

電感器設計實務

爲了介紹 Magnetics Designer 的功能，以下使用 Magnetics Designer 設計 12.5W 返馳式轉換器的儲能電感器，此電感器的電氣特性可以轉換成 IsSpice 的模型並進行電路模擬。

7.4.1 電路特性描述

一般我們稱爲返馳式轉換器的磁性元件爲變壓器，事實上，其動作原理是一個儲能電感器，由於能量儲存在氣隙當中，因此我們利用 Magnetics Designer 這套磁性元件設計軟體來設計返馳式轉換器的儲能電感器，返馳式轉換器操作在不連續導通模式，磁通路徑在每一個週期都會回到 0，所以儲能電感的一次側與二次側電流在每一個切換週期都會下降到零點而產生不連續的波形，功率晶體 turn on，能量儲存在電感，功率晶體 turn off，能量釋放到負載端。

返馳式轉換器電路如圖 7.4.1 所示。當功率晶體 Q1 turn on 時，電流 I_{pri} 流經儲能電感器的一次側繞組 N_p ，並將能量儲存於其中，電感器上有壓降存在，電流 I_{pri} 線性上升。由於變壓器繞組的一次側與二次側的極性相反，因此二極體 D1 爲逆向偏壓，此時輸出能量完全由輸出電容 C_o 提供。當功率晶體 Q1 turn off 時，由於儲能電感器的磁場消失，繞組的極性相反，使得二極體 D1 順向偏壓，而輸出電容 C_o 會被充電，負載上有 I_o 電流流過。跨於二次繞組上的壓降爲 $V_s = V_o$ 。返馳式轉換器的主要波形如圖 7.4.2 所示。

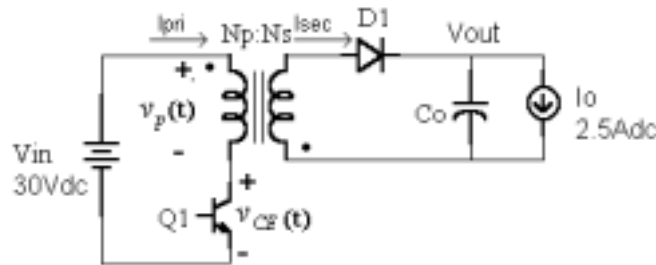


圖 7.4.1 返馳式轉換器電路

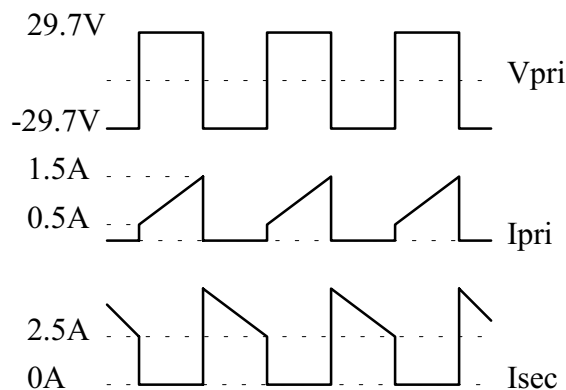


圖 7.4.2 返馳式轉換器電路的主要波形

對於返馳式轉換器來說，Magnetics Designer 在設計儲能電感時需要以下的

參數：鐵芯形式(core type)、材質種類(material)、操作頻率(operate frequency)、伏秒乘積 Edt(volt-seconds)、一次側與二次側交直流電流、需要的電感量與一次側的峰值電流(peak primary current)。

儲能電感器的設計規格如下：

鐵芯形式	EI-TDK Ferrite
輸入最小電壓 V_{in}	=30V
輸出電壓 V_{out}	=5V
操作頻率(Frequency)	=50KHz
匝數比 K_t	=1/5
輸出二極體順向壓降 V_{fwd}	=0.9V
電晶體飽和電壓 V_{sat}	=0.3V
工作週期 D	=0.5
最大室溫	=50 度
最大溫升	=30 度
磁通形式	=全波(Full Wave)
波形形式	=方波(Square wave)

跨於一次側繞組上的伏秒乘積 Edt 可以由下列的方程式可以求出：

$$E \cdot dt = V_{in} \cdot t_{on} = \frac{D \cdot V_{pk}}{f_{sw}} = \frac{0.5 \cdot (30 - 0.3)}{50 \times 10^3} = 2.97 \times 10^{-4} V - \text{sec} \quad (7.4.1)$$

雖然一次側繞組峰值電流為 1.5A_{pk}，但是通常切換式轉換器會定義一個限制電流，其數值會大於最大負載條件約 10 到 20% 左右。因此我們選擇 $I_{pk}=1.8A_{pk}$ 。由於匝數比為 1/5，峰值電流反射到二次側為 9A_{pk}，一次側的平均直流成分為：

$$I_{dc(pri)} = \frac{D \cdot (I_p + I_m)}{2} = \frac{0.5(1.5 + 0.5)}{2} = 0.5 A_{dc} \quad (7.4.2)$$

而二次側的平均直流成分為：

$$I_{dc(sec)} = \frac{(1 - D) \cdot (I_p + I_m)}{2} = \frac{0.5(7.5 + 2.5)}{2} = 2.5 A_{dc} \quad (7.4.3)$$

一次側電流波形的形狀為梯形，我們可以由波形公式得到一次側電流的 RMS 值：

$$I_{rms(pri)} = \sqrt{D \left[(I_p \cdot I_m) + \frac{1}{3} (I_p - I_m)^2 \right]} = 0.736 A_{rms} \quad (7.4.4)$$

利用上式方程式也可以得到二次側電流的 RMS 值為 $I_{rms(sec)} = 3.68 A_{rms}$ 。

利用傅立葉分析的原理可以推導出：

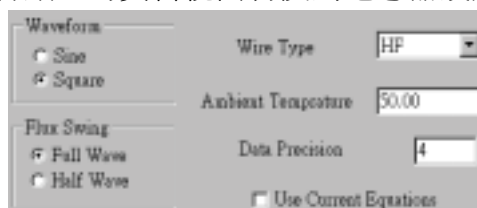
$$I_{ac} = \sqrt{I_{rms}^2 - I_{dc}^2} \quad (7.4.5)$$

