

# 高性能 AC/DC/AC 轉換器之分析與設計

**江茂欽**

國立宜蘭技術學院電機工程系副教授

## 摘要

本文旨在研究以前饋控制法則來改善傳統直流連接型 AC/DC/AC 轉換器，以達到大幅降低直流連接處所需之電容量，約僅需傳統技術之 3%，故能以壽命較長之油質、薄膜或陶質(oil、film or ceramic)電容器來取代之。並可達縮小體積及延長壽命之目標。而且，在其交流輸入側之電流仍為純弦波且功率因數趨近壹。另一方面，並提出系統化之方法以設計功率電路，以確保轉換器之正常運轉。除此之外，以解析之方法設計前饋控制器之各項參數。最後，以電腦模擬來驗證其可行性。

**關鍵詞：**直流連接型 AC/DC/AC 轉換器，前饋控制

# Analysis and Design of a High Performance AC/DC/AC Converter

**Maoh-Chin Jiang**

Associate Professor, Department of Electrical Engineering , National Ilan Institute of Technology

## **Abstract**

This paper describes how to reduce an electrolytic capacitor from the DC-link AC/DC/AC converter which makes several troubles. It shortens life time within several years and increases the converter size. Moreover, it decreases the power factor and increases the harmonics on input lines because of the pulsewise input current.

These problems would be cleared up if the capacitor is eliminated. This paper describes feedforward control method to eliminate the large electrolytic capacitor without changing the power circuit. A critical condition is derived for successful current tracking. A systematic design method for the feedforward controller is presented to find the parameters of the controllers. Some simulation results are presented for verification.

**Keywords:** dc-link AC/DC/AC converter, feedforward control

## 一、前言

近來可變電壓可變頻率之三相交流電源被廣泛應用於工業界，如交流伺服系統、不斷電系統等領域。交流變交流轉換器依中間連接處能量傳輸之型式，可概分為直接連接(direct link)型、交流連接(ac link)型及直流連接(dc link)型等三大類[1]。

其中，直流連接型AC/DC/AC轉換器，被廣泛應用於各種工業場合，因此本文以此型之AC/DC/AC轉換器為研究之對象，並進一步改善其特性。因傳統直流連接型AC/DC/AC轉換器之典型架構，於直流連接處有一大型之電解質電容器，以維持穩定之直流電壓，但採用大型電解質電容器有下列缺點：

- (1) 電解質電容器之老化是功率轉換器可靠度不佳之主因，並且縮短功率轉換器之壽命。
- (2) 增加功率轉換器之重量及體積。
- (3) 需電容器之充電電路，以防止巨大之湧入電流。

若能將大型電解質電容器消除，則可避免上述諸多缺點。但若貿然將轉換器之電解質電容器大量減小或去除，且於交流輸入側之轉換器採用傳統成熟且被廣泛使用之控制線路，則將因直流連接處之電壓搖擺過劇，而導致交流輸入側之轉換器處於不穩定之狀態，即使該轉換器係採用強迫電流控制之方式，其交流側之電流亦無法追隨電流命令，故會產生大量之低次諧波。

本文之目的，係在提出一種需較小電解質電容器之直流連接型AC/DC/AC轉換器，俾能延長轉換器之壽命，且交流輸入側之電流為弦波，故功率因數趨近於壹。又因電容器大幅減小，故可達體積小及重量輕之目標。

緣是，為達上述之目的，本文採用前饋控制技術。其特徵乃在於直流連接處未包含大容量之電解質電容器，故可達性能優越並兼具實用之目的。

## 二、系統架構及操作原理

圖1所示係本文所提出AC/DC/AC轉換器之系統架構。其主要由功率電路、迴授控制器、前饋控制器、參考電流產生電路、磁滯電流控制器(Hysteresis current controller)及輸出級之控制器所組成。

