

行波管放大器高壓電源供應器設計與分析

許明祥¹ 李永勳²

1. 私立輔仁大學碩士班學生
2. 私立輔仁大學電子工程副教授

摘要

本論文提出行波管放大器[1]高壓電源供應器設計與分析。高壓高功率電力轉換器在設計上，因高壓儲能電感器不易製作，故必須將其放置於低壓側，限制可使用的電路拓樸結構。主要的電路可分為單級及雙級兩種，單級電路有隔離型昇壓、推挽式及變頻式諧振轉換器三種，前兩者需要額外的啟動及關閉電路設計複雜，而變頻式諧振轉換器的切換頻率易於干擾行波管微波調變頻率，故均不適用。雙級電路主要有降壓電壓饋入型及降壓電流饋入型全橋式轉換器，前者全橋部份的有效工作週期比後者低，且容易有變壓器磁通不平衡現象，因此本文採用電流饋入型全橋式電路以實現行波管放大器。透過動作原理及電腦模擬以驗證理論之分析，另將以實驗室 100kHz、10kV、1kW 原型電路，驗證所提方法的可行。

關鍵字：行波管放大器、行波管、高壓電源供應器、降壓電流饋入型

Design and Analysis High Voltage Power Supply Applied to Traveling Wave Tube Amplifier

M.S. HSU¹ **and** Y.S.Lee²

1.Student Master Department of Electronic Engineering,
Fu Jen Catholic University

2.Associate Processor Department of Electronic
Engineering, Fu Jen Catholic University

ABSTRACT

This paper describes the design and analysis of buck current-fed full bridge converter applied to Traveling Wave Tube Amplifier (TWTA). The inductor of energy storage component on high voltage side of transformer is not obtainable for high voltage high power application, thus limiting available circuit topology. However, the current source type converter can satisfy this application. The single stage version of the current source type converter includes isolated boost type, push-pull type and resonant mode of variable frequency. The first two demanding additional start-up circuit and the third one easily interfacing the modulating operation of radio frequency of TWT owing to its nature of variable switching frequency, they all can not adequately apply to TWTA. The two stages version mainly consists of buck voltage-fed and buck current-fed full bridge converters. The effective duty ratio of full bridge of the front is lower than those of the latter and the front is prone to experience to the flux imbalance problem of transformer. For these reasons, buck current-fed full bridge converter is a better choice to realize TWTA. In this paper, operation principle and computer simulation of buck current-fed full bridge converter will be presented to verify theorem analyses. Experimental results of laboratory prototype, 100kHz、10kV and 1kW output, can proof the feasibility of circuit topology.

Key words : TWTA、TWT、high voltage power supply、buck current-fed

一、前言

高壓高功率電源供應器主要應用於陰極射線管系統，如醫學用 X 光機(40~150kV)[2]、雕刻用二氧化碳雷射管(10~50kV)[3]、通訊及國防用行波管(2~20kV)[4,5]等。X 光機藉由燈絲電壓調整控制輸出功率；二氧化碳雷射管因屬於冷陰極啟動裝置，需高啟動電壓，並藉由控制輸出電流以改變輸出功率；行波管則需藉調變柵極以改變輸出的微波訊號功率及調變頻率。故前兩者之高壓電源可以變頻諧振式電路實現，但後者為避免轉換器切換頻率對微波訊號調變頻率造成干擾，採用定頻式電路較佳。定頻單級轉換器以隔離型昇壓及推挽式電路為主，但電流源電路受限於需額外複雜啟動電路的困擾，較不被採用。定頻雙級轉換器以降壓電壓饋入型及降壓電流饋入型較普遍，前者全橋部份的有效工作週期比後者低，且容易有變壓器磁通不平衡現象，因此本文採用電流饋入型全橋式電路以實現行波管放大器。

行波管放大器是一種微波訊號放大設備，應用頻帶廣且功率高，但其需要高壓電源驅動且效率低，大約 15~50%[1]，近年來已逐漸被固態放大器(Solid State Amplifier, SSA) 取代。但在高頻(Ka band 以上)及寬頻應用上，仍然以行波管放大器為主。行波管在電性上，需要三組電源供應器，陰極電源供應器(包括陰極-集極電源供應器)提供電子束加速電場及微波訊號放大能量；燈絲(Heater)電源供應器加熱陰極使其放射電子；柵極電源供應器提供相對於陰極的負電壓，使行波管能調變電子束。依製造結構不同可分為兩類，耦合腔式(Coupled Cavity, 應用於尖峰功率大於 8kW)及螺旋管式(Helix, 應用於尖峰功率小於 8kW)，前者主要是於窄頻應用，如衛星通訊及雷達系統，後者除通訊傳輸用途外，最主要應用於國防工業上，如雷達干擾。本文以螺旋管式行波管作為假想負載，設計陰極電源供應器，具有輸出陰極電壓-10kV、輸出尖峰功率 1000W，並可藉由柵極訊號調變而改變輸出功率。