其中 I_{ac} 為電流的交流成分 RMS 值，一次側 AC 電流為 $I_{ac(pri)} = 0.54 A_{rms}$ ，二

次側 AC 電流為 $I_{ac(sec)} = 2.7 Arms$ 。我們所需要的一次側電感為 0.297mH，由於匝數比為 1/5，二次側電感量為 11.9uH。

7.4.2 Magnetics Designer 的設計步驟

首先在鐵芯的資料視窗中選擇材料族系為 Family EI-TDK Ferrite，供應商(Vendor)選定 Vendor TDK，此時先將鐵芯的資料視窗切換到 Options 視窗中設定最大室溫為 50 度，再將鐵芯的資料視窗切換到電感器設計視窗，如圖 7.4.3 所示。在 Frequency(Hz) 中鍵入操作頻率 50K(50KHz)，在 Waveform 中選擇 Square(方波)，由於方波含有較高的諧波成分，點選此項可以計算交流損失 (AC losses)。在 Flux Swing 的選項中點選



Full Wave(磁通形式為全波)。接著，在電感器設計視窗的左下角點選 Add，此時增加二次側繞組。將滑鼠移到 Current Pk. Specified 的欄位填入一次側電流為 1.8，在 AC Current 的欄位填入 0.54(0.54Arms)，在 DC Current 的欄位填入 0.5(0.5Adc)。接著填入二次側繞組的資料，Current Pk. Specified 的欄位填入二次側電流為 9.0，在 AC Current 的欄位填入 2.7(2.7Arms)，在 DC Current 的欄位填入 2.5(2.5Adc)，由於儲能電感器操作在高頻，所以一次與二次側的導線形式都使用多芯絞線(Litz wire)。在 Trise(max)的欄位中填入最大允許之溫升值 30 度，在 Kwindow 的欄位中取內定值的繞線窗利用因數(Window utilization factor,Kw)為 100%。

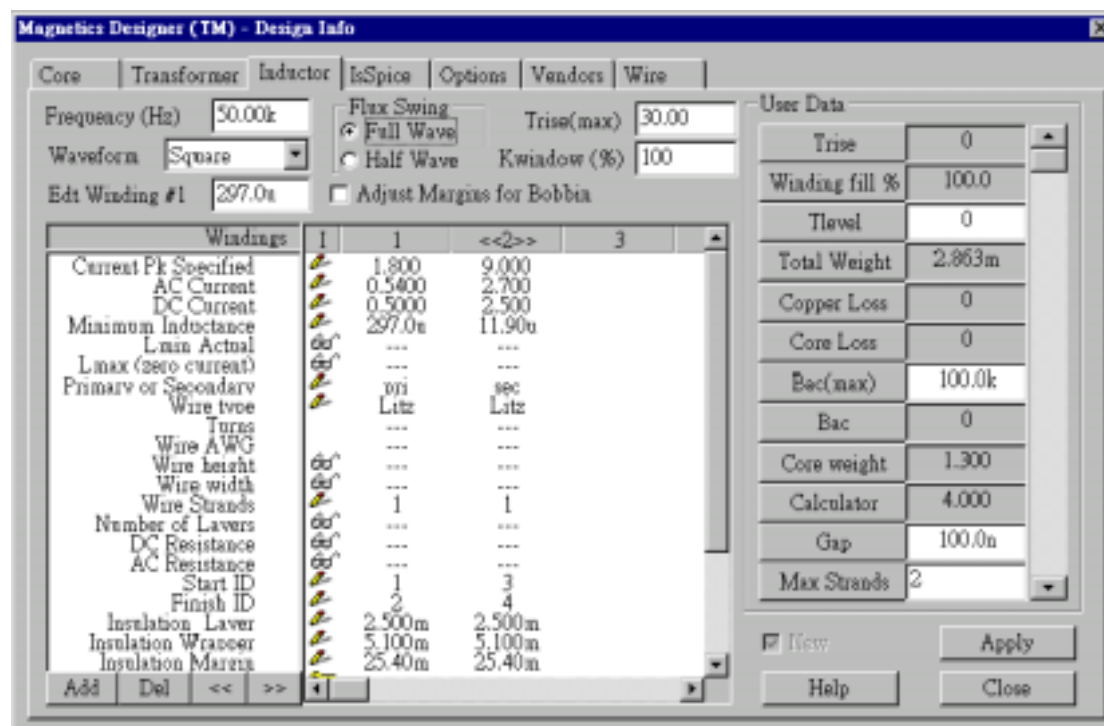


圖 7.4.3 填入設計值後的電感器設計視窗

在電感器設計視窗中點選右下角的 **Apply**，緊接著產生 History of Core Trials 的對話盒，此對話盒包括 Magnetics Designer 建議的鐵芯幾何形狀(Geometry)、繞線窗的繞線百分比(Window Fill)與溫升(Trise)。



由 History of Core Trials 的對話盒可以得知，Magnetics Designer 選擇了三個鐵芯幾何形狀 EI22、EI19 與 EI22/19/6，由溫升 29.1 度與繞線窗的繞線百分比 78% 選擇 EI22/19/6 比較符合設計需求。點選 **確定**，電感器設計視窗中的參數已經做了修正，如圖 7.4.5 所示。整個設計過程在 Pentium 133 的個人電腦上只需不到一秒鐘的時間，大體上來說，絕大多數的參數都有符合設計規格，除了匝數比並沒有達到剛好的 5:1。