本文所採用之電壓控制迴路，除了包含一個直流輸出電壓之迴授控制器，尚包含一前饋控制器。其中，電壓迴授控制器係選用構造簡單之比例積分控制器，其目的在藉比較迴授轉換器直流輸出電壓 $v_o$ 與電壓參考命令 $v_o^*$ 之誤差，經PI控制器以得部分電流命令之大小信號 $i_{fb}$ 。另外，前饋控制器設計之原理係在維持輸入及輸出轉換器之間的功率平衡，如此，在直流連接處之功率變化量將大為減小，當直流連接處之電容量大為減小，亦不致造成太大之電壓變動。因此，前饋控制器可選為

$$i_{ff} = K \frac{v_o^* I_o}{V_m} = K_{ff} I_o \quad (1)$$

其中， $K_{ff}$ 為前饋控制器之增益， $V_m$ 為相峰值電壓， $v_o^*$ 為輸出電壓之參考命令， $I_o$ 為輸出電流之平均值， $K$ 為常數增益。如何選擇最佳K值，將於後面章節再作詳細之探討。

## 三、轉換器之設計

於某些條件下，即使是使用磁滯電流控制器(hysteretic current controller)仍無法保證實際電流必定完全追隨參考電流命令，致產生失真之電流波形。究其原因，電流追隨之能力係與轉換器之電流變化率 $di/dt$ 有關。

為了簡化分析之複雜度，作了底下之假設：三個交流電感器L之電感量均相等，且其等效串聯電阻 $r$ 可忽略不計。所有轉換器之功率開關元件均無損失。電容器之直流電壓為純直流。

由圖1可得

$$L \frac{di_a}{dt} = v_a - K_a v_o \quad (2)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = v_b - K_b v_o \quad (3)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = v_c - K_c v_o \quad (4)$$

將所有相之變數(phase variables)均轉換至d-q平面，可得：

$$\mathbf{I}_{\text{ref}} \equiv \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \equiv \mathbf{T} \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\mathbf{I} \equiv \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \equiv \mathbf{T} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{V}_s \equiv \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} \equiv \mathbf{T} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{V}(k) \equiv \begin{bmatrix} v_d(k) \\ v_q(k) \end{bmatrix} \equiv \mathbf{T} \begin{bmatrix} K_a v_o \\ K_b v_o \\ K_c v_o \end{bmatrix}, \quad k = 1-7 \quad (8)$$

其中

$$\mathbf{T} \equiv \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (9)$$

再將(2)至(4)轉換成一向量微分方程式，

$$L \frac{d\mathbf{I}}{dt} = \mathbf{V}_s - \mathbf{V}(k) \quad (10)$$

再定義電流誤差向量為

$$\Delta \mathbf{I} \equiv \mathbf{I}_{\text{ref}} - \mathbf{I} \quad (11)$$

由(10)及(11)式可得

$$\begin{aligned} L \frac{d\Delta \mathbf{I}}{dt} &= (L \frac{d\mathbf{I}_{\text{ref}}}{dt} - \mathbf{V}_s) + \mathbf{V}(k) \\ &= \mathbf{V}_{s1} + \mathbf{V}(k), \quad k = 1-7 \end{aligned} \quad (12)$$

明顯可知若轉換器設計良好，則只要適當選擇切換模式 $k$ 則電流誤差即可掌控。若轉換器設計不良，則導致所有切換模式均無法控制電流誤差在所設計之範圍內，此時，實際電流將不再追隨參考電流命令，而產生一失真且含低次諧波之電流。

在此以幾何圖形來輔助設計，圖2及圖3分別顯示設計良好及設計不良時，於d-q平面及相對之時域軌跡圖形。其中圖2(a)係設計良好時， $V_{s1}$ 之軌跡在 $V(k)$ 之六角形軌跡內，其相對時域之實際及參考電流波形如圖2(b)所示，顯見實際電流能完全追隨參考電流命令，而不產生失真。於圖3(a)所示係 $V_{s1}$ 之軌跡部份不在 $V(k)$ 之六角形軌跡內，其相對時域之實際及參考電流波形如圖3(b)所示，顯見實際電流並不完全追隨參考電流命令，而導致失真並產生低次諧波。由上述之幾何圖形，可知設計良好之臨界條件，係存在於當 $V_{s1}$ 之軌跡與 $V(k)$ 之六角形軌跡正好相切時，於此情況下可得底下之不等式