在過去有關行波管放大器的研究中，大多以低功率行波管放大器為主。文獻[6]將行波管高壓電源分為兩高壓電源串聯，即陰極-集極高壓電源與陰極高壓電源，雖然具有變壓器製作容易的優點，但需要較多的元件且可能遭遇雙轉換器回授穩定度問題；文獻[7]提出雙級(降壓或昇壓)電流推挽式及單級電流推挽式架構實現行波管放大器，但只適合於低輸入電壓場合；文獻[8]以定頻諧振轉換器克服變頻微波調變干擾問題，但其諧振電容的電流過大，限制轉換器功率且降低可靠度；文獻[9]提出單級升壓移相零電流全橋式電路，但並沒解決轉換器啟動問題。

本文提出降壓電流饋入型全橋電路架構實現行波管放大器高壓電源，其計有下列幾個優點：(一)、PWM 控制降壓轉換器(Buck Converter)開關元件導通週期(Duty Cycle)，經由降壓轉換器的大電感，將輸入電壓源轉換為隨負載變化的電流源，對負載短路可有效保護，輸出穩壓。(二)、使用大電感以降低高壓變壓器大漏感與雜散電容，所衍生出的高電壓尖波問題，避免低壓雜訊被昇壓後有不易克服之缺點。(三)、有別以傳統作法，在變壓器二次側再使用大的高壓儲能電感濾波元件，因此本電源有製作上容易且價錢較便宜之優點。透過動作原理及電腦模擬以驗證理論之分析，另將以實驗室 100kHz、10kV、1kW 原型電路，驗證所提方法的可行。第二部份介紹降壓電流饋入型全橋電路及行波管工作原理，第三部份為電路設計考量與電腦模擬分析，第四部份為實驗結果與分析，第五部份為結論。

二、工作原理

本文所提電路如圖 1 所示，降壓電流饋入部分由 S_a 、 D_b 及 L 所構成， $S_1 \sim S_4$ 為單相全橋開關，二次側部分利用半波整流及二倍壓電路，行波管部份以電阻負載替代。輸入電壓經由降壓轉換器轉變為電流源，再經單相全橋開關轉換為交流電流源，由高頻變壓器耦合至高壓側，經整流濾波後產生高壓電源。

2.1、降壓電流饋入型全橋轉換器工作原理[10]

圖 2 為切換開關及相關的電壓電流波形，工作模式分為五部分，為使分析簡潔又不失正確性，分析時作以下假設並將詳細地說明工作原理：

- 1.所有切換開關均為理想元件，但場效電晶體的輸出接面電容為 C_o 。
- 2.高壓變壓器的漏電感為 L_l ，且 $L \ll L_l$ ，忽略層間電容。
- 3.降壓轉換器操作於連續電流導通模式下，輸出功率為 P ，效率為 η 。
- 4.降壓部分與全橋部分可工作於同步及非同步模式，但其原理相同，在此選用同步模式。
- 5.因輸出陰極電壓漣波遠小於輸出電壓，故假設陰極電壓僅具直流成分。
- 6.全橋部分， $S_1 \sim S_4$ 全部導通的時間 T_{12} 及模式 3 開關轉切換暫態時間 T_{23} 遠小於降壓轉換器的切換週期 T ，故降壓轉換器穩態工作週期比如(1)式。

$$D = \frac{E_b}{2 \cdot n \cdot V_{dc}} \approx \frac{T_{34} + T_{45}}{T}$$

(1)

模式 1($T_0 \sim T_1$) : S_3, S_4, D_b 導通 S_b, S_1, S_2 關閉，電感 L 電流線性降低，其斜率如(2)式所示，此時電感釋能至負載端。

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{E_b}{2 \cdot n \cdot L}$$

(2)

模式 2($T_1 \sim T_2$) : $S_b, S_1 \sim S_4$ 導通 D_b 關閉，電感 L 電流線性增加，其斜率如(3)式所示，此時電感儲存能量。高壓變壓器一次側短路，儲存於變壓器漏電感的能量傳送至負載端，若能完全傳送，則可降低模式 4 時 V_c 的電壓突波，其條件如(4)式。

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{dc}}{L}$$

(3)

$$T_{12} \geq \frac{P \cdot L_l}{h \cdot V_{dc}^2 \cdot D^2} - \frac{(1-D)T}{2 \cdot L}$$

(4)

模式 3($T_2 \sim T_3$) : S_b, S_1, S_2 導通， S_3, S_4, D_b 關閉，電感 L 電流對 S_3, S_4 的接面輸出電容充電，關係式如(5)式所示，當 V_c 等於 $D \cdot V_{dc}$ 時，進入模式 4。

$$T_{23} = \frac{2 \cdot C_p}{\left(\frac{P}{\mathbf{h} \cdot V_{dc}^2 \cdot D^2} - \frac{(1-D)T}{2 \cdot L} + \frac{T_{12}}{D \cdot L} \right)}$$

