



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本 (11)證書號數：TW I492009 B

(45)公告日：中華民國 104 (2015) 年 07 月 11 日

(21)申請案號：102121914

(22)申請日：中華民國 102 (2013) 年 06 月 20 日

(51)Int. Cl. : **G05B19/418 (2006.01)**

(71)申請人：中國鋼鐵股份有限公司 (中華民國) CHINA STEEL CORPORATION (TW)

高雄市小港區中鋼路 1 號

(72)發明人：李銘偉 LEE, MINGWEI (TW) ; 鄭智成 JENG, JYHCHENG (TW)

(74)代理人：蔡坤財；李世章

(56)參考文獻：

TW 200630182A

TW 200840197A

CN 101834554A

EP 0266148B1

US 7890310B2

US 2003/0032993A1

C.C.Hang, A.P.Loh, V.U.Vasnani "Relay feedback auto-tuning of cascade controllers" Transations Control System Technology vol. 2 (1994) 42-45)

審查人員：曾錦豐

申請專利範圍項數：10 項 圖式數：5 共 34 頁

(54)名稱

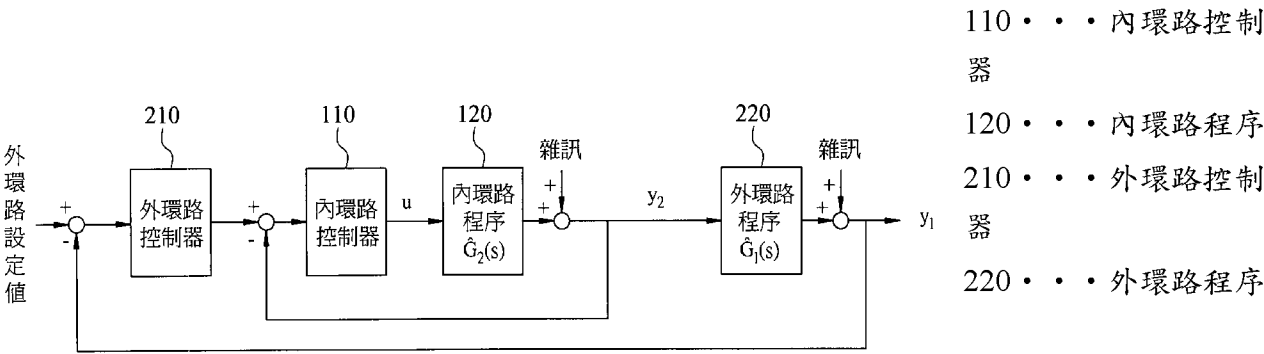
串級控制系統的設定方法

TUNING METHOD OF A CASCADE CONTROL SYSTEM

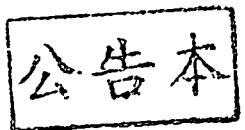
(57)摘要

一種串級控制系統的設定方法。在此串級控制系統的設定方法中，首先提供串級控制系統於閉環路狀態下之複數個外環路製程輸出數據組、複數個內環路製程輸出數據組及複數個內環控制器輸出數據組。接著，利用一曲線擬合步驟、一拉普拉斯轉換步驟及頻譜分析法來計算一外環路程序轉移函數之一頻譜應答向量及一內環路程序轉移函數之一頻譜應答向量，並配合一階及二階帶時延模型分別得到一內環路 PID 控制器參數方程式及一外環路 PID 控制器參數方程式。然後，根據內環路 PID 控制器參數方程式及外環路 PID 控制器參數方程式來設定串級控制系統。

A tuning method of a cascade control system is provided. In the tuning method, a plurality of outer loop process output data set, a plurality of inner loop process output data set and a plurality of inner loop controller output data set from the cascade control system are collected and provided, when a closed-loop operation is performed. Thereafter, a curve fitting step, a Laplace transforming step, and a spectrum analysis method are applied to obtain a frequency response vector of a outer loop process transfer function and a frequency response vector of a inner loop process transfer function, and a first order and a second order plus time delay model are respectively applied accordingly to obtain an inner loop PID controller parameter function and an outer loop PID controller parameter function. Then, the cascade control system is set in accordance with the outer loop PID controller parameter function and the inner loop PID controller parameter function.



第 1 圖



發明摘要

※ 申請案號：102121914

※ 申請日：102. 6. 20

※ IPC 分類：

G05B 19/418 (2006.01)

【發明名稱】(中文/英文)

串級控制系統的設定方法

TUNING METHOD OF A CASCADE CONTROL
SYSTEM

【中文】

一種串級控制系統的設定方法。在此串級控制系統的設定方法中，首先提供串級控制系統於閉環路狀態下之複數個外環路製程輸出數據組、複數個內環路製程輸出數據組及複數個內環控制器輸出數據組。接著，利用一曲線擬合步驟、一拉普拉斯轉換步驟及頻譜分析法來計算一外環路程序轉移函數之一頻譜應答向量及一內環路程序轉移函數之一頻譜應答向量，並配合一階及二階帶時延模型分別得到一內環路 PID 控制器參數方程式及一外環路 PID 控制器參數方程式。然後，根據內環路 PID 控制器參數方程式及外環路 PID 控制器參數方程式來設定串級控制系統。

【英文】

A tuning method of a cascade control system is provided.

In the tuning method, a plurality of outer loop process output data set, a plurality of inner loop process output data set and a plurality of inner loop controller output data set from the cascade control system are collected and provided, when a closed-loop operation is performed. Thereafter, a curve fitting step, a Laplace transforming step, and a spectrum analysis method are applied to obtain a frequency response vector of a outer loop process transfer function and a frequency response vector of a inner loop process transfer function, and a first order and a second order plus time delay model are respectively applied accordingly to obtain an inner loop PID controller parameter function and an outer loop PID controller parameter function. Then, the cascade control system is set in accordance with the outer loop PID controller parameter function and the inner loop PID controller parameter function.

【代表圖】

【本案指定代表圖】：第 1 圖。

【本代表圖之符號簡單說明】：

110：內環路控制器

120：內環路程序

210：外環路控制器

220：外環路程序

【本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式】：

發明專利說明書

【發明名稱】(中文/英文)

串級控制系統的設定方法

TUNING METHOD OF A CASCADE CONTROL
SYSTEM

【技術領域】

【0001】 本發明是有關於一種串級控制系統，且特別是有關於一種串級控制系統的設定方法。

【先前技術】

【0002】 隨著現代化工業的規模越來越大，複雜度越來越高，而相關的產品品質、穩定度、產量的要求則更趨嚴格，加上對製程安全、製程管理的越加重視與講究，傳統上簡單的控制系統往往已無法應付當代產業的複雜要求。

【0003】 因此發展出了許多更複雜而精巧的控制系統，其中串級控制系統是最廣為採用的控制系統之一。基本的串級控制系統採用二控制器串聯起來，以其中一控制器的輸出作為另一控制器的給定值，藉此改善傳統單迴路控制系統的不足。尤其應用於負載擾動緩慢地穿越過控制系統時，串級控制系統的效能特別突出，以一控制器作為內環路控制器，以另一控制器作為外環路控制器，藉由內外二環路的建立使得內環路可降低外環路的落後，使得串級控制系統在較高的震盪頻率下可較傳統的單迴路控制器更快速應

答。

【0004】然而如何設定串級控制系統才能配合所應用的系統而達到更佳的控制，卻是長久以來不斷困擾著學界與業界的問題。許多研究都嘗試針對串級系統提出設定方式，例如 C. C. Hang, A. P. Loh, V. U. Vasnani 於 1994 年的研究 (Relay feedback auto-tuning of cascade controllers, IEEE Trans. Control Syst. Technol. 2 (1994) 42-45)、S. Vivek 和 M. Chidambaram 於 2004 年的研究 (Cascade controller tuning by relay auto tune method, J. Indian Inst. Sci. 84 (2004) 89-97)、K. K. Tan, T. H. Lee 和 R. Ferdous 於 2000 年的研究 (Simultaneous online automatic tuning of cascade control for open loop stable processes, ISA Trans. 39 (2000) 233-242)、S. Song, W. Cai 和 Y. G. Wang 於 2003 年的研究 (Auto-tuning of cascade control systems, ISA Trans. 42 (2003) 62-72)、A. Leva 和 F. Donida 於 2009 年的研究 (Autotuning in cascaded systems based on a single relay experiment, J. Process Control 19 (2009) 896-905)，及 U. Metha 和 S. Majhi 於 2011 年的研究 (On-line identification of cascade control systems based on half limit cycle data, ISA Trans. 50 (2011) 473-478)，但上述研究中所提供的方法皆採用回饋替續法 (Relay Feedback) 的串級控制系統模型參數識別技術，都需要利用額外的實驗來執行回饋替續法以產生週期性震盪的操作訊號，但當應用於實際工場時，這些額外的實驗不但會影響工場的正常操作，並且由

