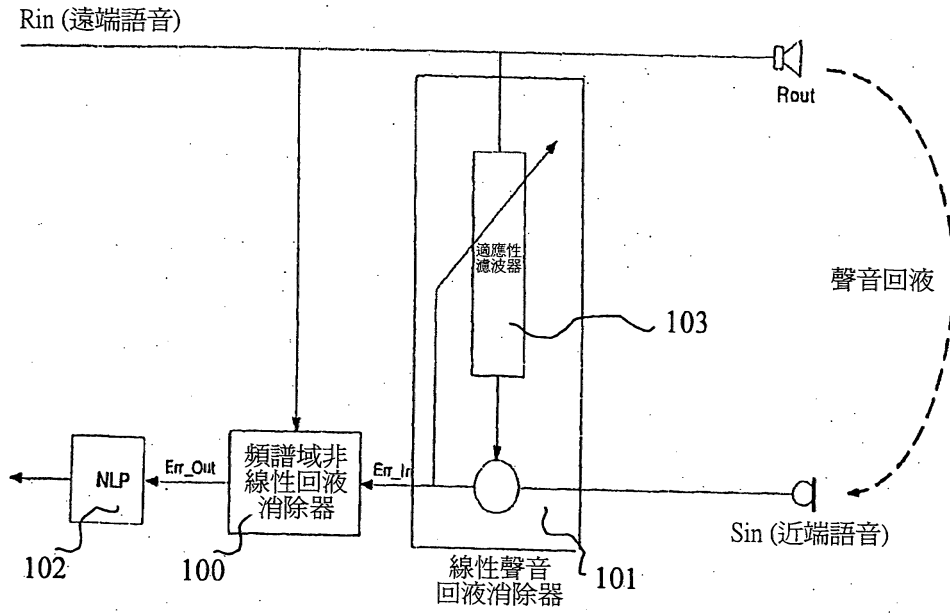
14. 如申請專利範圍第10項之非線性回波消除電路，進一步包含一估計器用於為每一個頻譜子帶估計回波損失係數(ELC)，其中該在每一個子帶的頻譜回波殘餘功率根據該被估計之ELC被估計。
- 15

15. 如申請專利範圍第10項之非線性回波消除電路，其中K小於N。

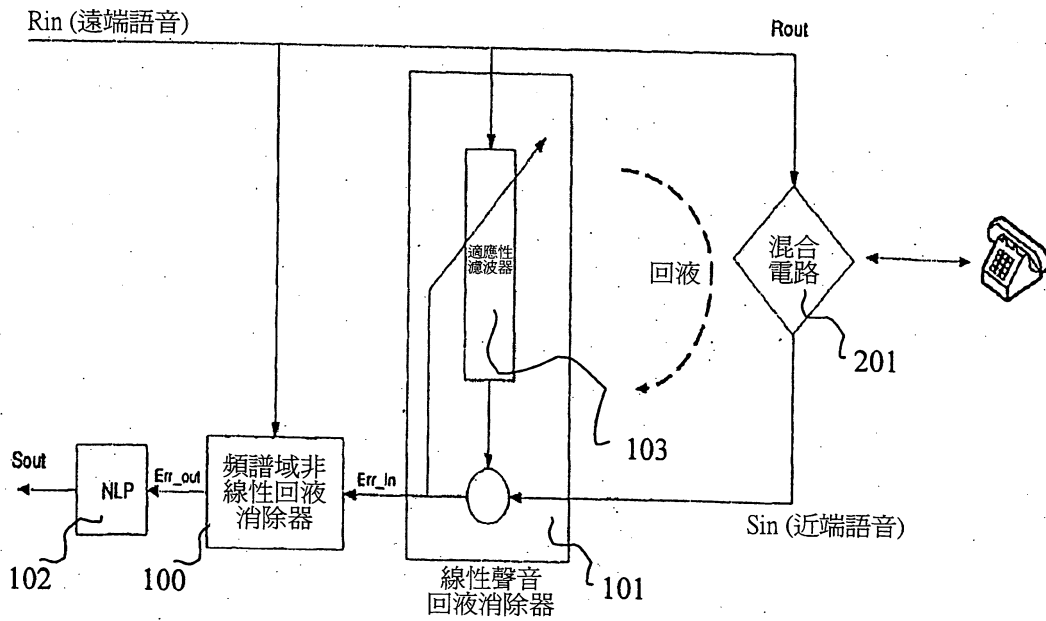
16. 如申請專利範圍第14項之非線性回波消除電路，進一步包含一估計器用於在估計ELC的步驟前估計在每一個子帶中之平均功率輸出。
- 20