(5)

模式 4(T₃~T₄)：開關狀態與模式 3 相同，理論上模式 4 與模式 5，V_c 及 I_m 將呈現弦波振盪，振盪峰值隨負載變化而改變，為降低振盪峰值及弦波振盪電路中必須加入緩振電路，緩振電路其阻尼大小與所能容許振盪峰值及緩振電路損失有關，振盪峰值約為(6)式，其中 C_s 為緩振電路的電容。

$$V_{C,peak} = \left(\frac{P}{\mathbf{h} V_{dc} \cdot D} - \frac{V_{dc} D(1-D)T}{2 \cdot L} + \frac{V_{dc} T_{12}}{L} \right) \cdot \sqrt{\frac{L_l}{2 \cdot (C_p + C_s)}}$$

(6)

模式 5(T₄~T₅)：開關狀態與模式 3 相同，電感 L 電流線性增加，其斜率如(7)式所示，此時電感儲存能量，且電源能量直接傳送至負載。

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{dc} - \frac{E_b}{2 \cdot n}}{L}$$

(7)

2.2、行波管工作原理 [1]

行波管是一種具高增益的微波訊號放大元件，如圖 3 所示，結構類似陰極射線管裝置，主要用途為衛星通訊 (Satellite Communication)、雷達(Radar)、遙測(Telemetry)、電子反制作戰(ECM、Electronic Counter Measures)等，隨製程的不同可適用於寬頻或窄頻應用，以下簡單介紹圖 3 中各部分功能：

1. 電子槍(Electron gun)：燈絲(Heater)將陰極(Cathode)加熱，提升到工作溫度以放射電子，藉由柵極的電壓調變可使陰極發射之電子束成連續波(CW)或脈波(Pulse)，調變工作週期可控制輸出微波訊號增益。而陽極(Anode)主要功能為提供加速電場以提供電子束能量，通常為系統最高電位。
2. 慢波結構(Slow wave structure)：行波管與陰極射線管最大不同地方在於其擁有慢波結構，提供電子束能量轉換為放大微波訊號能量的媒介，隨應用的不同，有相異的慢波結構，典型的結構為螺旋管型及耦合腔形，圖 3 所示即為螺旋管型，主要適用於寬頻應用，如 6~18GHz。在能量交換過程中，大部分電子完成任務後離開慢波結構，進入集極，但有少部分被慢波結構所吸收，若電流過大將損傷行波管，所以必須偵測該部分電流以保護行波管。
3. 集極(Collector)：主要功能為收集完成能量轉換後的電子，通常集極電位以陰極電位百分比表示，且級數愈多行波管效率愈高。因行波管的效率低，15~40%(螺旋管型)、40~50%(耦合腔形)，大部分的能量均以熱能損耗於集極，所以集極必需有良好散熱條件。
4. 柵極(Grid)：顧名思義，柵極的作用為控制陰極電子束發射與否。通常柵極電位只有兩種：約相等於陰極電位，稱

為電子束流通(Beam on)；系統最低電位(約比陰極電位低 1kV 上下)，稱為電子束截止(Beam off)。視行波管種類及應用，對於電子束流通及截止的切換暫態時間有不同要求。

- 5.保護電路：行波管為昂貴的元件，為避免其在異常的條件下工作，造成損毀。保護功能，必須具有以下數種：打火保護、燈絲保護、柵極過電壓及欠電壓保護、陰極過電壓及欠電壓保護、螺旋管過電流保護、行波管過溫保護等。

三、行波管電源電路設計分析

3.1、高壓電源供應器電路設計

- 1.行波管電源規格：(a)、輸入電壓：220Vac $\pm 10\%$ 。
- (b)、輸出電壓：陰極-10kV、第一級集極-2.5kV、第二級集極-5kV。
- (c)、輸出功率：1000W。
- (d)、輸出電壓誤差： $\pm 1\%$ 。
- 2.切換頻率：降壓轉換器切換頻率選 100kHz，全橋轉換器 50kHz。
- 3.變壓器升壓比：升壓比及工作週期比決定輸出電壓，由(8)式穩態工作週期比為 0.66，設定升壓比為 25，即變壓器圈比設為 1：12.5：6.25：6.25，如(9)式為一次側圈數 (N_{pri})，為方便計算選 20 圈，則二次側圈數為 250:125:125。
- 4.電感器：當輸出功率為滿載的五分之一時，轉換器恰仍工作於連續電流導通模式，電感值為 555uH，如(10)式。
- 5.輸出濾波電容：高壓濾波後總電容量約需 18nF，再由高壓側繞阻相對圈數比決定每繞阻濾波電容實際大小。雖然增大電容值可有效減低漣波，但仍必須考慮行波管打火(Ark)時，通常耐壓陰極為 15kV 以上，電容值可適當增加但需考慮因打火時所能承受的能量，如(11)式。
- 6.全橋 $S_1 \sim S_4$ 共同導通時間為(0.25~0.5uS) 如 UC3287-1。