於安全工量，工場也不適合用來進行實驗。

【0005】 另外有 M. Veronesi 和 A. Visioli 於 2011 年的研究 (Simultaneous closed-loop automatic tuning method for cascade controllers, IET Control Theory Appl. 5 (2011) 263-270) 指出，可利用設定點階梯變化的閉環路應答來識別內環路與外環路程序之一階帶時延模式設計，並使用內部模式控制策略來設計內環路與外環路控制器。但模式參數識別屬於粗略估計的方法，需要採用很多假設，特別是在模式的時延參數部分，因此所識別出的模式與真實程序會有較大的誤差。此外，設計外環路控制器時所根據的模式是以內環路的設計目標來近似，因此又會引入額外的模式誤差，造成控制效能降低。

【0006】 綜上所述，目前工業需要串級控制器來達成控制目標，卻仍苦無適合的串級控制器設定方法。先前技術所提供的設定方法都需要額外實驗或額外假設，若採用額外實驗則影響工場正常操作流程且有安全性疑慮，若採用額外假設則造成誤差而控制效能低落。因此極需發展一個更適於使用且更準確的串級控制器設定方法。

【發明內容】

【0007】 因此，本發明是在提供一種串級控制系統的設定方法，不需要做很多假設，也不需要假設可能的結構，更不需要額外的實驗，只要收集串級控制系統在閉環路下的應答數據，即可建立具有強建性的內環路比例-積分-微分(PID)

控制器參數方程式及具有強健性的外環路 PID 控制器參數方程式，並據以設定串級控制系統。

【0008】依據本發明之一實施例，此串級控制系統的設定方法包含以下步驟。提供串級控制系統於閉環路狀態下之複數個外環路製程輸出數據組、複數個內環路製程輸出數據組及複數個內環控制器輸出數據組，對那些外環路製程輸出數據組進行一曲線擬合步驟以及一拉普拉斯轉換(Laplace transform)步驟，以獲得一第一曲線方程式，其中第一曲線方程式係代表在 s 空間中之外環路製程之輸出應答曲線。對那些內環路製程輸出數據組進行曲線擬合步驟以及拉普拉斯轉換步驟，以獲得一第二曲線方程式，其中第二曲線方程式係代表在 s 空間中之內環路製程之輸出應答曲線。對那些內環控制器輸出數據組進行曲線擬合步驟以及拉普拉斯轉換步驟，以獲得一第三曲線方程式，其中第三曲線方程式係代表在 s 空間中之內環控制器之輸出應答曲線。

【0009】根據第一曲線方程式和第二曲線方程式來計算一外環路程序轉移函數，根據第二曲線方程式和第三曲線方程式來計算一內環路程序轉移函數。利用一頻譜分析法來計算外環路程序轉移函數之一頻譜應答向量，利用頻譜分析法來計算內環路程序轉移函數之一頻譜應答向量。

【0010】根據內環路程序轉移函數之頻譜應答向量來計算出串級控制系統之一內環路程序製程模型參數方程式，利用馬克勞林(Maclaurin)級數配合內環路程序製程模型參數

方程式來計算串級控制系統之一內環路比例-積分-微分 (PID) 控制器參數方程式。根據內環路程序轉移函數於閉環路時之頻應答向量以及外環路程序轉移函數之頻譜應答向量來計算串級控制系統之一外環路程序製程模型參數方程式，利用馬克勞林 (Maclaurin) 級數配合外環路程序製程模型參數方程式來計算串級控制系統之一外環路 PID 控制器參數方程式。利用內環路 PID 控制器參數方程式以及外環路 PID 控制器參數方程式來設定串級控制系統。

● **【0011】** 依據上述串級控制系統的設定方法，其中曲線擬合步驟可利用一 B 樣條 (B-Spline) 擬合法來進行曲線擬合，又 B 樣條擬合法可採用非等間距節點方式來擬合。其中頻譜分析法可利用傅利葉轉換法 (Fourier transform)。其中計算串級控制系統之內環路程序製程模型參數方程式的步驟可利用一階帶時延 (First Order Plus Time Delay, FOPTD) 模型，而計算串級控制系統之外環路程序製程模型參數方程式的步驟可利用二階帶時延模型 (Second Order Plus Time Delay, SOPTD)，尤其是具有零值的二階帶時延模型。

● **【0012】** 因此，應用本發明之串級控制系統的設定方法，不但不需進行額外的實驗，只要收集閉環路控制下的串級控制系統的數據（即複數個外環路製程輸出數據組、複數個內環路製程輸出數據組與複數個內環控制器輸出數據組）即可，並且不需要進行太多假設，即可依照系統特性，建立內環路程序製程模型參數方程式及外環路程序製程模型參數方程式，因此適合工場應用，不會干擾既定正常操作，

也不犧牲工場安全，且更提升了控制準確性。並可找出具具有強健性的內環路 PID 控制器參數方程式以及外環路 PID 控制器參數方程式，其中在強健性的設計上，依據本發明之串級控制系統的設定方法提供了可析的方程式，而不需要採行傳統的試誤法（Trial & Error）。

【圖式簡單說明】

【0013】

第 1 圖是串級控制系統的示意圖。

第 2A~2B 圖係繪示依照本發明一實施例的串級控制系統的設定方法應用於第 1 圖的串級控制系統的流程圖。

第 3A 圖係繪示一應用例依照第 2A-2B 圖的步驟 S321A 中 B-Spline 曲線擬合的結果。

第 3B 圖係繪示一應用例依照第 2A-2B 圖的步驟 S322A 中 B-Spline 曲線擬合的結果。

第 3C 圖係繪示一應用例依照第 2A-2B 圖的步驟 S323A 中 B-Spline 曲線擬合的結果。

第 4A 圖係繪示一應用例依照第 2A-2B 圖的步驟 S340 中外環路程序轉移函數之頻譜應答向量。

第 4B 圖係繪示一應用例依照第 2A-2B 圖的步驟 S340 中內環路程序轉移函數之頻譜應答向量。

第 5 圖係繪示一應用例依照第 2A-2B 圖的串級控制系統的設定方法的控制結果與依照先前技術之 Veronesi 和 Visioli 於 2011 年發表的調諧法的控制結果，在相同強健性

下的比較圖。

【實施方式】

【0014】請參照第 1 圖，其繪示串級控制系統的示意圖。串級控制系統可包含二環路分別為內環路及外環路，內環路可包含一內環路控制器 110 及一內環路程序 120，外環路可包含一外環路控制器 210 及一外環路程序 220，其中內環路可用以外速消除系統的擾動，而外環路可用以達到控制目標。因此藉由適當設置外環路控制器 210 及內環路控制器 110，可以平順而快速地達到控制目標。

【0015】其中當設置完成外環路控制器 210 及內環路控制器 110，則系統經由外環路控制器 210 再整合負的外環路製程輸出 y_1 之後，再整合負的內環路製程輸出，並進入內環路控制器 110，得到內環路控制器輸出數據組 u ，再進入內環路程序 120，其中內環路程序轉移函數為 $\hat{G}_2(s)$ ，結合雜訊後，得到內環路製程輸出數據組 y_2 ，再進入外環路程序 220，其中外環路程序轉移函數為 $\hat{G}_1(s)$ ，最後結合雜訊後，得到外環路製程輸出數據組 y_1 。

【0016】請參照第 2A~2B 圖，其中第 2B 圖接續於第 2A 圖，第 2A~2B 圖繪示依照本發明一實施例的串級控制系統的設定方法應用於如第 1 圖的串級控制系統的流程圖，其中外環路控制器 210 及內環路控制器 110 可採用 PID 控制器。步驟 S311 收集並提供串級控制系統於閉環路狀態下之複數個外環路製程輸出數據組 y_1 ，步驟 S312 收集並提供串級控