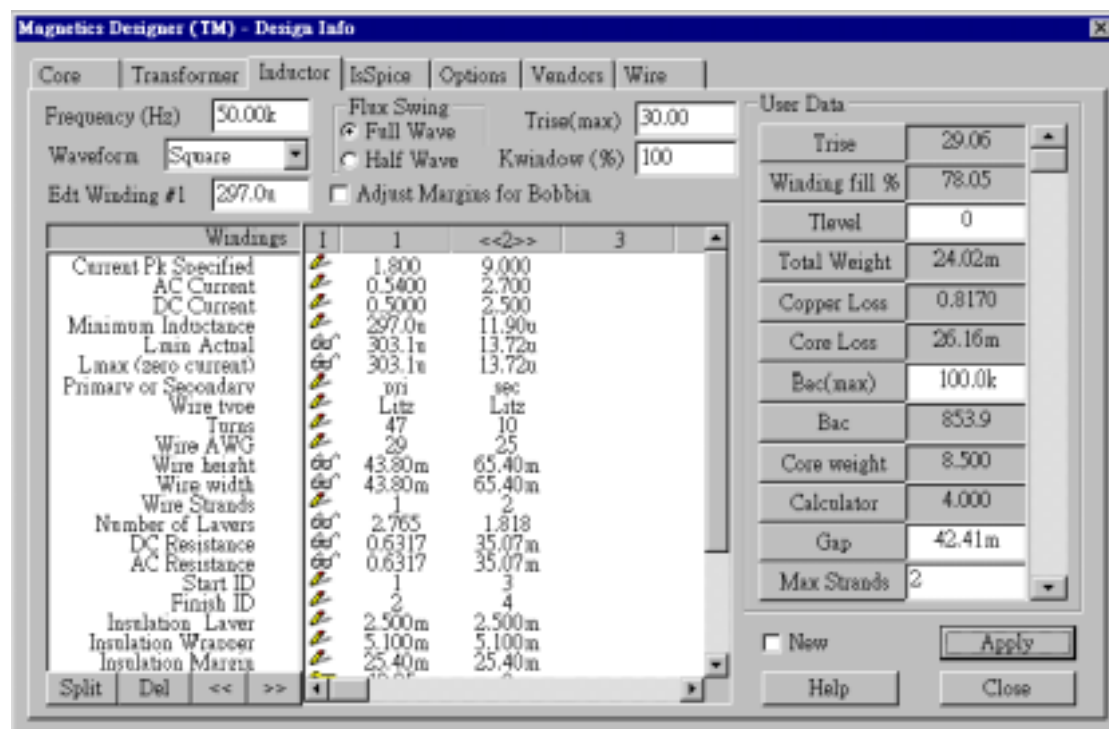


圖 7.4.5 輸入繞組電氣規格後的電感器設計視窗

繞線窗的繞線百分比(Window Fill)的運算程序計算整個繞組時，是在假設兩個繞組並不同時在單獨一個層面的空間當中的情況。假設一個繞組佔有 1.1 層，運算程序計算此繞組的高度會視為佔有兩層。由於一次側繞組佔有 2.765 層，二次側繞組佔有 1.818 層，繞線窗並沒有完全被利用而達到最高的效率。

Magnetics Designer 的程式在計算匝數時會在數值上做一些調整而取最接近的整數，舉例來說，如果程式計算出一次側繞組為 46.5 匝，二次側繞組為 9.6 匝，則系統會自動設定一次側繞組為 47 匝，二次側繞組為 10 匝，Magnetics Designer 的程式設計會根據規格所要求的匝數比做適當的修正。

對於 Magnetics Designer 的功能來說，仍然有許多設計的方法可以嘗試改善電感器的設計。在此之前設計的導線形式是使用多芯絞線(Litz wire)，其目的是為了避免高頻操作時交流電阻過大所產生的集膚效應與鄰近效應。為了證明我們的設計準則是正確的，以下做一個假設性的測試，我們在一次側繞組上使用裸銅線外加絕緣材料的漆包線(Heavy Formvar, HF)導線取代 Litz wire，這樣的結果會造成溫升嚴重的增加，主要是由於二次側會產生很大的交流電阻，因此，我們在二次側繞組上使用金屬薄片(Foil)導線取代 Litz wire， Foil 導線有很低的交流電阻，這是因為要達到我們所要的截面積的情形下，Foil 導線的厚度通常要比它的集膚深度(skin depth)還要薄，由於使用 Foil 的繞組，程式中加入了層間絕緣(layer insulation)，一次側與二次側之間的膠帶或封套絕緣(wrappers insulation)，繞線架的末端邊限絕緣(end margins insulation)以防止各匝與其他繞組之間造成短路。

回到鐵芯的資料視窗中選擇材質為 ，點選右下角的 後回到電感器設計視窗，更改一次側繞組的導線使用 HF，二次側繞組的導線使用 Foil，確定為最新的修改 New，點選右下角的 ，緊接著產生 History of Core Trials 的對話盒，點選 ，電感器設計視窗中的參數已經做了修正，如圖 7.4.6 所示。