$$v_o > \sqrt{3[(\omega L I_m)^2 + (V_m)^2]} \quad (13)$$

其中， $I_m$  是相電流之峰值， $V_m$  是相電壓之峰值， $v_o$  是直流輸出電壓。此即轉換器能正常工作之直流電壓最小臨界值。

## 四、前饋控制器之設計

為了達到能以解析方法來設計前饋及回授控制器之目的，轉換器之小信號模型之推導是必要的。於作者所發表之參考文獻[6]中，已發展三相 AC/DC 轉換器之小信號模型，可準確預測系統之動態行為。本文依相類似之步驟，並適當加以修改可得系統之控制方塊圖，如圖 4 所示。並可得系統之轉移函數如下：

$$T_{\hat{v}_o, \hat{i}} \equiv \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}} \right|_{(\hat{i}_o = \hat{v} = 0)} = \frac{\frac{3V}{CV_o^2}}{s + \frac{2}{CR_o}} \equiv \frac{b}{s + a} \quad (14)$$

$$T_{\hat{v}_o, \hat{i}_o} \equiv \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} \right|_{(\hat{v} = \hat{i} = 0)} = \frac{\frac{-3IVR_o}{CV_o^2}}{s + \frac{2}{CR_o}} \equiv \frac{-c}{s + a} \quad (15)$$

$$T_{\hat{v}_o, \hat{v}} \equiv \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}} \right|_{(\hat{i}_o = \hat{i} = 0)} = \frac{\frac{3I}{CV_o^2}}{s + \frac{2}{CR_o}} \equiv \frac{d}{s + a} \quad (16)$$

其中， $T_{\hat{v}_o, \hat{i}}$  是控制信號與輸出間之轉移函數； $T_{\hat{v}_o, \hat{i}_o}$  是輸出阻抗之轉移函數； $T_{\hat{v}_o, \hat{v}}$  是輸入電源與輸出間之轉移函數。

為了有系統地決定(1)中常數增益K，並驗證(1)所選擇控制法則之正確性。由圖4可得

$$\hat{v}_o = \frac{G_c(s) \left( \frac{b}{s+a} \right)}{1 + G_c(s) K_f \left( \frac{b}{s+a} \right)} \hat{v}_o^* + \frac{\left( \frac{d}{s+a} - F_v \frac{b}{s+a} \right)}{1 + G_c(s) K_f \left( \frac{b}{s+a} \right)} \hat{v} + \frac{\left( \frac{c}{s+a} - F_i \frac{b}{s+a} \right)}{1 + G_c(s) K_f \left( \frac{b}{s+a} \right)} (-\hat{i}_o) \quad (17)$$

如此，由方程式(17)可得

$$Z_{out} \equiv - \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} \right|_{\hat{v} = \hat{i} = 0} = \frac{\left( \frac{c}{s+a} - F_i \frac{b}{s+a} \right)}{1 + G_c(s) K_f \left( \frac{b}{s+a} \right)} \quad (18)$$

$$S_v \equiv - \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}} \right|_{\hat{i}_o = \hat{i} = 0} = \frac{\left( \frac{d}{s+a} - F_v \frac{b}{s+a} \right)}{1 + G_c(s) K_f \left( \frac{b}{s+a} \right)} \quad (19)$$

其中 $Z_{out}$ 是輸出阻抗 (output impedance) 而 $S_v$ 是音頻干擾 (audio susceptibility)，由(18)及(19)明顯可知，只要選擇

$$F_i = \frac{c}{b} = \frac{v_o}{3v} \quad (20)$$

$$F_v = \frac{d}{b} = \frac{v_o i_o}{3v^2} \quad (21)$$

可同時達到

$$Z_{out} = 0 \text{ and } S_v = 0 \quad (22)$$

即零輸出阻抗及零音頻干擾之優良特性。

## 五、電腦模擬結果

圖5所示係模擬之三相交流電壓及電流波形，由此圖可知三相之電流為純弦波且高功因。於本文中，轉換器之暫態特性試測，分別是在直流連接處之電容器 $C = 210 \mu\text{F}$ 及 $C = 90 \mu\text{F}$ 兩種情況下，輸出負載由 $1\text{KW} \rightarrow 2\text{KW} \rightarrow 1\text{KW}$ 作步級