制系統於閉環路狀態下之複數個內環路製程輸出數據組 y_2 ，步驟 S313 收集並提供串級控制系統於閉環路狀態下之複數個內環控制器輸出數據組 u 。

【0017】 步驟 S321a 對那些外環路製程輸出數據組 y_1 進行一 B-Spline 曲線擬合步驟而得一外環路製程輸出曲線 $y_1(t)$ 。步驟 322A 對那些內環路製程輸出數據組 y_2 進行一 B-Spline 曲線擬合步驟而得一內環路製程輸出曲線 $y_2(t)$ 。步驟 323a 對那些內環控制器輸出數據組 u 進行一 B-Spline 曲線擬合步驟而得一內環控制器輸出曲線 $u(t)$ 。步驟 S321b 對外環路製程輸出曲線 $y_1(t)$ 進行一拉普拉斯轉換 (Laplace transform) 步驟而得一第一曲線方程式 $\hat{y}_1(s)$ ，其中第一曲線方程式 $\hat{y}_1(s)$ 係代表在 s 空間中之外環路製程之輸出應答曲線。步驟 S322A 對內環路製程輸出曲線 $y_2(t)$ 進行一拉普拉斯轉換而得一第二曲線方程式 $\hat{y}_2(s)$ ，其中第二曲線方程式 $\hat{y}_2(s)$ 係代表在 s 空間中之內環路製程之輸出應答曲線。步驟 323b 對內環控制器輸出曲線 $u(t)$ 進行一拉普拉斯轉換而得一第三曲線方程式 $\hat{u}(s)$ ，其中第三曲線方程式 $\hat{u}(s)$ 係代表在 s 空間中之內環控制器之輸出應答曲線。

【0018】 其中 B-Spline 曲線擬合步驟可採取非等間距或等間距節點 (Knot) 的方式。又 B-Spline 曲線擬合方法由於具備區間化特質 (Localization Capability) 而對於曲線局部的迴歸特性佳，但亦可不採 B-Spline 曲線擬合而改採用其他曲線擬合，只要能將原始變動較大的輸出數據（外環路製程輸出數據組 y_1 、內環路製程輸出數據組 y_2 及內環控制

器輸出數據組 u) 各重建為較平滑、可表達出趨勢的曲線即可。

【0019】步驟 S330 根據第一曲線方程式 $\hat{y}_1(s)$ 和第二曲線方程式 $\hat{y}_2(s)$ 來計算一外環路程序轉移函數 $\hat{G}_1(s)$ ，並根據第二曲線方程式 $\hat{y}_2(s)$ 和第三曲線方程式 $\hat{u}(s)$ 來計算一內環路程序轉移函數 $\hat{G}_2(s)$ ，其中

$$\hat{G}_1(s) = \frac{\hat{y}_1(s)}{\hat{y}_2(s)}, \quad \hat{G}_2(s) = \frac{\hat{y}_2(s)}{\hat{u}(s)}。$$

● 【0020】步驟 S340 利用一頻譜分析法來計算外環路程序轉移函數 $\hat{G}_1(s)$ 之一頻譜應答向量 $\hat{G}_1(j\omega)$ ，並利用頻譜分析法計算內環路程序轉移函數之頻譜應答向量 $\hat{G}_2(j\omega)$ ，其中 ω 為頻率向量， $\omega = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_L]^T$ 。

【0021】步驟 S350 利用內環路程序轉移函數之頻譜應答向量 $\hat{G}_2(j\omega)$ 與一階帶時延理論模型 (FOPTD) 頻譜應答，配合最小平方法，找出對應的內環路程序製程模型參數方程式 $G_{m,2}(s)$ 。其中：

$$G_{m,2}(s) = \frac{K_2}{\tau_2 s + 1} e^{-\theta_2 s} ;$$

其中，增益 $K_2 = \lim_{s \rightarrow 0} \hat{G}_2(s)$ ；

$$\text{時間常數 } \tau_2 = \sqrt{(\varphi_2^T \varphi_2)^{-1} \varphi_2^T \eta_2} ;$$

$$\text{時間延遲 } \theta_2 = (\omega^T \omega)^{-1} \omega^T \beta_2 ;$$

$$\eta_2 = \left[K_2^2 - |\hat{G}_2(j\omega_1)|^2 \quad K_2^2 - |\hat{G}_2(j\omega_2)|^2 \quad \dots \quad K_2^2 - |\hat{G}_2(j\omega_L)|^2 \right]^T ;$$

$$\varphi_2 = \left[\omega_1^2 \left| \hat{G}_2(j\omega_1) \right|^2 \quad \omega_2^2 \left| \hat{G}_2(j\omega_2) \right|^2 \cdots \omega_L^2 \left| \hat{G}_2(j\omega_L) \right|^2 \right]^T ;$$

$$\beta_2 = \begin{bmatrix} -\tan^{-1}(\tau\omega_1) - \angle \hat{G}_2(j\omega_1) \\ \vdots \\ -\tan^{-1}(\tau\omega_L) - \angle \hat{G}_2(j\omega_L) \end{bmatrix} .$$

【0022】 步驟 S360 利用馬克勞林(Maclaurin)級數配合內環路程序製程模型參數方程式，計算內環路 PID 控制器參數方程式 $G_{c2}(s)$ ，其中內環路控制的設計以能快速消除系統的擾動為主，因此利用內部模式控制再配合馬克勞林級數，可建立具有強健性的內環路 PID 控制器參數。其中

$$G_{c2}(s) = K_{c2} \left(1 + \frac{1}{\tau_{i2}s} + \tau_{D2}s \right) ;$$

$$\text{其中，比例參數 } K_{c2} = \frac{\tau_{i2}}{K_2(2\lambda_2 + \theta_2 - \alpha)} ;$$

$$\text{積分常數 } \tau_{i2} = \tau_2 + \alpha + \frac{0.5\theta_2^2 - \theta_2\alpha - \lambda_2^2}{2\lambda_2 + \theta_2 - \alpha} ;$$

微分常數

$$\tau_{D2} = \tau_{i2} - \frac{(\tau_2^2 + \tau_2\alpha + \alpha^2) + \frac{(\tau_2 + \alpha)(0.5\theta_2^2 - \theta_2\alpha - \lambda_2^2)}{2\lambda_2 + \theta_2 - \alpha} + \frac{\theta_2^3 - 3\theta_2^2\alpha}{6(2\lambda_2 + \theta_2 - \alpha)}}{\tau_{i2}} ;$$

$$\text{上式中， } \alpha = \tau_2 \left(1 - \left(1 - \frac{\lambda_2}{\tau_2} \right)^2 e^{-\theta_2/\tau_2} \right) ;$$

其中 λ_2 為一基於強健性設計下的可調節因子， λ_2 與

一內環路最大靈敏度(Sensitivity) M_{s2} 的關係如下：

$$\bar{\lambda}_2 = p_1 M_{s2}^{p_2} + p_3 ;$$

$$\text{其中, } p_1 = \frac{-3.998\bar{\theta}_2^2 + 4.279\bar{\theta}_2 - 0.0397}{\bar{\theta}_2^3 - 3.242\bar{\theta}_2^2 + 2.133\bar{\theta}_2 + 0.139} ;$$

$$p_2 = \frac{1410\bar{\theta}_2^2 - 212\bar{\theta}_2 - 4484}{\bar{\theta}_2^3 - 2228\bar{\theta}_2^2 + 1962\bar{\theta}_2 + 759.2} ;$$

$$p_3 = 1.203\bar{\theta}_2^3 - 1.463\bar{\theta}_2^2 + 0.789\bar{\theta}_2 + 0.01257 ;$$

上式中，

$$\bar{\lambda}_2 = \lambda_2 / \tau_2 ; \quad \bar{\theta}_2 = \theta_2 / \tau_2 ; \quad \bar{\alpha} = \alpha / \tau_2 = 1 - (1 - \bar{\lambda}_2)^2 e^{-\bar{\theta}_2} ;$$

其中上述關係的適用範圍為 $1.1 \leq M_{s2} \leq 2.0$, $0.05 \leq \bar{\theta}_2 \leq 1$ 。

【0023】步驟 S370 利用外環路程序轉移函數之頻譜應答向量 $\hat{G}_1(j\omega)$ 與內環路程序轉移函數於閉環路時之頻應答向量 $\hat{G}_{2,cl}(j\omega)$ 的乘積為外環路控制目標程序 $\hat{G}_1^*(j\omega)$ ，配合最小平方法，將外環路控制目標程序 $\hat{G}_1^*(j\omega)$ 近似成具有零值的二階帶時延模型參數，而找出對應的外環路程序製程模型參數方程式 $G_{m,1}^*(s)$ ，其中：

$$\hat{G}_{2,cl}(j\omega) = \frac{G_{c2}(j\omega)\hat{G}_2(j\omega)}{1 + G_{c2}(j\omega)\hat{G}_2(j\omega)} ;$$

$$\hat{G}_1^*(j\omega) = \hat{G}_{2,cl}(j\omega)\hat{G}_1(j\omega) ;$$

$$G_{m,1}^*(s) = \frac{K_1^*(z_1^*s + 1)}{a_1^*s^2 + b_1^*s + 1} e^{-\theta_1^*s}, \quad a_1^* > 0, \quad b_1^* > 0 ;$$

$$\text{其中 } a_1^* = \sqrt{p_1}, \quad b_1^* = \sqrt{2a_1^* + p_2}, \quad z_1^* = \pm\sqrt{p_3},$$