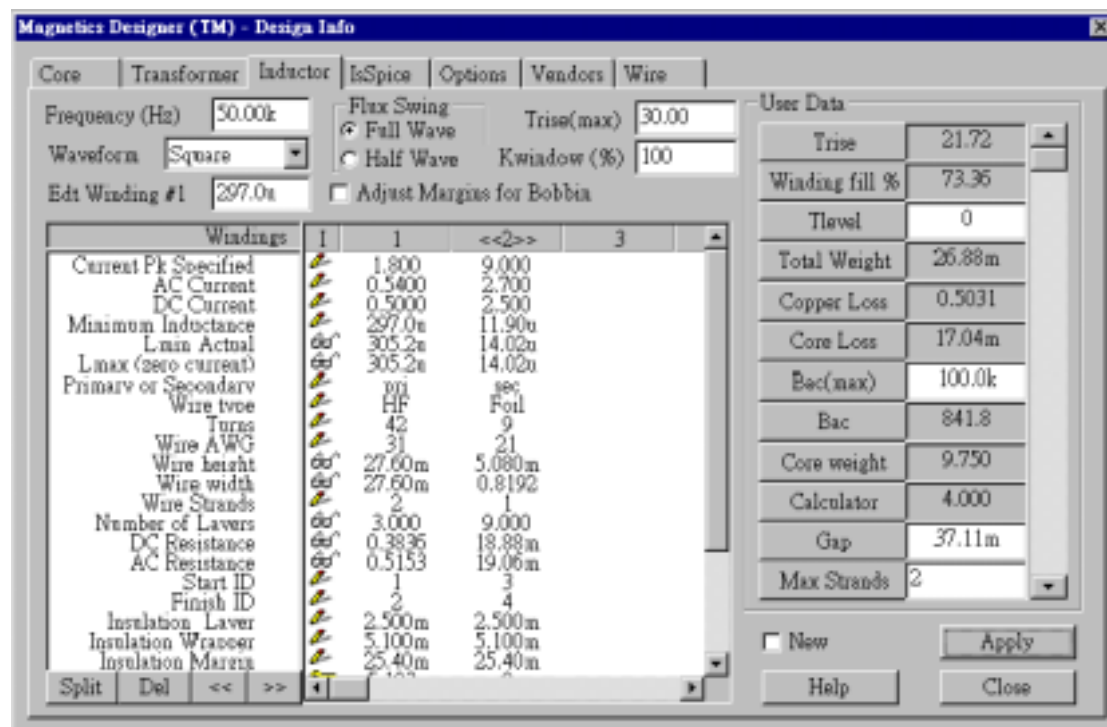


圖 7.4.6 更改一次與二次側繞組材質後的電感器設計視窗

為了保持一次側電感值接近為 0.3mH，氣隙的厚度增加到

，一次側繞組的匝數設定為 45，一次側與二次側繞組的匝數

比為剛好的 5:1，這些參數的改變如圖 7.4.7 與圖 7.4.8 所示。此設計值有較低的峰值磁通，較低的溫升，較低的交流與直流電阻值，比原來設計的方式有較低的鐵芯幾何形狀。

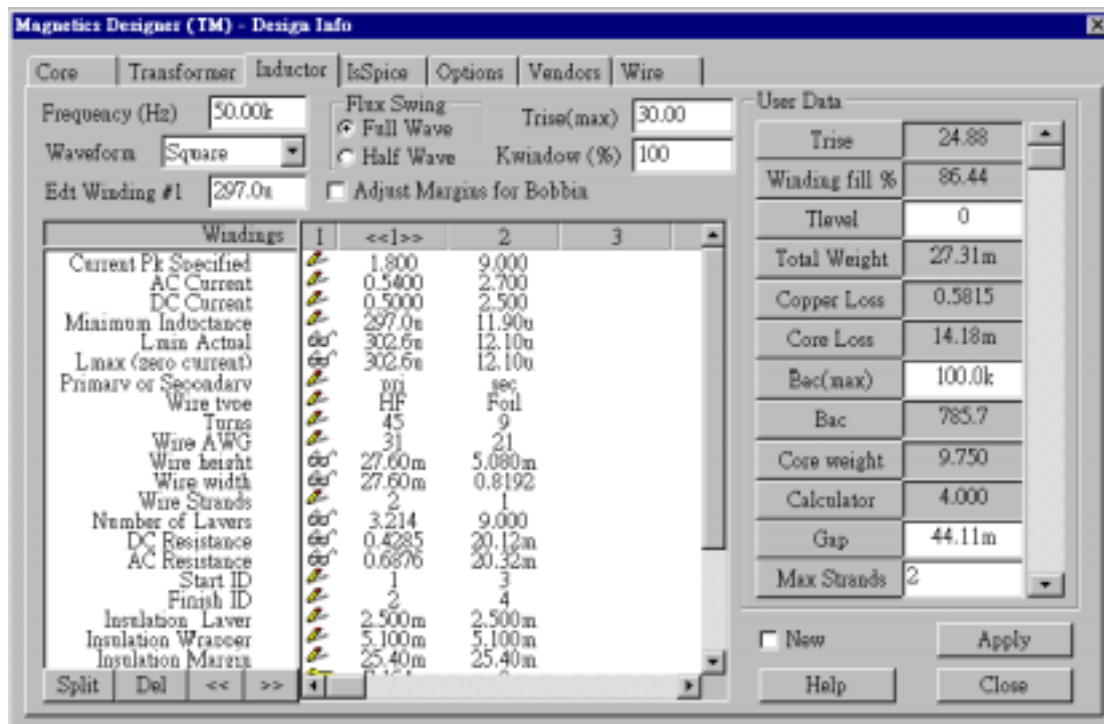


圖 7.4.7 設計完成的電感器設計視窗(一)

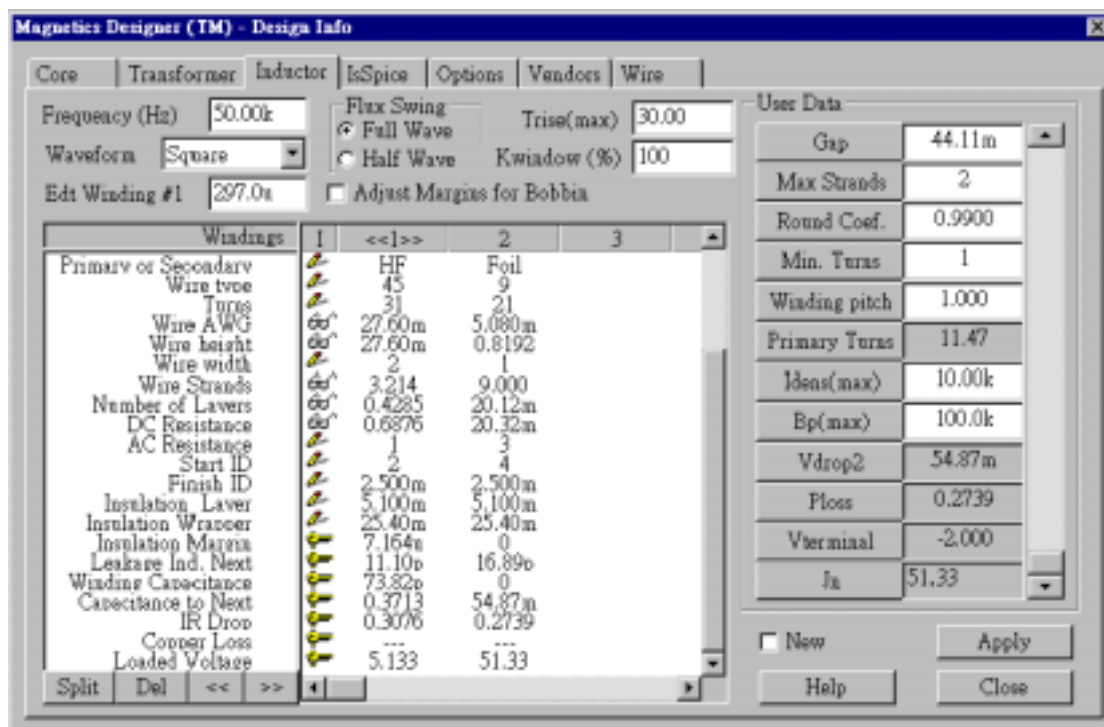


圖 7.4.8 設計完成的電感器設計視窗(二)