$$D = \frac{E_b}{2 \cdot n \cdot V_{dc}} \approx \frac{10kV}{2 \cdot 25 \cdot 300} = 0.66 \quad (8)$$

$$N_{pri} = \frac{V_p}{f_s \cdot A_e \cdot \Delta B} = \frac{200 \cdot 10^8}{100 \cdot 10^3 \cdot 3.53 \cdot 3000} = 19 \quad (9)$$

其中降壓轉換器切換頻率(f_s)為 100kHz， A_e 為鐵蕊上截面積(3.53 cm²)， ΔB 為磁通變化量(3000 Gauss)， V_p 為第一次側電壓(200V)。

$$L \approx \frac{5(V_{in} - V_o) \cdot V_o \cdot T}{I_{on} \cdot V_{in}} \approx \frac{5(300 - 200) \cdot 200 \cdot 10 \cdot 10^{-6}}{6 \cdot 300} \approx 555 \mu H \quad (10)$$

其中 V_c 為全橋場效電晶體輸入端電壓， I_{on} 電感最大電流約 6 安培(A)， V_{in} 為降壓轉換器輸入電壓。

$$C = \frac{V_{rms}}{4\sqrt{2} \cdot f_s \cdot R \cdot dV} = \frac{10kV}{4\sqrt{2} \cdot 100k \cdot 100k \cdot 10V} \approx 18nF$$

(11)

其中陰極電壓有效值 (V_{rms}) 為 10kV，R 為陰極負載電阻約 100 k，若漣波電壓 dV 取 10V，則電容為 18nF。

四、電腦模擬與實驗結果分析

電腦模擬使用 Pspice 模擬軟體，陰極電壓-10kV、第一級集極電壓-2.5kV、第二級集極電壓-5kV、輸出功率 1000W，圖 4 為穩態切換開關及相關的電壓電流波形，為降低 V_c 於模式 4 及模式 5 的突波電壓，將加上緩振電路，緩振電容 10nF、阻尼電阻 200，由通道 5 可知電壓突波峰值約為 350V。觀察通道 6 的波形，變壓器一次側電流有振盪現象，推測為高壓整流二極體接面電容與變壓器漏感共振所造成，該現象在更大的圈數比下將更嚴重，造成變壓器銅損增加，限制頻寬。圖 5 為行波管放大器啟動電壓電流暫態及穩態模擬波形圖，模擬時沒使用軟啟動(Soft Start)電路，所以暫態響應較快，但實際硬體製作時將加上軟啟動電路，以免切換開關過電流。在 20ms 時，行波管以連續波放大微波訊號，穩態電子束電流約為 210mA，且陰極因設計回授控制所以穩壓性高，但觀察集極電壓有降低現象(約為 2%)，此現象對行波管輸出增益的影響在可容忍的範圍。

實驗結果，如圖 6 為實驗室原型電路方塊圖，圖 7 為實驗室原型電路雜型圖。重電部分以實線表示，弱電部分以虛線表示，輸入為交流單相 220V 電源，輸出電壓分別為陰極、第二級集極及第一級集極，陰極電壓回授用於穩壓，電感電流回授用於電流模式控制及過電流保護，輸出負載以電阻取代[7,8]。圖 8 為全橋轉換器部份開關控制訊號圖，因量測時為檢測場效電晶體控制訊號之正確性，取 S_1, S_2 控制組，用差動探棒量測高電位端(High Side)，取 S_3, S_4 控制組，用示波器探棒量測低電位端(Low Side)，圖示頻率約為 50kHz，共同導通時間約為 0.5 μ s。圖 9 為高壓電源供應器在滿載($R_{c2}=25k$)時，降壓轉換器切換開關控制訊號及電感電流波形圖，輸入電壓約為 305VDC，頻率約為 100kHz，工作週期比為 0.69，電感平均電流約為 5.2A，轉換器效率約為 91.4%。圖 10 為變壓器一次側電流及陰極直流電壓(-10kV)波形圖，與模擬波形的不同主要是緩振電路所造成，實作時緩振電容 2nF、阻尼電阻 1000，使得振盪阻尼較低，切換暫態時間較長，但在切換開關額定工作安全範圍內，不影響輸出及整體效率。