$$\text{時間延遲 } \theta_1^* = (\omega^T \omega)^{-1} \omega^T \beta_1^* ;$$

上式中，

$$\begin{aligned} p &= [p_1 \quad p_2 \quad p_3]^T = [a_1^{*2} \quad (b_1^{*2} - 2a_1^*) \quad z_1^{*2}] \\ &= (\Psi_1^{*T} \Psi_1^*)^{-1} \Psi_1^{*T} \eta_1^* \end{aligned} ;$$

$$\Psi_1^* = [\Psi_1^*(\omega_1) \quad \Psi_1^*(\omega_2) \quad \Psi_1^*(\omega_1)]^T ;$$

$$\Psi_1^*(\omega) = [\omega^4 |\hat{G}_1^*(j\omega)|^2 \quad \omega^2 |G_1^*(j\omega)|^2 \quad -K_1^{*2} \omega^2]^T ;$$

$$\beta_1^* = \begin{bmatrix} \tan^{-1}(z_1^* \omega_1) - \tan^{-1}\left(\frac{b_1^* \omega_1}{1 - a_2^* \omega_1^2}\right) - \angle \hat{G}_1^*(j\omega_1) \\ \vdots \\ \tan^{-1}(z_1^* \omega_L) - \tan^{-1}\left(\frac{b_1^* \omega_L}{1 - a_2^* \omega_L^2}\right) - \angle \hat{G}_1^*(j\omega_L) \end{bmatrix} ;$$

其中上標^T表示轉置矩陣，而帶有星號*的參數則表示此參數是在外環路與內環路整合後整體的狀態。

【0024】 步驟 S380 利用馬克勞林級數配合外環路程序製程模型參數方程式 $G_{m,i}^*(s)$ ，計算外環路 PID 控制器參數方程式 $G_{cl}(s)$ ，更詳細地說，在設計外環路控制器時，是利用內部模式控制機制配合馬克勞林級數的參數調譜法，並針對近似外環路整合模型的參數，即外環路程序製程模型參數方程式 $G_{m,i}^*(s)$ ，建立具有強健性的外環路 PID 控制器參數方程式 $G_{cl}(s)$ 。其中：

$$G_{cl}(s) = K_{cl} \left(1 + \frac{1}{\tau_{I1}s} + \tau_{D1}s \right) ;$$

上式中，比例參數 $K_{cl} = \frac{\tau_{I1}}{K_1^*(\lambda_1 + \theta_1^*)}$ ；

$$\text{積分常數 } \tau_{I1} = b_1^* + \frac{0.5\theta_1^{*2}}{\lambda_1 + \theta_1^*} - z_1^* ;$$

微分參數

$$\tau_{D1} = \tau_{I1} - \frac{(b_1^{*2} - a_1^*) + b_1^* \left(\frac{0.5\theta_1^{*2}}{\lambda_1 + \theta_1^*} - z_1^* \right) + \frac{\theta_1^{*3} - 3\theta_1^{*2}z_1^*}{6(\lambda_1 + \theta_1^*)}}{\tau_{I1}} ;$$

其中 λ_1 為一基於強健性設計下的調節因子， λ_1 與外環路最大靈敏度 (Sensitivity) M_{s1} 具有下列關係：

$$\bar{\lambda}_1 = \frac{-0.7289M_{s1} + 1.555}{M_{s1} - 1.006} ;$$

其中 $1.1 \leq M_{s1} \leq 1.8$ ，且 $\bar{\lambda}_1 = \lambda_1 / \theta_1^*$ 。

【0025】步驟 S390 利用內環路 PID 控制器參數方程式以及外環路 PID 控制器參數方程式來設定串級控制系統。

【0026】其中上述步驟 S350 中，不一定將內環路程序轉移函數之頻譜應答向量 $\hat{G}_2(j\omega)$ 近似為一階帶時延理論模型 (FOPTD) 頻譜應答，亦可視實際需求及變化而近似為更高階的模型，只要回歸的結果適合即可。同理，上述步驟 S370 中，也不一定將外環路控制目標程序 $\hat{G}_1^*(j\omega)$ 近似成具有零值

的二階帶時延模型(SOPTD)，亦可視實際需求及變化而近似為更高階的模型，只要回歸的結果適合即可。因此應用本發明之串級控制系統的設定方法不需對模型做假設，所以也不限於一階或二階，相較之下，先前技術往往需要先假設其模型或是僅能應用於其所預設的模型別別方可進行分析，導致先前技術與現實系統之間的誤差較大。因此應用本發明之設定方法不但更具彈性也更能切合實際情況與需求。

● **【0027】** 以下舉出一應用例，應用於第 1 圖的串級控制系統，並應用第 2A-2B 圖的串級控制系統的設定方法的計算過程及控制結果，最後並將提供應用本發明之設定方法相較先前技術的比較圖，將可看出依照本發明之設定方法的控制結果對於無論設定點變化或對外在擾動的控制都有較佳的效能。

● **【0028】** 請參照第 3A~3C 圖，第 3A 圖繪示上述應用例的複數個外環路製程輸出數據組 y_1 ，及這些外環路製程輸出數據組 y_1 依照第 2A-2B 圖的步驟 S321A 中 B-Spline 曲線擬合的結果（即外環路製程輸出曲線 $y_1(t)$ ）。其中外環路製程輸出數據組 y_1 為圖示中的實際應答數據，而外環路製程輸出曲線 $y_1(t)$ 為圖示中的 B-Spline 擬合結果，可看出擬合結果的曲線較為平滑且可反應出這些外環路製程輸出數據組 y_1 的趨勢。

【0029】 第 3B 圖繪示上述應用例的複數個內環路製程輸出數據組 y_2 ，及這些內環路製程輸出數據組 y_2 依照第 2A-2B

圖的步驟 S322A 中 B-Spline 曲線擬合的結果（即內環路製程輸出曲線 $y_2(t)$ ）。其中內環路製程輸出數據組 y_2 為圖示中的實際應答數據，而內環路製程輸出曲線 $y_2(t)$ 為圖示中的 B-Spline 擬合結果，可看出擬合結果的曲線較為平滑且可反應出這些內環路製程輸出數據組 y_2 的趨勢。

【0030】第 3C 圖繪示上述應用例的複數個內環控制器輸出數據組 u ，及這些內環控制器輸出數據組 u 依照第 2A-2B 圖的步驟 S323A 中 B-Spline 曲線擬合的結果（即內環控制器輸出曲線 $u(t)$ ）。其中內環控制器輸出數據組 u 為圖示中的實際應答數據，而內環控制器輸出曲線 $u(t)$ 為圖示中的 B-Spline 擬合結果，可看出擬合結果的曲線較為平滑且可反應出這些內環控制器輸出數據組 u 的趨勢。

【0031】將第 3A~3C 圖所示的外環路製程輸出曲線 $y_1(t)$ 、內環路製程輸出曲線 $y_2(t)$ 及內環控制器輸出曲線 $u(t)$ ，經過拉普拉斯轉換後，依序分別得到第一曲線方程式 $\hat{y}_1(s)$ 、第二曲線方程式 $\hat{y}_2(s)$ 及第三曲線方程式 $\hat{u}(s)$ ，再經第 2A-2B 圖中步驟 S330 而計算得到外環路程序轉移函數 $\hat{G}_1(s)$ 及內環路程序轉移函數 $\hat{G}_2(s)$ 。

【0032】接著請參照第 4A 圖及第 4B 圖，第 4A 圖繪示上述應用例的外環路程序轉移函數 $\hat{G}_1(s)$ 依照第 2A-2B 圖的步驟 S340 而找出的外環路程序轉移函數之頻譜應答向量 $\hat{G}_1(j\omega)$ ，第 4B 圖繪示上述應用例的內環路程序轉移函數 $\hat{G}_2(s)$ 依照第 2A-2B 圖的步驟 S340 而找出的內環路程序轉移函數之頻譜應答向量 $\hat{G}_2(j\omega)$ 。其中頻譜應答向量的意義在於對於

頻率向量 ω 的每一元素頻率，都找出轉移函數之相對應的頻譜應答，並標示繪出如第 4A 圖及第 4B 圖。

【0033】接著可繼續執行第 2A-2B 圖中的步驟 S350~S390，於是可得第 1 圖中串級控制系統的內環路控制器 110 及外環路控制器 210 的設定參數，並可據以設定串級控制系統。接下來將以第 5 圖展示並比較以上述設定而完成的串級控制系統與先前技術的控制結果，將可看出本發明具備較佳的控制成果。