Magnetics Designer 擁有一個獨特的功能是建立了我們所設計的磁性元件轉換為 SPICE 模型的能力，這個 SPICE 模型能夠使用在任何 SPICE 的程式內容。完成了電感器的參數輸入以後，進入 IsSpice 的資料視窗，如圖 7.4.9 所示。

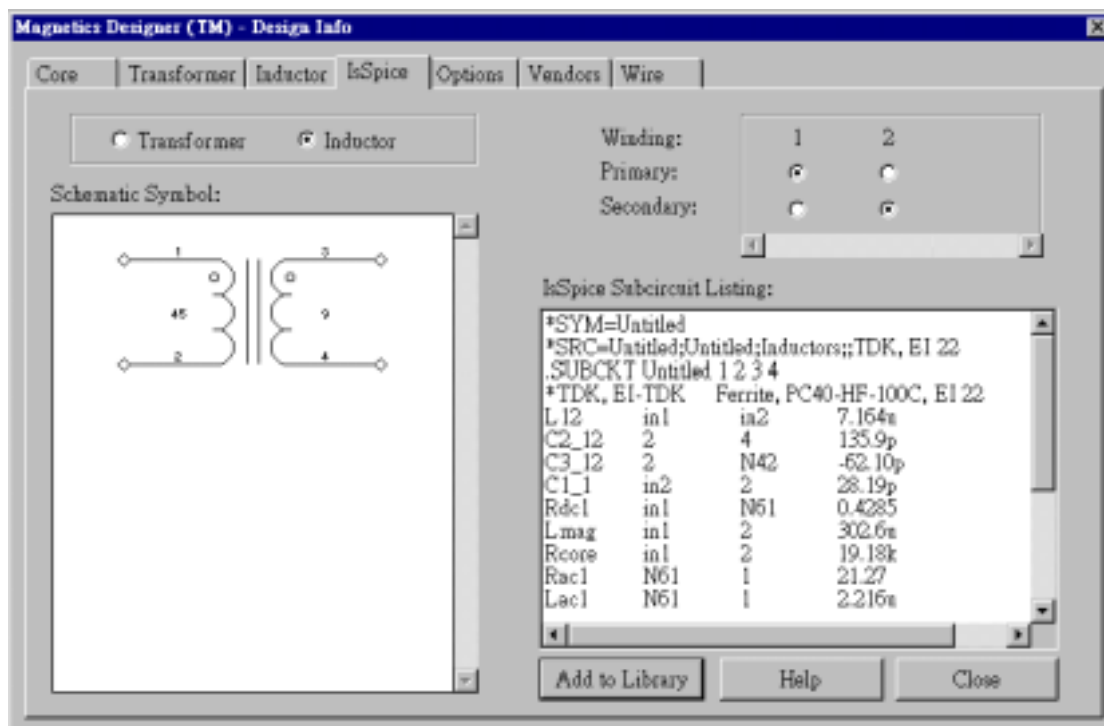


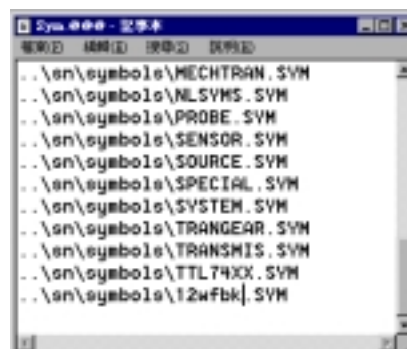
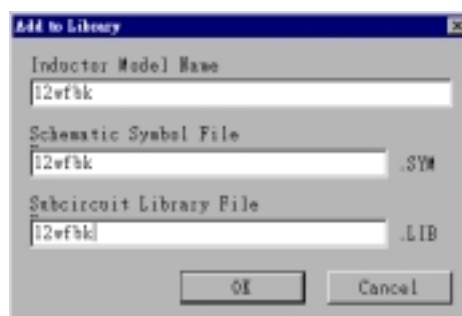
圖 7.4.9 Magnetics Designer 針對設計完成的電感器來產生 SPICE 模型

這裡表示此例的電感器設計資料轉換為電路符號與 SPICE 相容的子電路串接檔(subcircuit netlist)模型視窗，此模型包括所有的鐵芯損與銅損、交流與直流電阻、漏電感與磁化電感和繞組電容。使用者可應用此 SPICE 模型經由在實際生產製造變壓器或電感之前，使用 IsSpice 模擬驗證設計結果。

在 IsSpice 的資料視窗下方點選

Add to Library

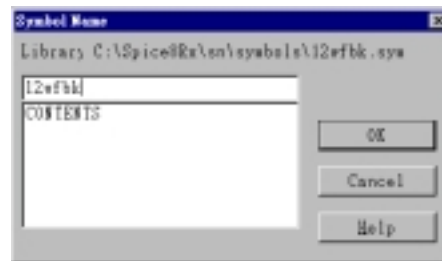
，此時出現 Add to Library 的對話盒。在 Inductor Model Name 中填入此電感器的名稱(此例中為 12wfbk)，在 Schematic Symbol File 中填入元件符號名稱，此元件符號名稱 (12wfbk.sym) 必須儲存在 C:\Spice8Rx\sn\symbols 的目錄下，在 Scbcircuit Library File 中填入元件模型名稱，此元件模型名稱(12wfbk.lib)必須儲存在 C:\Spice8Rx\pr 的目錄下。接著回到 WIN95 的檔案總管，在 c:\Spice8Rx\sn 的目錄下尋找檔案 sym.@@@，然後使用記事本打開，在最後一行填入..\sn\symbols\12wfbk.SYM，儲存原來的檔名即



可。由於 Magnetics Designer 的原始設計是支援 SpiceNet7.x 的版本，在目前所使用的 SpiceNet8.x 的版本上必須做一修正。所以此時我們必須回到 SpiceNet 電路圖編輯器，在主選單中點選 Edit/Edit Symbol 進入符號編輯器，在符號編輯器的主選單中點選 File/Open Symbol