五、結論

本文提出降壓電流饋入型全橋電路架構來實現行波管放大器高壓電源，透過動作原理、電腦模擬及實驗室 100kHz、10kV、1kW 原型電路驗證所提方法的可行。文中模擬及實作均以線性等效電阻取代行波管，進而分析電力轉換器的暫態及穩態特性，但行波管為陰極射線管裝置，其負載並非純電阻特性，因此未來若電力轉換器設計上考慮該非線性因素，對行波管微波訊號增益穩定有幫助。

六、參考文獻

- [1] L. Sivan, (1994), " Microwave tube transmitters, " Chapman and Hall London.
- [2] 吳仁釗, (1996), " 高頻高電壓源的 X 光機開發及新一帶 X 光機介紹, " 科儀新知.
- [3] Doval-Gandoy, J., Pasandin, R. and Marcos, J., (2002), " High voltage power supply for rotary die laser cutting system " , 2002 IEEE 33rd Annual, Power Electronics Specialists Conference, PESC 02, vol.3, pp. 1177 -1180
- [4] Phelps, T.K. and Cardwell, G.I., (2000), " A lightweight high efficiency family of power conditioners for space TWTs " , Vacuum Electronics Conference, Abstracts. International.
- [5] Pequet, E., Delporte, P., Fayt, P., Gak, M., and Canon, T., (2000), " ESA qualified EPC for telecommunication satellites TWTA, " Vacuum Electronics Conference, Abstracts. International.
- [6] Sandri, S., (20-22 Jun 1988), " A TWT power supply for high phase stability transmitter " , IEEE Conference Record, Power Modulator Symposium, Vol. 18, pp. 95 – 105.
- [7] Gules, R. and Barbi, I., (2001), " Isolated DC-DC power converters with high-output voltage for TWTA telecommunication satellite applications " , Sixteenth Annual IEEE, Applied Power Electronics Conference and Exposition. APEC 2001, vol.1, pp. 296 – 302.
- [8] Jacobson, B.S. and DiPerna, R.A., (1993), " Fixed frequency resonant converter for high voltage high density applications " , 24th Annual IEEE, Power Electronics Specialists Conference. PESC '93 Record, 20-24 Jun 1993 , pp. 357 – 363.
- [9] Iannello, C., Luo, S., and Batarese, I., (Apr 2002), " Full bridge ZCS PWM converter for high-voltage high-power applications " , IEEE Transactions on, Aerospace and Electronic Systems, Vol. 38, Issue: 2, pp. 515 – 526.
- [10] Abraham I. Pressman., (1999), " Switching Power Supply Design " , 2/E, Mc-Graw-Hill Co. New York.