【0034】請參照第 5 圖，其繪示上述應用例依照上述第 2A-2B 圖的設定方法設定串級控制系統後的控制結果，相較於依照先前技術之 Veronesi 和 Visioli 於 2011 年發表的調諧法 (Simultaneous closed-loop automatic tuning method for cascade controllers, IET Control Theory Appl. 5 (2011) 263-270) 的控制結果，在相同強健性下的比較圖。其中相同強健性表示選擇了相同的外環路最大靈敏度 M_{s1} 及相同的內環路最大靈敏度 M_{s2} ，則從第 5 圖可看出，無論是設定點變化或外在擾動的控制上，依照本發明之設定方法的結果都比依照 Veronesi 和 Visioli 的調諧法有更佳的控制結果，依照本發明之設定方法可使系統更快而更平緩地到達控制目標。

【0035】由上述本發明實施例可知，應用本發明具有下列優點。

【0036】1. 不需額外的試驗：從現有的操作資料即可計算得出串級控制系統的設定參數。

【0037】 2. 不需額外的假設：對於內環路及外環路的模型不限於使用一階或二階的模型，只要回歸的結果適合即可，因此更具備彈性也更能切合實際情況與需求。

【0038】 3. 高準確性：於設計外環路的控制器參數時，不需再做額外的測試，利用所建立的內環路閉環路及外環路製程模型，即可計算外環路的控制器參數。因此對外環路目標控制程序的準確性可大為提升，並相較先前技術有更優異的控制結果。

【0039】 4. 提供可析的方程式：改良以往必需以試誤法（Trial & Error）來決定調節因子的方式，本發明提供可析的方程式來控制效能強健性的設計，因此更易於應用也更易於系統化。

【0040】 雖然本發明已以實施方式揭露如上，然其並非用以限定本發明，任何熟習此技藝者，在不脫離本發明之精神和範圍內，當可作各種之更動與潤飾，因此本發明之保護範圍當視後附之申請專利範圍所界定者為準。

【符號說明】

【0041】

110：內環路控制器

120：內環路程序

210：外環路控制器

220：外環路程序

S311~S313：步驟

S321a~S323a：步驟

S321b~S323b：步驟

S330~S390：步驟

y_1 ：外環路製程輸出數據組

y_2 ：內環路製程輸出數據組

u ：內環控制器輸出數據組

$\hat{y}_1(s)$ ：第一曲線方程式

$\hat{y}_2(s)$ ：第二曲線方程式

$\hat{u}(s)$ ：第三曲線方程式

$\hat{G}_1(s)$ ：外環路程序轉移函數

$\hat{G}_2(s)$ ：內環路程序轉移函數

$\hat{G}_1(j\omega)$ ：外環路程序轉移函數之頻譜應答向量

$\hat{G}_2(j\omega)$ ：內環路程序轉移函數之頻譜應答向量

申請專利範圍

1. 一種串級控制系統的設定方法，包含：

提供該串級控制系統於閉環路狀態下之複數個外環路製程輸出數據組、複數個內環路製程輸出數據組及複數個內環控制器輸出數據組；

對該些外環路製程輸出數據組進行一曲線擬合步驟以及一拉普拉斯轉換(Laplace transform)步驟，以獲得一第一曲線方程式，其中該第一曲線方程式係代表在 s 空間中之外環路製程之輸出應答曲線；

對該些內環路製程輸出數據組進行該曲線擬合步驟以及該拉普拉斯轉換步驟，以獲得一第二曲線方程式，其中該第二曲線方程式係代表在 s 空間中之內環路製程之輸出應答曲線；

對該些內環控制器輸出數據組進行該曲線擬合步驟以及該拉普拉斯轉換步驟，以獲得一第三曲線方程式，其中該第三曲線方程式係代表在 s 空間中之內環控制器之輸出應答曲線；

根據該第一曲線方程式和該第二曲線方程式來計算一外環路程序轉移函數；

根據該第二曲線方程式和該第三曲線方程式來計算一內環路程序轉移函數；

利用一頻譜分析法來計算該外環路程序轉移函數之一頻譜應答向量；

利用該頻譜分析法來計算該內環路程序轉移函數之一

頻譜應答向量；

根據該內環路程序轉移函數之該頻譜應答向量來計算出該串級控制系統之一內環路程序製程模型參數方程式；

利用馬克勞林(Maclaurin)級數配合該內環路程序製程模型參數方程式來計算該串級控制系統之一內環路比例-積分-微分(PID)控制器參數方程式；

根據該內環路程序轉移函數於閉環路時之該頻應答向量以及該外環路程序轉移函數之該頻譜應答向量來計算該串級控制系統之一外環路程序製程模型參數方程式；

利用馬克勞林(Maclaurin)級數配合該外環路程序製程模型參數方程式來計算該串級控制系統之一外環路 PID 控制器參數方程式；及

利用該內環路 PID 控制器參數方程式以及該外環路 PID 控制器參數方程式來設定該串級控制系統。

2. 如請求項 1 之串級控制系統的設定方法，其中該曲線擬合步驟係利用一 B 樣條(B-Spline)擬合法來進行曲線擬合。

3. 如請求項 2 之串級控制系統的設定方法，其中該 B 樣條(B-Spline)擬合法係採用非等間距節點方式來擬合。

4. 如請求項 1 之串級控制系統的設定方法，其中該外環路程序轉移函數 $\hat{G}_1(s)$ 及該內環路程序轉移函數 $\hat{G}_2(s)$ 分別

爲：

$$\hat{G}_1(s) = \frac{\hat{y}_1(s)}{\hat{y}_2(s)}, \quad \hat{G}_2(s) = \frac{\hat{y}_2(s)}{\hat{u}(s)};$$

其中 $\hat{y}_1(s)$ 爲該第一曲線方程式， $\hat{y}_2(s)$ 爲該第二曲線方程式， $\hat{u}(s)$ 爲該第三曲線方程式。

5. 如請求項 4 之串級控制系統的設定方法，其中該外環路程序轉移函數之該頻譜應答向量爲 $\hat{G}_1(j\omega)$ ，該內環路程序轉移函數之該頻譜應答向量爲 $\hat{G}_2(j\omega)$ ， $\omega = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_L]^T$ ，計算該串級控制系統之該內環路程序製程模型參數方程式之該步驟係利用下列方程式：

$$G_{m,2}(s) = \frac{K_2}{\tau_2 s + 1} e^{-\theta_2 s};$$

其中，增益 $K_2 = \lim_{s \rightarrow 0} \hat{G}_2(s)$ ；

$$\text{時間常數 } \tau_2 = \sqrt{(\varphi_2^T \varphi_2)^{-1} \varphi_2^T \eta_2};$$

$$\text{時間延遲 } \theta_2 = (\omega^T \omega)^{-1} \omega^T \beta_2;$$

$$\eta_2 = \left[K_2^2 - |\hat{G}_2(j\omega_1)|^2 \quad K_2^2 - |\hat{G}_2(j\omega_2)|^2 \quad \dots \quad K_2^2 - |\hat{G}_2(j\omega_L)|^2 \right]^T;$$

$$\varphi_2 = \left[\omega_1^2 |\hat{G}_2(j\omega_1)|^2 \quad \omega_2^2 |\hat{G}_2(j\omega_2)|^2 \quad \dots \quad \omega_L^2 |\hat{G}_2(j\omega_L)|^2 \right]^T;$$

$$\beta_2 = \begin{bmatrix} -\tan^{-1}(\tau\omega_1) - \angle \hat{G}_2(j\omega_1) \\ \vdots \\ -\tan^{-1}(\tau\omega_L) - \angle \hat{G}_2(j\omega_L) \end{bmatrix}.$$