改變。圖6所示係當電容器 $C = 210 \mu\text{F}$ 時，負載變化之影響，直流輸出電壓 $v_o$ 之變化；另外圖7所示係當 $C = 90 \mu\text{F}$ 時，於相同負載變化之條件下所測得之波形，直流輸出電壓 $v_o$ 之波形，由上述諸圖可見，雖然負載變化但直流輸出電壓 $v_o$ 均能迅速回復至電壓參考命令，唯於採用較小電容器之情況，負載步級變化所引起之電壓下降(voltage dip)較大，且在穩態時，直流連接處之電壓漣波亦較大。

## 六、結論

本文以前饋控制法則來降低直流連接處所需之電容量，因此，可以採用壽命較長之油質、薄膜或陶質電容器來取代之，以延長轉換器之壽命並增加其可靠性；另一方面，因電容量大幅減小，因此，轉換器之體積及重量亦可大為減小。雖直流連接處之電容量大幅降低，但交流輸入側之電流波形仍維持純波形且相位及交流電源電壓一致，即功率因數趨近於壹。

本文並提出系統化之方法來設計轉換器之功率電路，以建立轉換器正常運轉之理論基礎。更進一步，提出解析之方法來設計前饋控制器之各項參數。最後，以電腦模擬來驗證本文之可行性。

## 誌謝

本文之研究承國科會計畫 ( NSC 87-2213-E-197-002 ) 經費支持，謹此誌謝。

## 參考文獻

1. S. Bhowmik, and R. Spee, (1992), "A Guide to the Application Oriented Selection of AC/AC Converter Topologies," *IEEE IAS Conf. Rec.*, pp. 571-578.
2. J. S. Kim and S. K. Sul, (Jun. 1993), "New Control Scheme for AC/DC/AC Converter without DC-link electrolytic capacitor," *IEEE PESC Conf.*, pp. 300-306.
3. N. Mohan, T. M. Undelland, and W. P. Robbinsr, (1989), *Power Electronics Converters, Applications and Design*, New York: John Wiley and Sons.
4. C. K. Duffey and R. P. Stratford, (1988), "Update of harmonic standard IEEE-519 IEEE recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems," *IEEE/IAS*.
5. Malesani, L. Tenti, and P. Tomasin, (1995), "AC/DC/AC PWM Converter with reduced energy storage in the DC link," *IEEE Tran. Ind. Appl.*, vol. 31, pp. 287-292.
6. C. T. Pan and M. C. Jiang, (1994), "Modelling and Control of a Three-Phase Current-Controlled Reversible AC to DC Converter," *International Journal of Electronics*, vol. 77, no. 5, pp. 629-642.
7. M. N. Gitau and J. H. R. Enslin, (1998), "Effect of voltage-loop controllers on bus voltage fluctuation and recovery time in voltage source converters", *IEEE Applied Power Electronics Conference Proc.*, pp. 208-213.
8. D. C. Lee, G. M. Lee and K. D. Lee, "DC-bus voltage control of three-phase ac/dc PWM converters using feedback linearization", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 36, no. 3, pp. 826-833.
9. R. Uhrin and F. Profumo, (1996), "Complete state feedback control of quasi direct ac/ac converters", *IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 1203-1209.
10. R. Uhrin, L. Zboray and F. Profumo, (1998), "Observed power feedforward control for ac/ac converters", *IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 1657-1662.