開啓 12wfbk.sym，此時畫面上出現一個 Convert Symbol 的對話盒，目的是詢問使用者是否將 SpiceNet7.x 的版本轉換為目前所使用的 SpiceNet8.x 的版本，此時點選 **是(Y)**，我們之前在 Magnetics Designer 中建立的元件就出現在畫面上，接著在符號編輯器的主選單中點選 File/Save Symbol，為了存回原來的檔名，我們在檔案名稱中填入 12wfbk，此時畫面上出現一個 Are you sure?的對話盒，目的是詢問使用者是否轉換為 SpiceNet8.x 所使用的檔案，此時點選 **是(Y)** 進入 Symbol Name 的對話盒，然後填入元件名稱後點選 **OK** 跳出，此時整個轉換過程結束。最後回到程式集中的 ICAP_4Rx 作 MakeDB，在 MakeDB 的對話盒中點選 **Compile** 後，整個建立電感器的設計步驟與過程宣告完成。我們回到 SpiceNet 電路圖編輯器，在主選單中點選 Parts/Parts Browser 進入元件瀏覽器，在電感器的元件資料中就可以找到我們所建立的元件(12wfbk TDK,EI22)了，如圖 7.4.10 所示。



最後回到程式集中的 ICAP_4Rx 作 MakeDB，在 MakeDB 的對話盒中點選 **Compile** 後，整個建立電感器的設計步驟與過程宣告完成。我們回到 SpiceNet 電路圖編輯器，在主選單中點選 Parts/Parts Browser 進入元件瀏覽器，在電感器的元件資料中就可以找到我們所建立的元件(12wfbk TDK,EI22)了，如圖 7.4.10 所示。

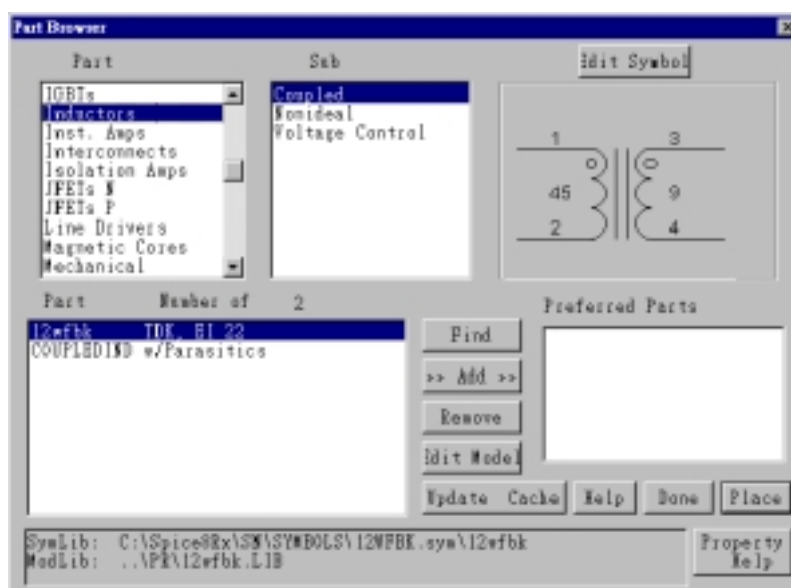


圖 7.4.10 自建完成的電感器模型可提供 IsSpice 做電路模擬

7.4.3 IsSpice4 的電路模擬結果分析

Magnetics Designer 能夠產生 Spicenet，OrCAD 和 Protel 相容的電路符號，同時也可以在電路擷取程式中立即使用你的新設計以及實現整個電路系統的模擬。IsSpice4 包含了許多 PWM IC、功率半導體與電力電子元件模型，當 IsSpice4 的電路模擬功能與 Magnetics Designer 的磁性元件設計功能結合後，兩者所能描述的電路與電氣特性更加接近實際的應用電路，這是其他模擬軟體所無法比擬的。

以電路模擬的正確程序來說，先是利用開迴路控制來模擬電路的拓樸結構，確定各個元件的電壓與電流額定、變壓器的匝數比、驅動電源的訊號與各點波形是否無誤，圖 7.4.11 是一個在開迴路控制下，12.5W 返馳式轉換器的 SpiceNet 電路圖與模擬結果。接著，將系統整個閉迴路起來，加上 PWM 控制 IC、考慮輸出電容的等效串聯電阻與適當的控制器，圖 7.4.12 是一個在閉迴路控制下，12.5W 返馳式轉換器的 SpiceNet 電路圖與模擬結果。最後再將 Magnetics Designer 所設計出來的儲能電感取代原來理想的匝數比變壓器，圖 7.4.13 是使用 Magnetics Designer 作一個 12.5W 返馳式轉換器的儲能電感器設計，其 SpiceNet 電路圖與 IsSpice4 的模擬結果。

考慮實際電氣特性的儲能電感模型應用在閉迴路的系統中，由於電路中並沒有加上功率元件的緩衝電路(snubber circuit)，電感的寄生現象反映在高頻電源轉換電路的各點波形上，這樣的結果如圖 7.4.13 所示的波形是正確的。我們可以利用電阻、電容與二極體所形成的緩衝電路來抑制高頻的電壓尖波(voltage spike)，當然這些動作在 IsSpice4 中來完成是非常容易的，這種模擬特性與實際電路已經相當接近。IsSpice4 與 Magnetics Designer 的最大效用就是在電路發展初期，利用電路模擬軟體的分析模擬與磁性元件設計軟體的設計功能，完全掌握實際電路的輸出特性。