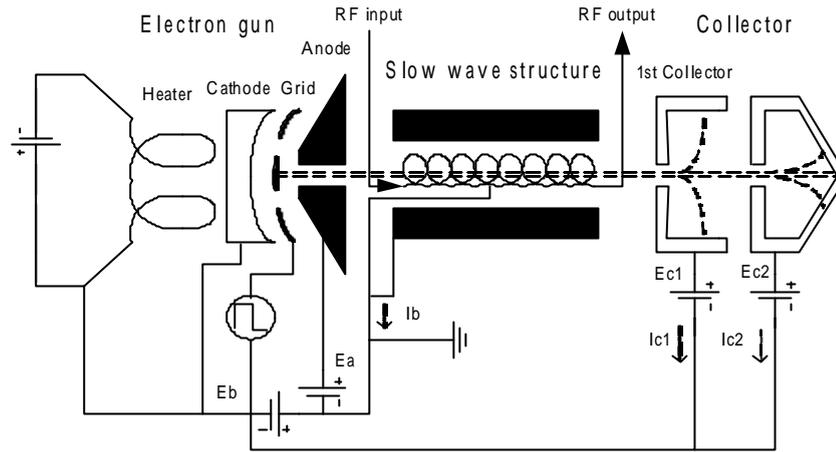


圖 3、典型行波管結構及電性連接圖

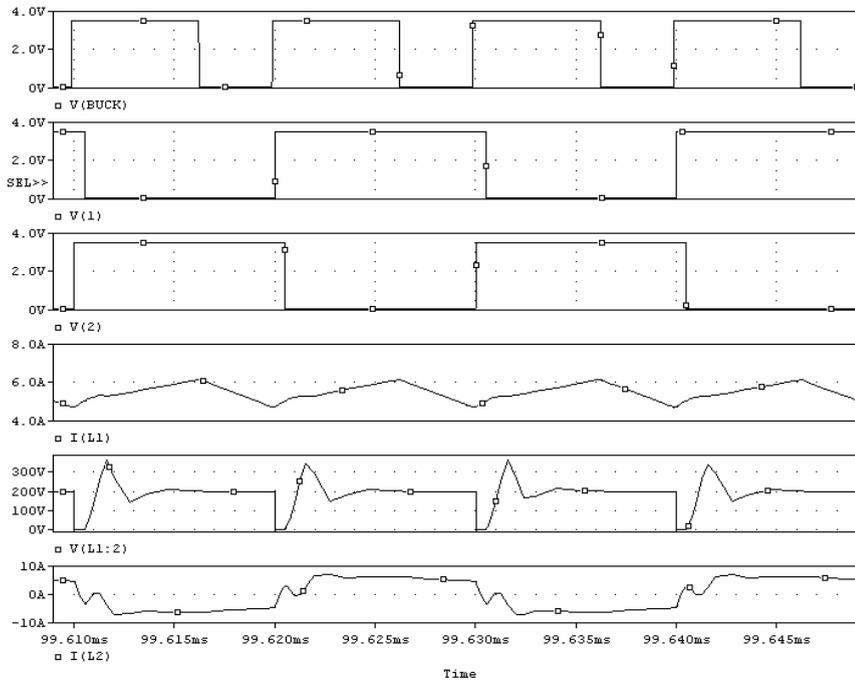


圖 4、切換開關及相關的電壓電流模擬波形圖

- CH1: 降壓轉換器切換開關控制訊號
- CH2: 全橋 S1S2 切換開關控制訊號
- CH3: 全橋 S3S4 切換開關控制訊號
- CH4: 電感電流波形
- CH5: V_c 電壓波形
- CH6: 變壓器一次側電流波形