6. 如請求項 5 之串級控制系統的設定方法，其中計算該串級控制系統之該內環路 PID 控制器參數方程式之該步驟係利用下列方程式：

$$G_{c2}(s) = K_{c2} \left(1 + \frac{1}{\tau_{I2}s} + \tau_{D2}s \right) ;$$

$$\text{其中，比例參數 } K_{c2} = \frac{\tau_{I2}}{K_2(2\lambda_2 + \theta_2 - \alpha)} ;$$

$$\text{積分常數 } \tau_{I2} = \tau_2 + \alpha + \frac{0.5\theta_2^2 - \theta_2\alpha - \lambda_2^2}{2\lambda_2 + \theta_2 - \alpha} ;$$

$$\text{微分常數 } \tau_{D2} =$$

$$\tau_{I2} - \frac{(\tau_2^2 + \tau_2\alpha + \alpha^2) + \frac{(\tau_2 + \alpha)(0.5\theta_2^2 - \theta_2\alpha - \lambda_2^2)}{2\lambda_2 + \theta_2 - \alpha} + \frac{\theta_2^3 - 3\theta_2^2\alpha}{6(2\lambda_2 + \theta_2 - \alpha)}}{\tau_{I2}} ;$$

$$\alpha = \tau_2 \left(1 - \left(1 - \frac{\lambda_2}{\tau_2} \right)^2 e^{-\theta_2/\tau_2} \right) ;$$

$$\bar{\lambda}_2 = p_1 M_{s2}^{p_2} + p_3 ;$$

$$p_1 = \frac{-3.998\bar{\theta}_2^2 + 4.279\bar{\theta}_2 - 0.0397}{\bar{\theta}_2^3 - 3.242\bar{\theta}_2^2 + 2.133\bar{\theta}_2 + 0.139} ;$$

$$p_2 = \frac{1410\bar{\theta}_2^2 - 212\bar{\theta}_2 - 4484}{\bar{\theta}_2^3 - 2228\bar{\theta}_2^2 + 1962\bar{\theta}_2 + 759.2} ;$$

$$p_3 = 1.203\bar{\theta}_2^3 - 1.463\bar{\theta}_2^2 + 0.789\bar{\theta}_2 + 0.01257 ;$$

$$\bar{\lambda}_2 = \lambda_2 / \tau_2 ; \quad \bar{\theta}_2 = \theta_2 / \tau_2 ; \quad \bar{\alpha} = \alpha / \tau_2 = 1 - (1 - \bar{\lambda}_2)^2 e^{-\bar{\theta}_2} ;$$

$$1.1 \leq M_{s2} \leq 2.0 ; \quad 0.05 \leq \bar{\theta}_2 \leq 1 \quad .$$

7. 如請求項 6 之串級控制系統的設定方法，其中計算該串級控制系統之該外環路程序製程模型參數方程式之該步驟係利用下列方程式：

$$G_{m,1}^*(s) = \frac{K_1^*(z_1^*s + 1)}{a_1^*s^2 + b_1^*s + 1} e^{-\theta_1^*s}, \quad a_1^* > 0, \quad b_1^* > 0;$$

其中 $a_1^* = \sqrt{p_1}$, $b_1^* = \sqrt{2a_1^* + p_2}$, $z_1^* = \pm\sqrt{p_3}$,

$$p = [p_1 \quad p_2 \quad p_3]^T, \quad \theta_1^* = (\omega^T \omega)^{-1} \omega^T \beta_1^*;$$

$$\beta_1^* = \begin{bmatrix} \tan^{-1}(z_1^* \omega_1) - \tan^{-1}\left(\frac{b_1^* \omega_1}{1 - a_2^* \omega_1^2}\right) - \angle \hat{G}_1^*(j\omega_1) \\ \vdots \\ \tan^{-1}(z_1^* \omega_L) - \tan^{-1}\left(\frac{b_1^* \omega_L}{1 - a_2^* \omega_L^2}\right) - \angle \hat{G}_1^*(j\omega_L) \end{bmatrix}.$$

8. 如請求項 7 之串級控制系統的設定方法，其中計算該串級控制系統之該外環路 PID 控制器參數方程式之該步驟係利用下列方程式：

$$G_{c1}(s) = K_{c1} \left(1 + \frac{1}{\tau_{I1}s} + \tau_{D1}s \right);$$

其中，比例參數 $K_{c1} = \frac{\tau_{I1}}{K_1^*(\lambda_1 + \theta_1^*)}$ ；

$$\text{積分常數 } \tau_{I1} = b_1^* + \frac{0.5\theta_1^{*2}}{\lambda_1 + \theta_1^*} - z_1^*;$$

$$\text{微分常數 } \tau_{D1} =$$

$$\tau_{11} = \frac{(b_1^{*2} - a_1^*) + b_1^* \left(\frac{0.5\theta_1^{*2}}{\lambda_1 + \theta_1^*} - z_1^* \right) + \frac{\theta_1^{*3} - 3\theta_1^{*2}z_1^*}{6(\lambda_1 + \theta_1^*)}}{\tau_{11}} ;$$

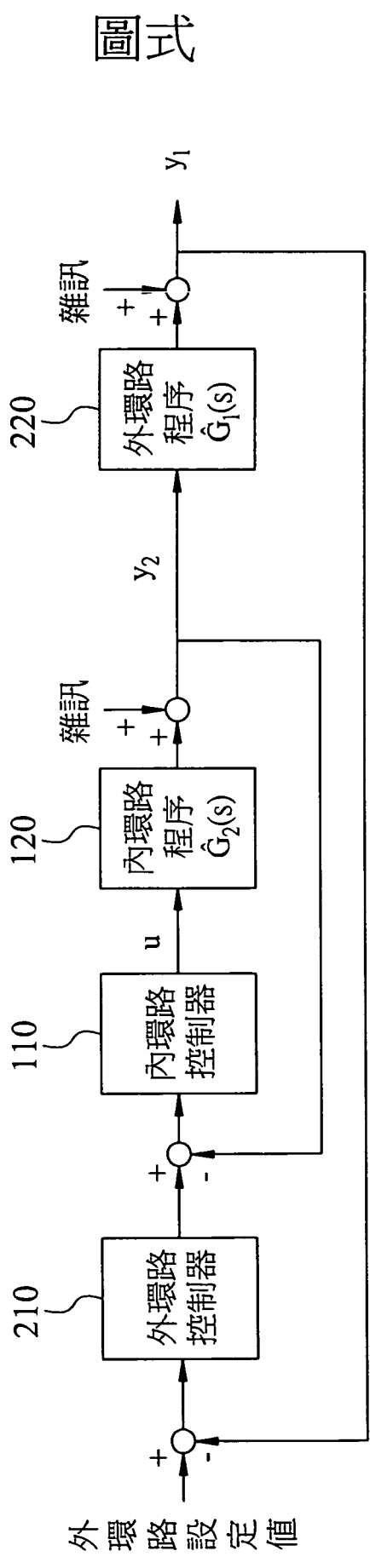
$$\bar{\lambda}_1 = \lambda_1 / \theta_1^* ;$$

$$\bar{\lambda}_1 = \frac{-0.7289M_{s1} + 1.555}{M_{s1} - 1.006} ;$$

$$1.1 \leq M_{s1} \leq 1.8 \quad .$$

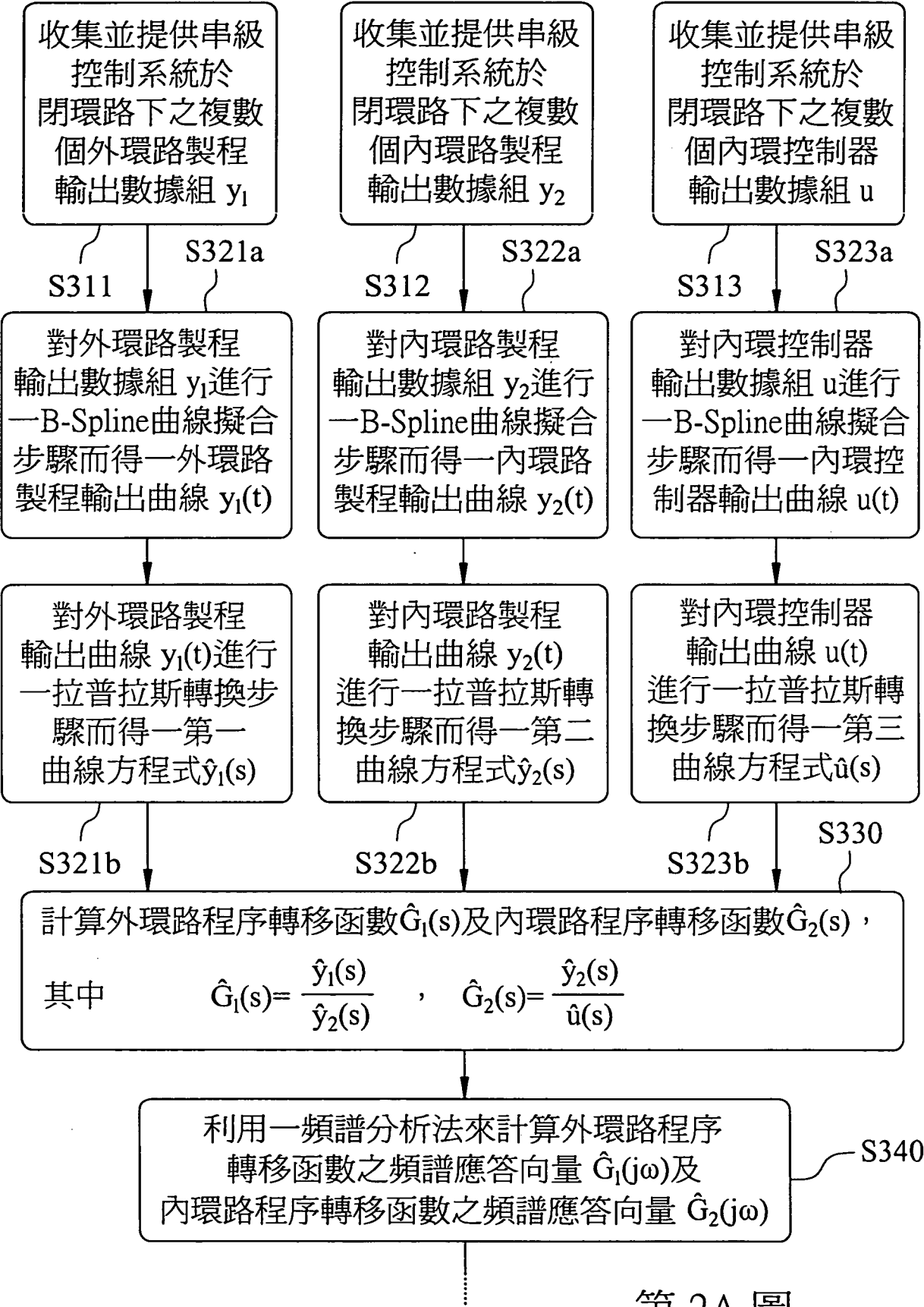
9. 如請求項 1 之串級控制系統的設定方法，其中該頻譜分析法係利用傅利葉轉換法(Fourier transform)。