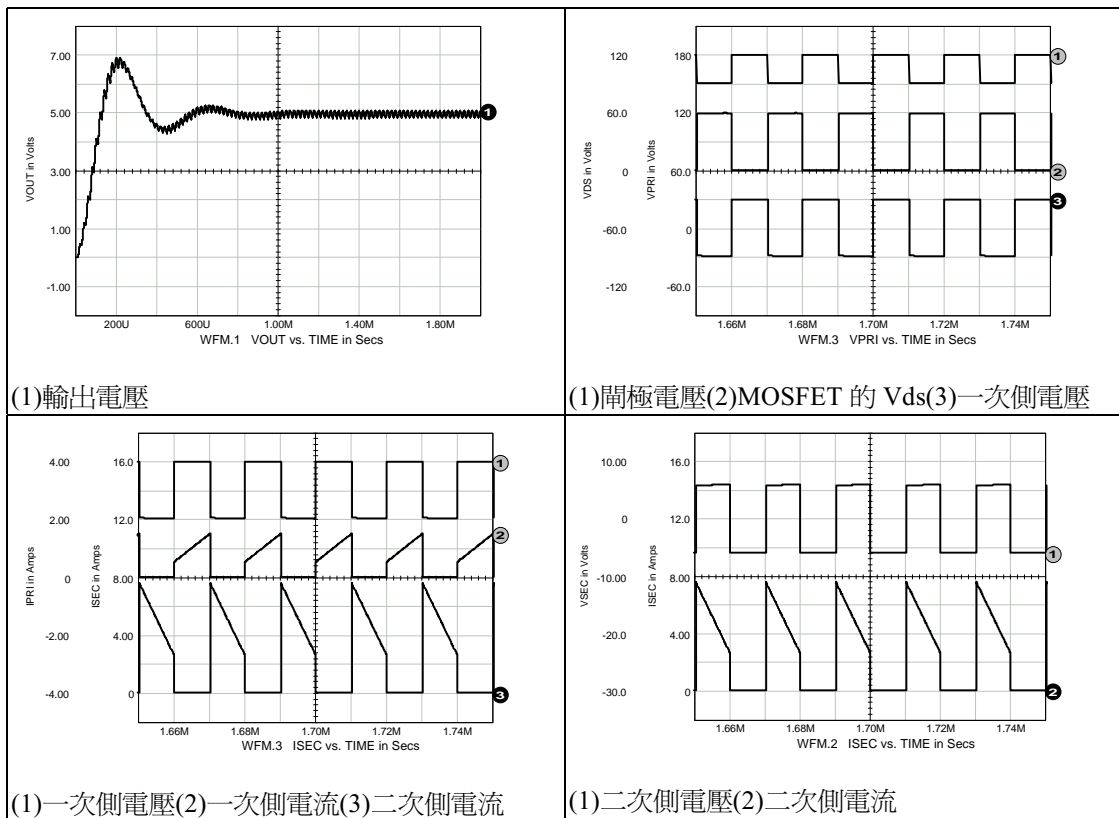
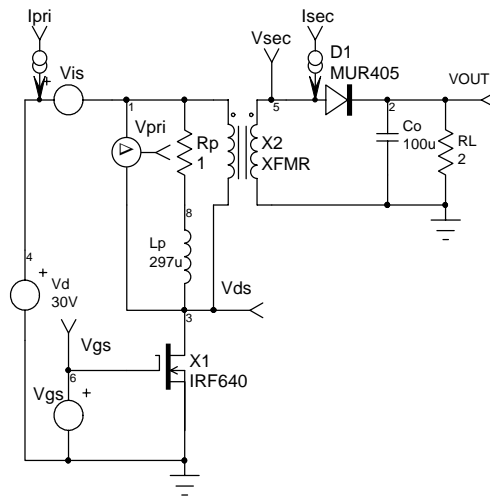


圖 7.4.11 返馳式轉換器的 SpiceNet 電路圖與模擬結果(開迴路控制)

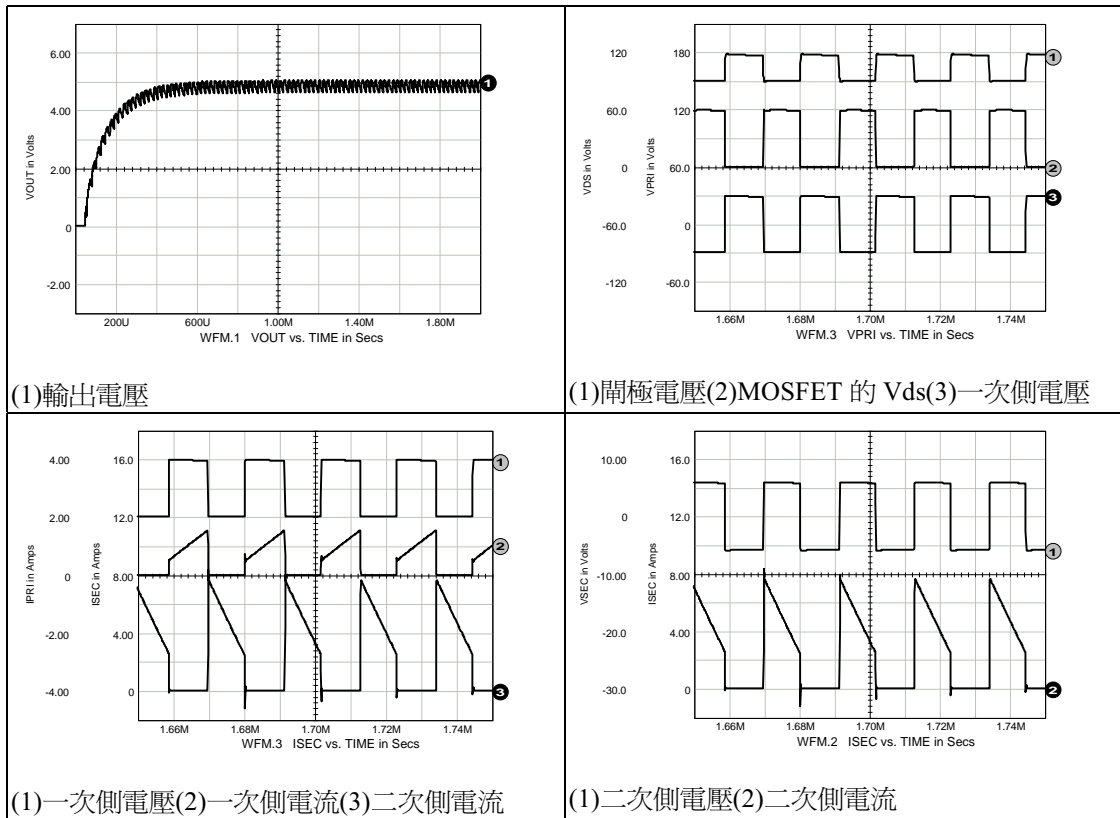
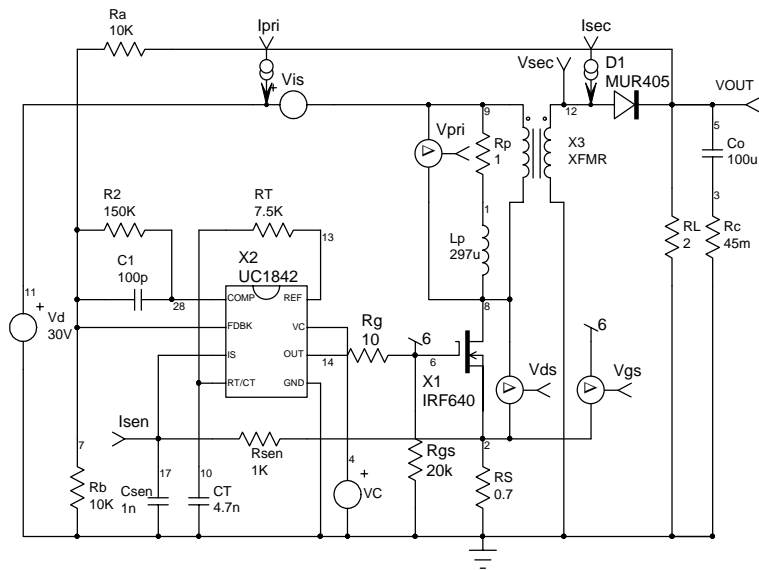