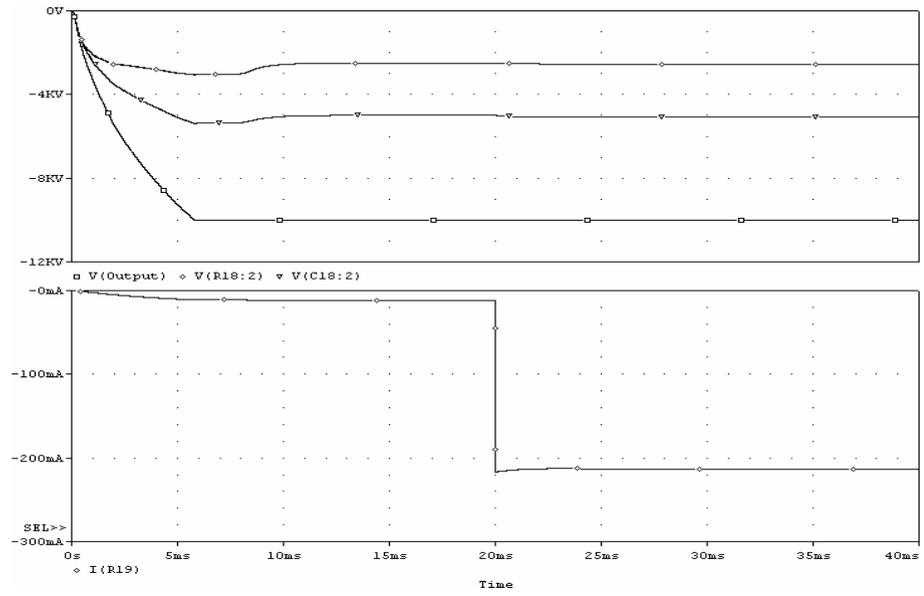


圖 5、行波管放大器啟動電壓電流暫態及穩態特性模擬波形圖

1. 第一集極電壓波形
2. 第二集極電壓波形
3. 陰極電壓波形
4. 電子束電流波形

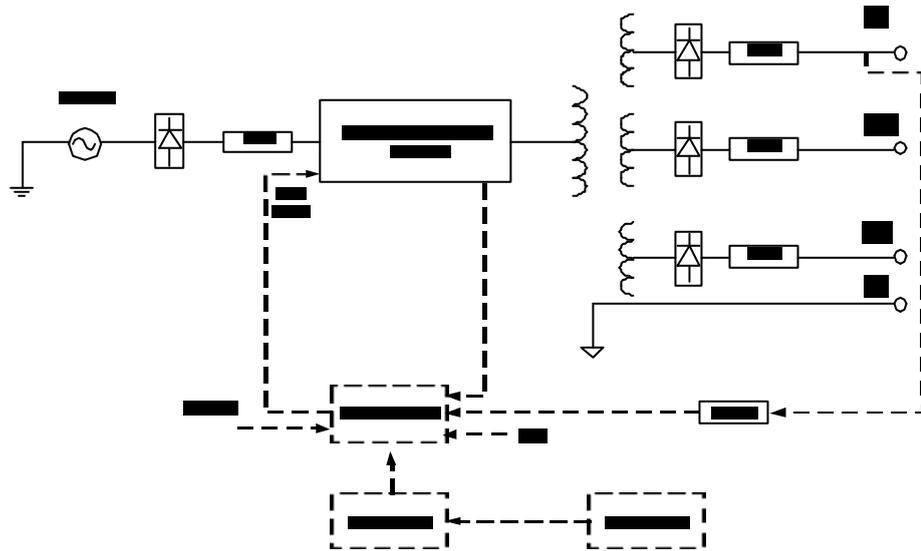


圖 6、實驗室原型電路方塊圖

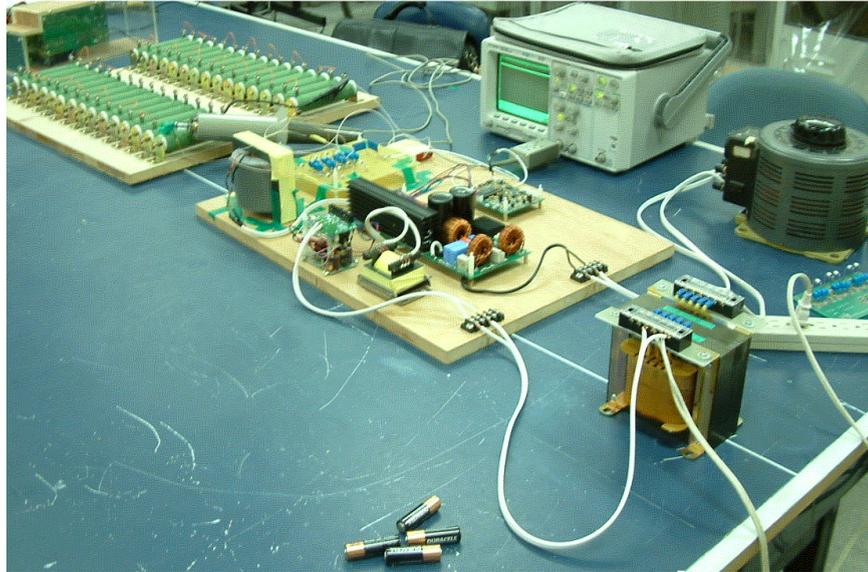


圖 7、實驗室原型電路雜型圖

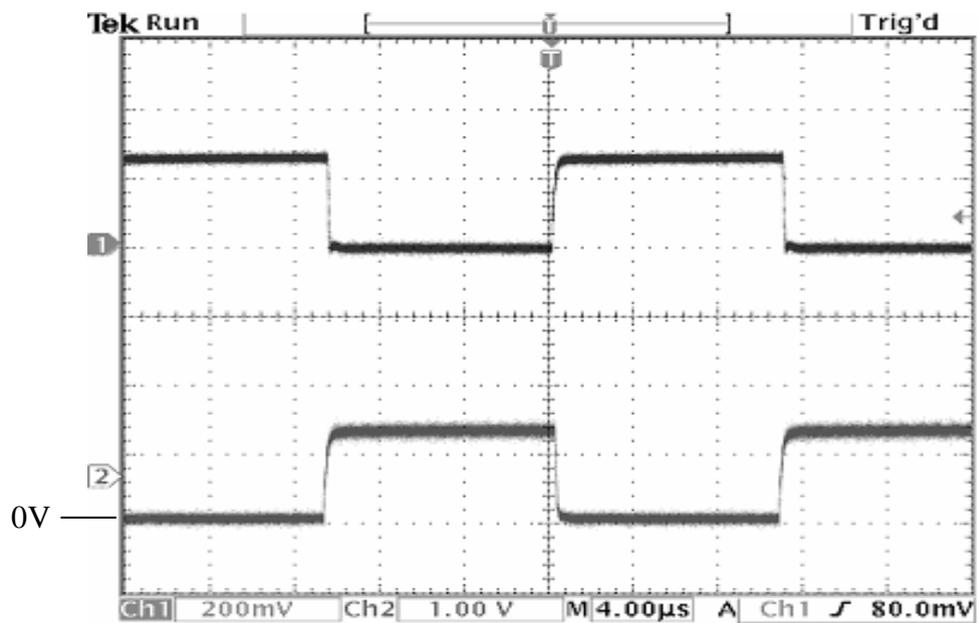


圖 8、全橋轉換器部份開關控制訊號圖

CH1: S_1, S_2 電壓訊號(1:50, 量測高電位端 V_{gs} 訊號, 用差動探棒)

CH2: S_3, S_4 電壓訊號(1:10, 量測低電位端 V_{gs} 訊號, 用示波器探棒)