10. 如請求項 1 之串級控制系統的設定方法，其中計算該串級控制系統之該外環路程序製程模型參數方程式之該步驟係利用二階帶時延模型。

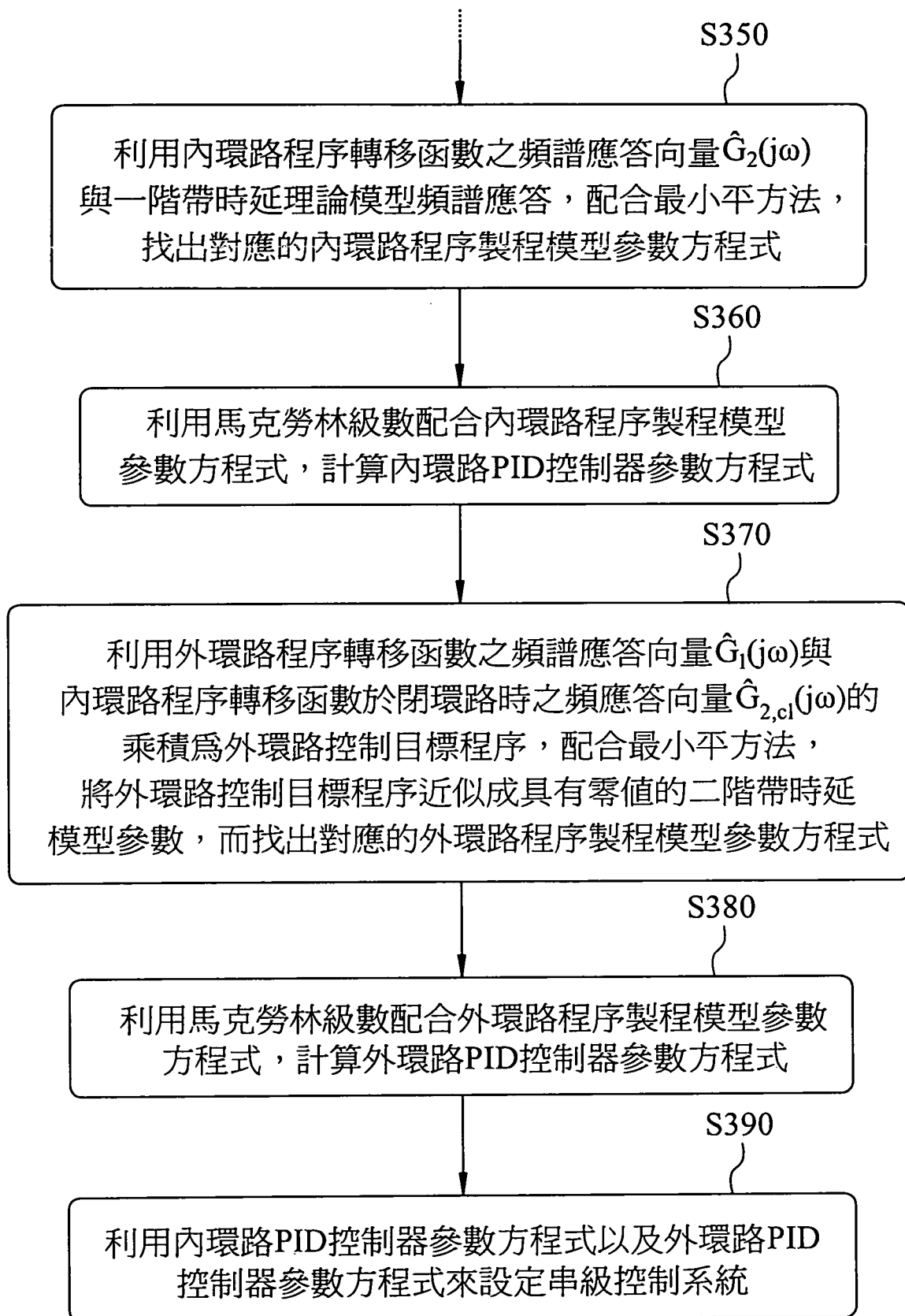


圖式

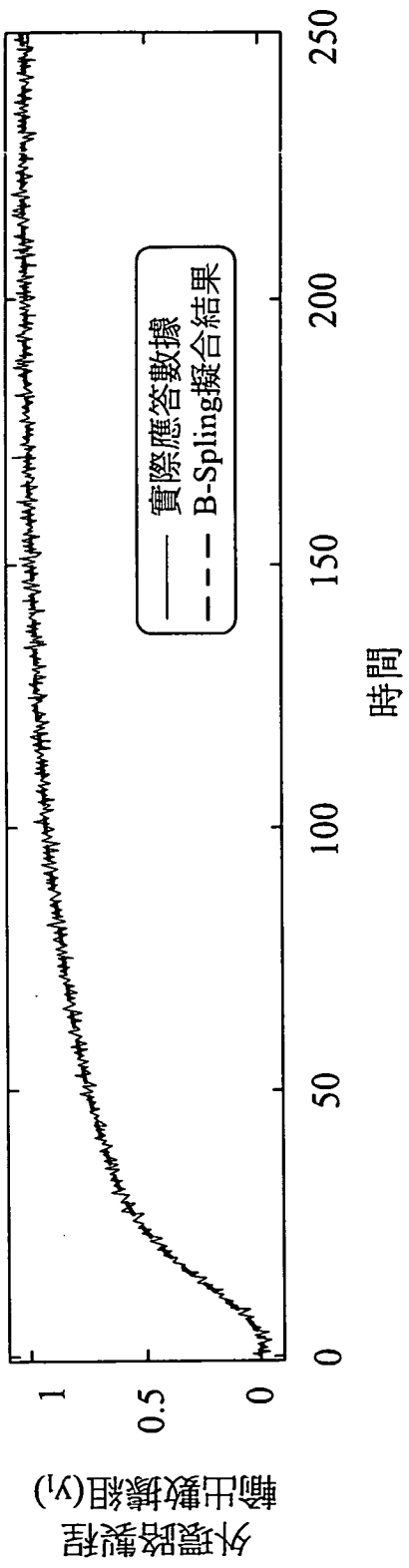
第1圖



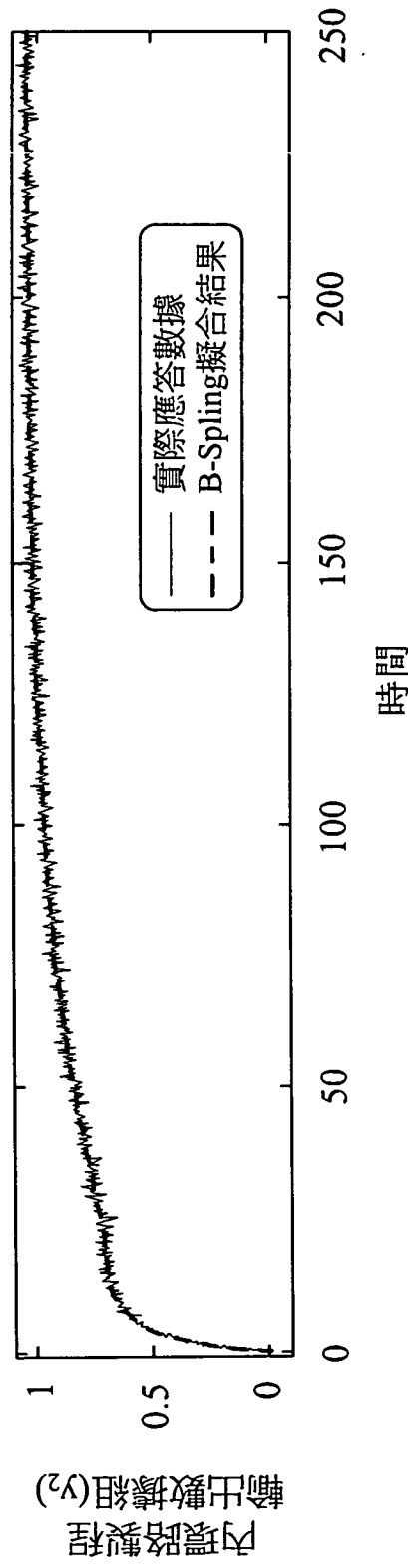
第 2A 圖



第 2B 圖



第3A圖