91年08月28日投稿

91年09月15日接受

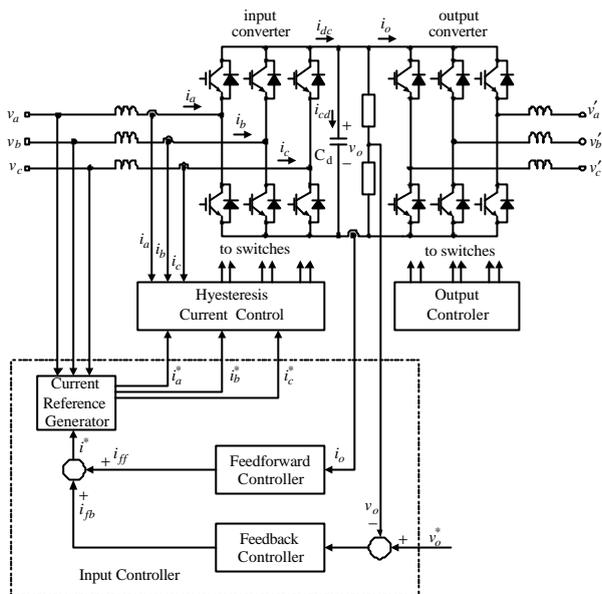
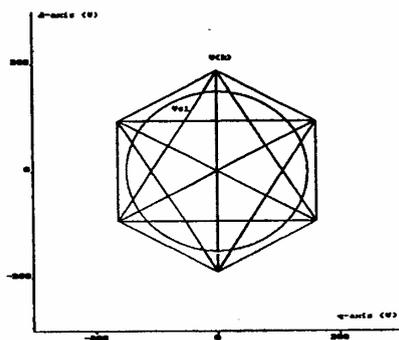
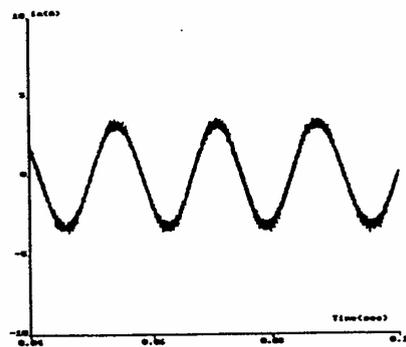


圖1 所提AC/DC/AC轉換器之系統架構

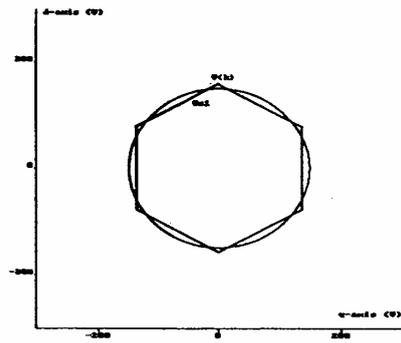


(a)

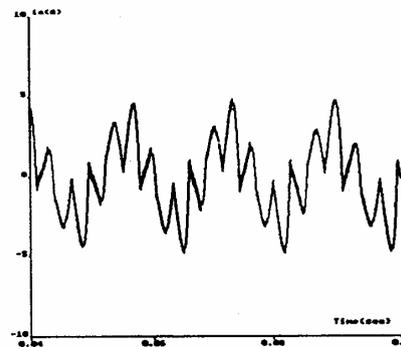


(b)

圖2 (a) 當設計良好時， $v_{s1}$ 及 $v(k)$ 於d-q平面之軌跡；  
(b) 當設計良好時，於時域之實際電流波形



(a)



(b)