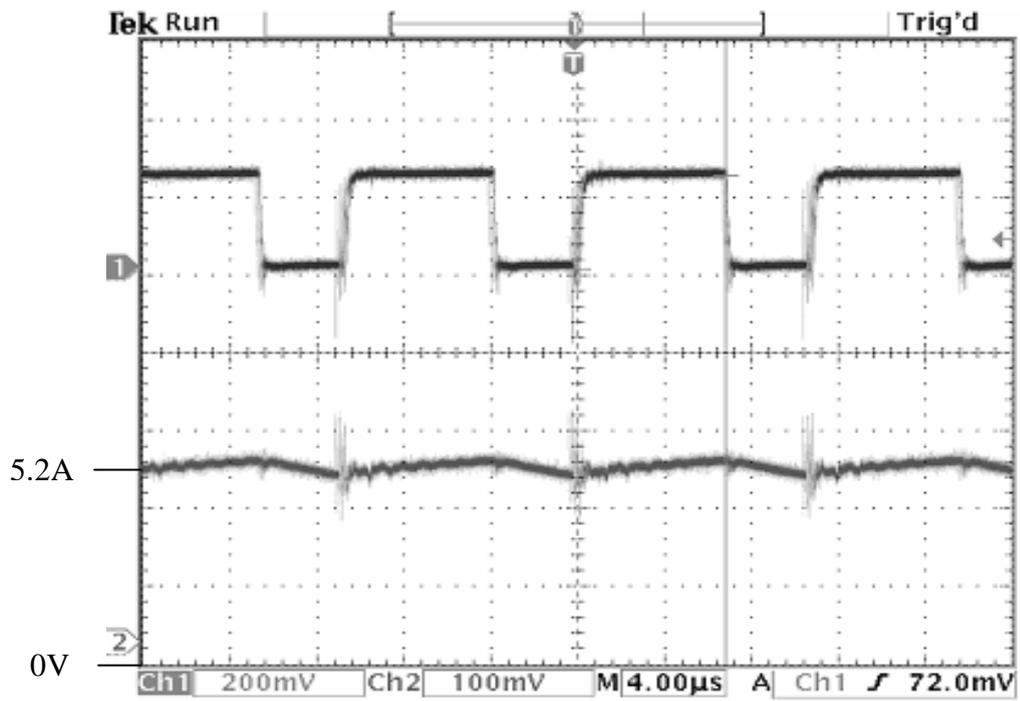


圖 9、降壓轉換器切換開關控制訊號(CH1)及電感電流波形(CH2)圖

CH1: Q_b 電壓訊號(1:50, 用差動探棒量 V_{gs} 訊號)

CH2: 電感電流波形(1:20, 量測 Q_b 源極端電流, 用電流探棒)

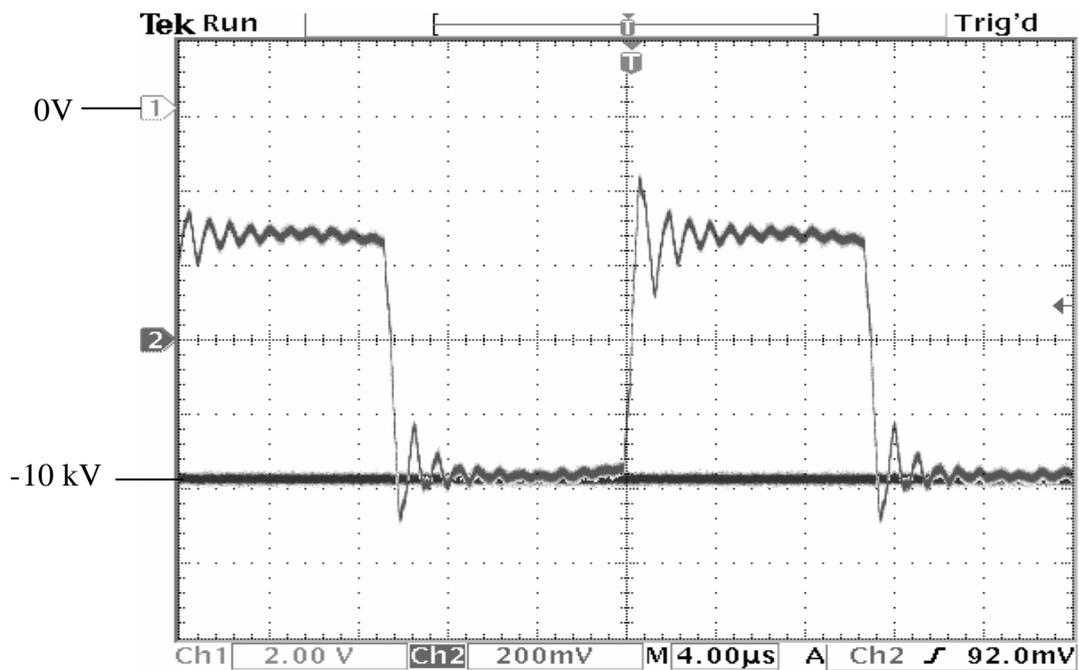


圖 10、陰極直流電壓波形(CH1)及變壓器一次側電流(CH2)圖

CH1: 電壓 (1V: 1000V) CH2: 電流 (0.1 V:1A)