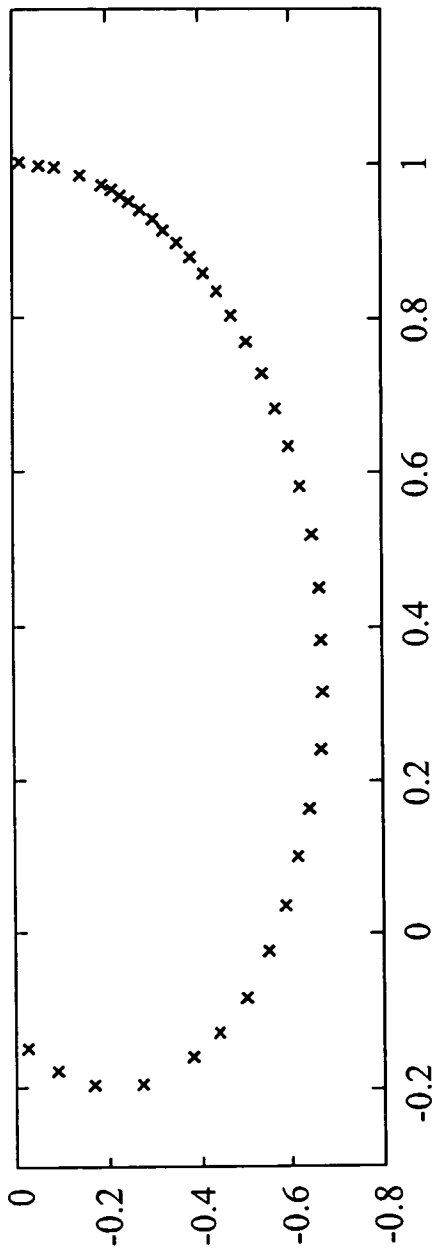


第3B圖



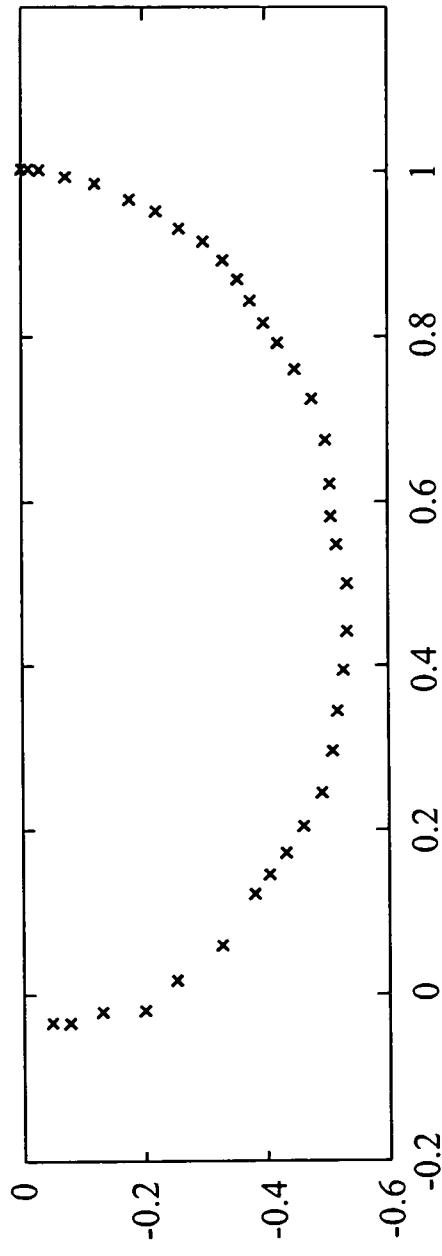
第3C圖

外環路程序轉移函數之頻譜應答向量 $\hat{G}_1(j\omega)$

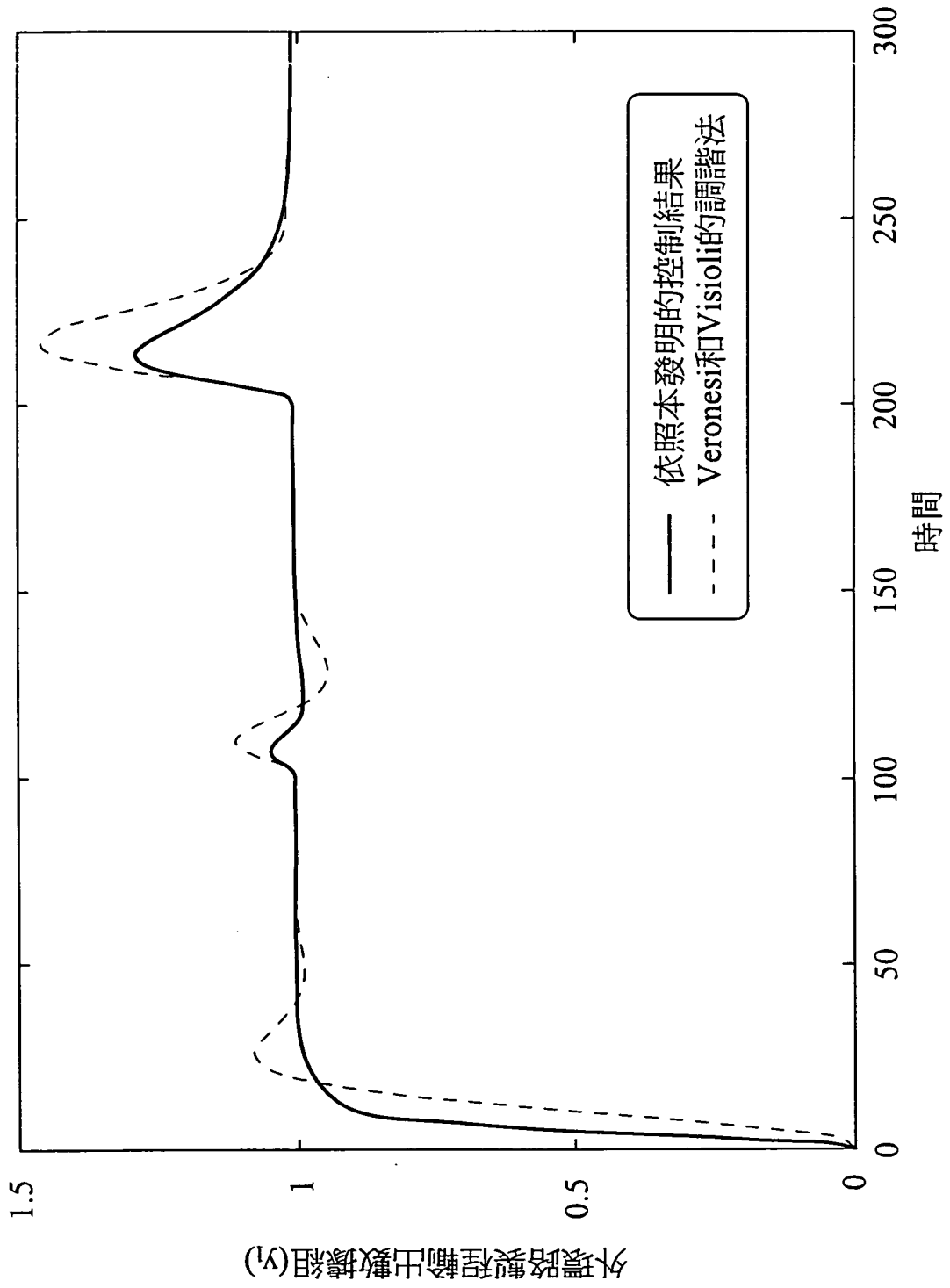


第4A圖

內環路程序轉移函數之頻譜應答向量 $\hat{G}_2(j\omega)$



第4B圖



第5圖