17. 如申請專利範圍第11項之非線性回波消除電路，進一步包含一估計器用於在該比較步驟前為來自回波消除器之輸出的輸入信號估計在每一個子帶中之平均雜訊功率。

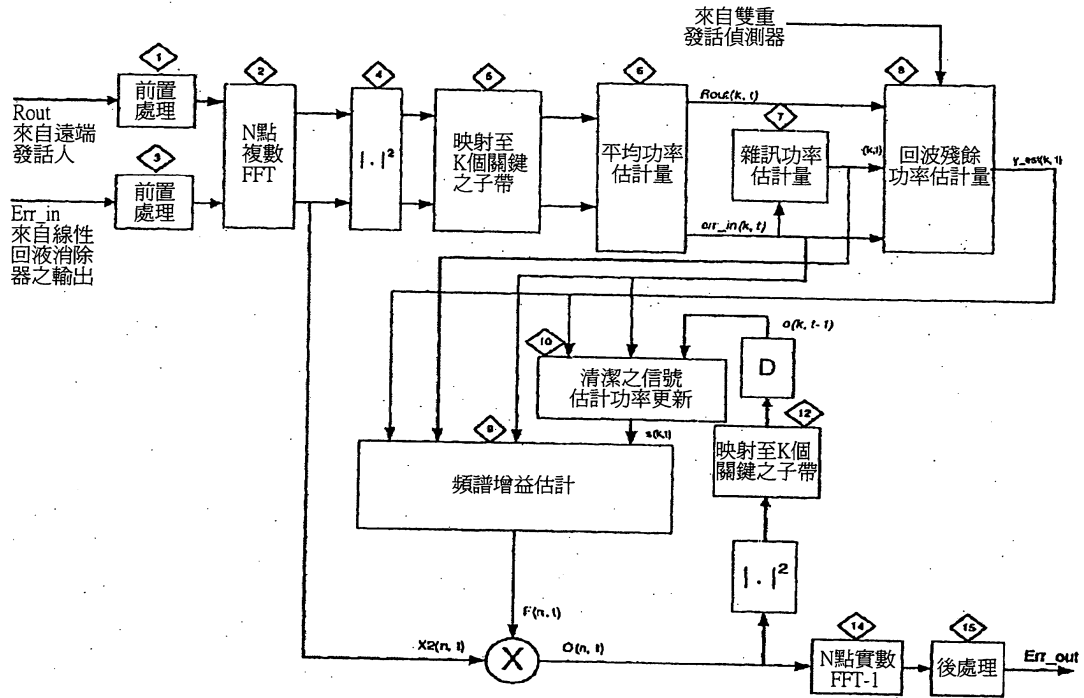
18. 如申請專利範圍第10項之非線性回波消除電路，進一步包含一內插器用於內插全部的增益以媒配N，其中用於消除非線性回波之該單元包含一乘法器用於施用該被內插的增益作為對該被變換之輸入信號的濾波器係數。
- 5 19. 一種用於非線性回波消除之回波抑制增益估計器，包含：
- 一輸入用於接收被估計的頻譜回波殘餘功率與一清潔的信號功率；
 - 一比較器用於比較該被估計之頻譜回波殘餘功率與一清潔的信號功率；
 - 10 一計算器用於計算一信號對回波比；以及
 - 一計算器用於根據每一個被計算之比值來計算增益。
20. 如申請專利範圍第19項之回波抑制增益估計器，其中該
- 15 等增益使用一非線性函數被計算。