圖3 (a) 當設計不良時， $v_{s1}$ 及 $v(k)$ 於d-q平面之軌跡；  
(b) 當設計不良時，於時域之實際電流波形

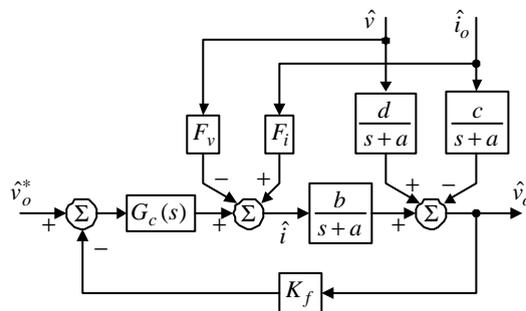


圖4 轉換器電壓迴路之控制方塊圖

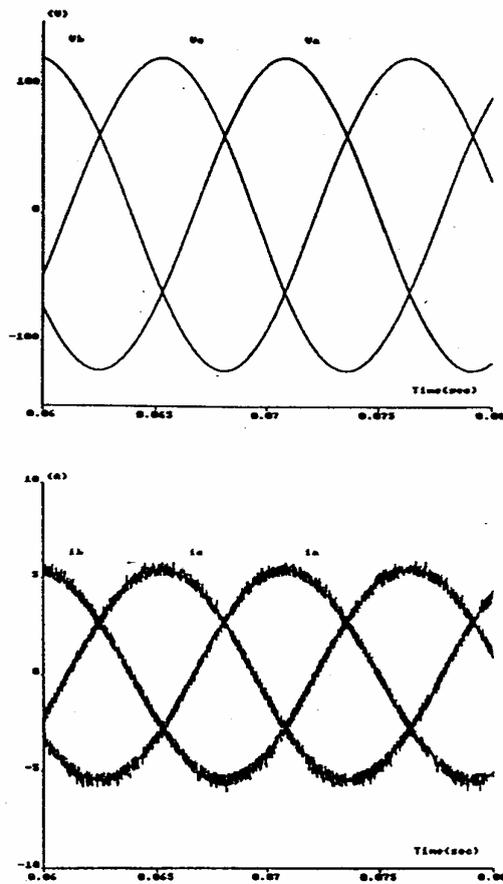


圖5 三相交流電壓及電流之模擬波形

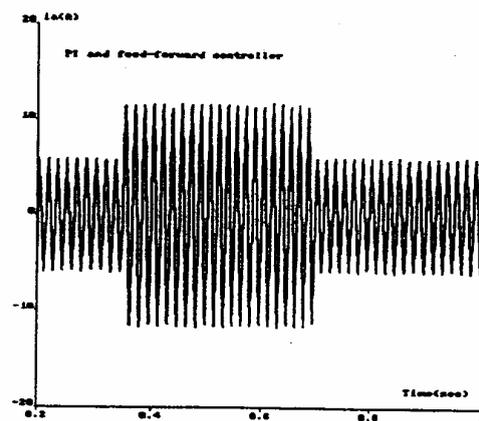


圖6 當電容器  $C = 210 \text{ mF}$ ，負載由  $1\text{KW} \rightarrow 2\text{KW} \rightarrow 1\text{KW}$  步級變化時，直流輸出電壓  $v_o$  及  $a$  相電流  $i_a$  模擬波形

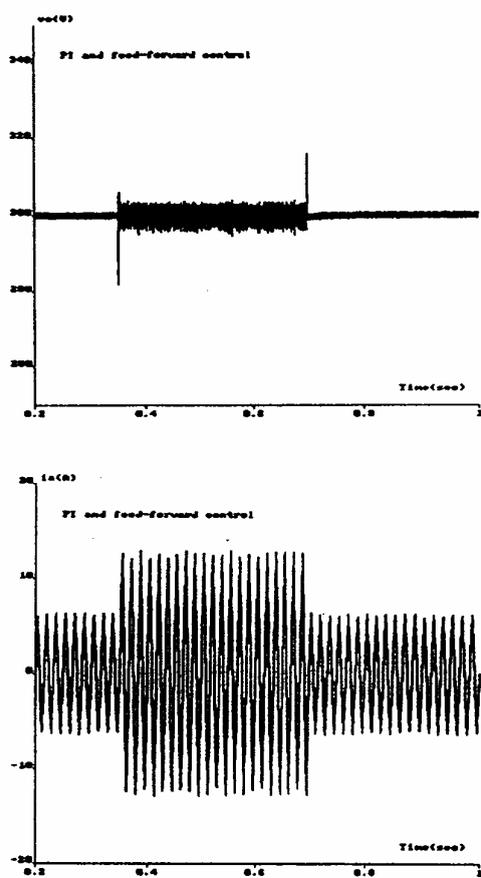


圖7 當電容器  $C = 90 \mu\text{F}$ ，負載由1KW @ 2KW @ 1KW 步級變化時，  
直流輸出電壓  $v_o$  及 a 相電流  $i_a$  模擬波形