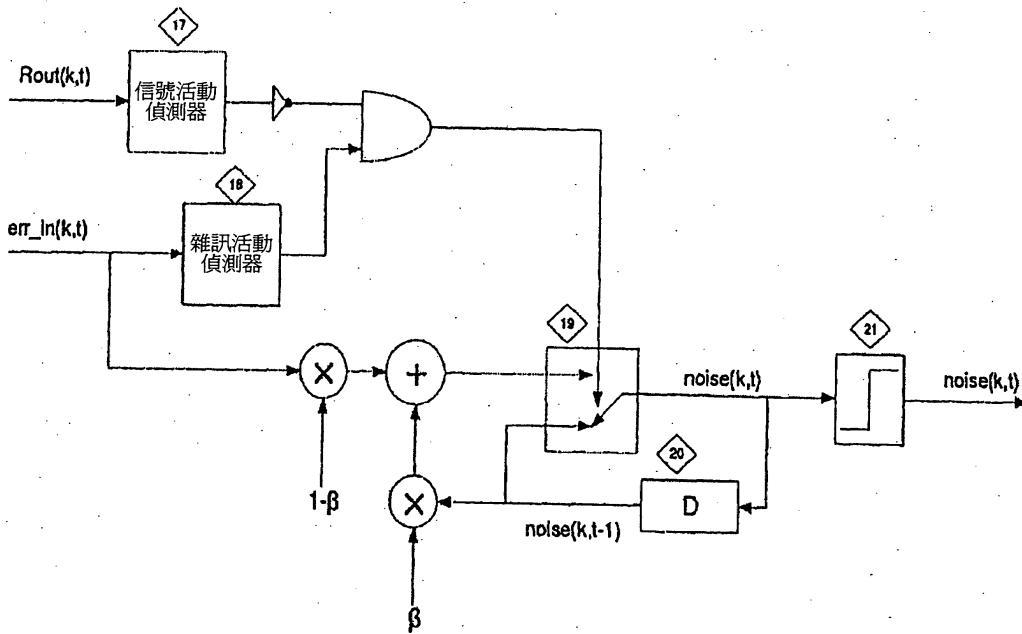
第1圖



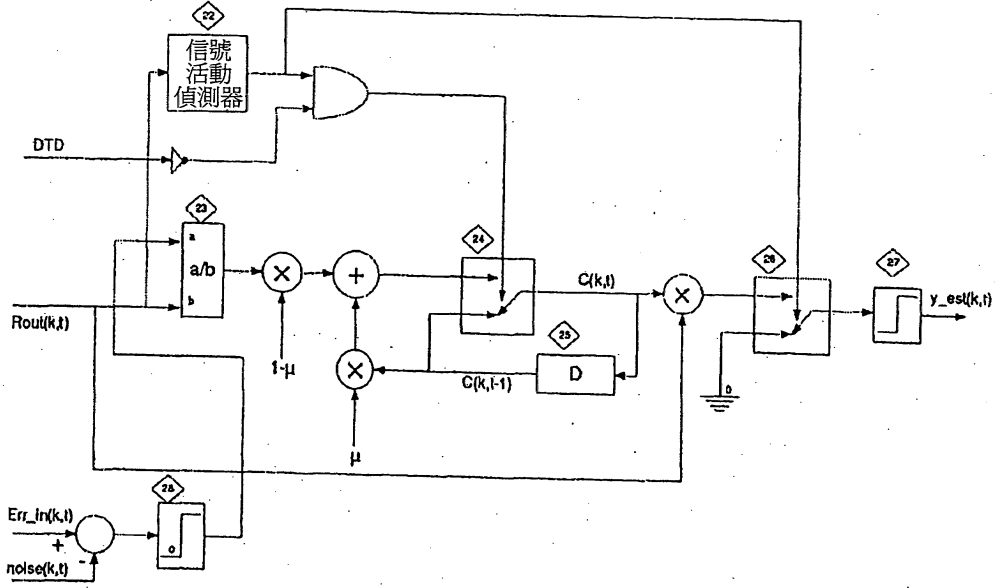
第2圖



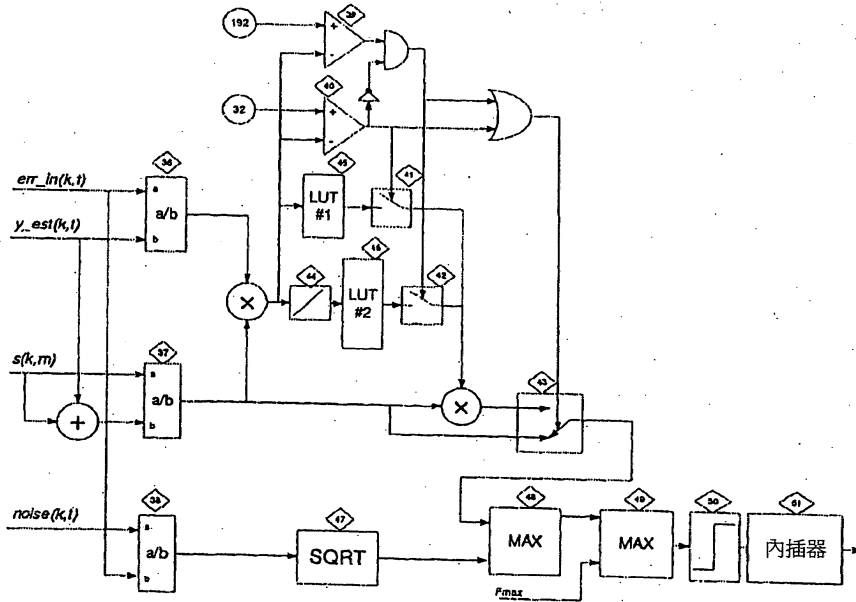
第3圖



第4圖



第5圖



第6圖

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 (1) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

100...非線性回波消除器

101...線性回波消除器

102...NLP

103...線性適應濾波器

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：