圖 7.4.12 返馳式轉換器的 SpiceNet 電路圖與模擬結果(閉迴路控制)

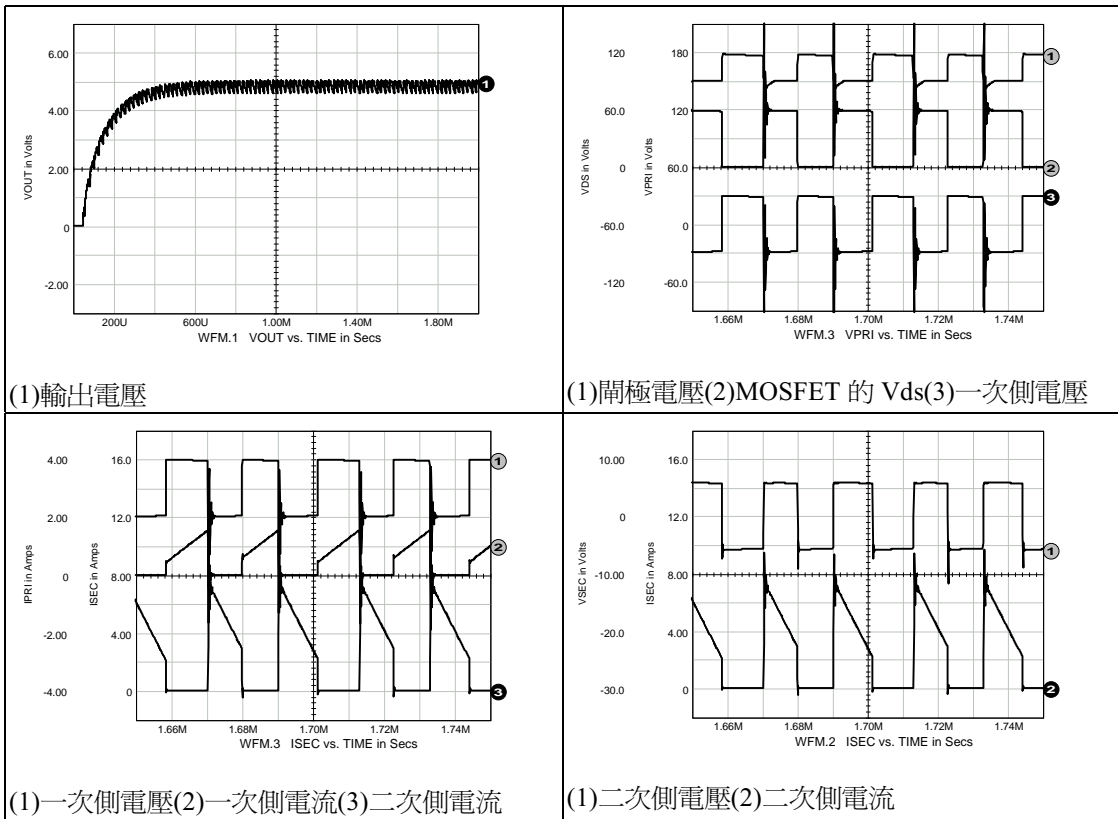
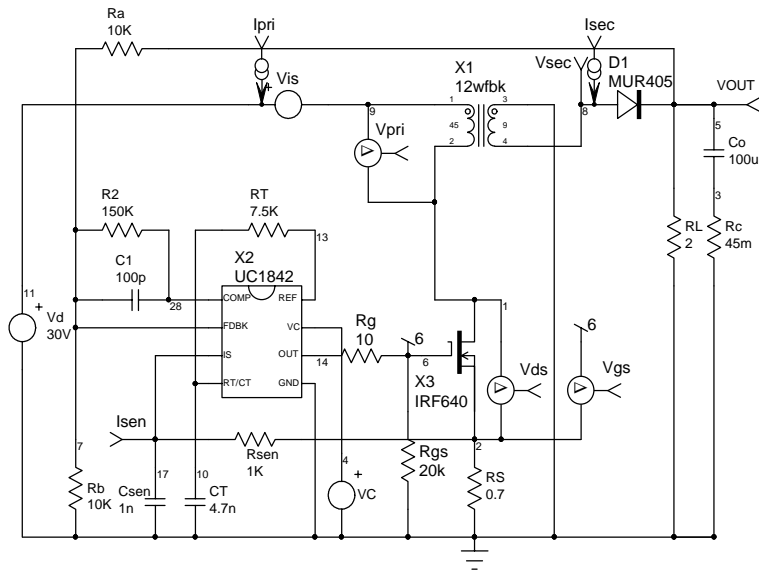


圖 7.4.13 使用 Magnetics Designer 作一個 12.5W 返馳式轉換器的儲能電感器設計，其 SpiceNet 電路圖與 IsSpice4 的模擬結果

7.4.4 Magnetics Designer 輸出報告

當使用者設計完成變壓器或電感後，Magnetics Designer 會將電氣特性與繞組規格產生完整的輸出報告。針對本文的電感器設計，在主功能欄中選取 Reports/Transformer Winding Sheet，這是用來說明如何製造變壓器與電感，可提供製造商製作。繞組規格表中含有相關的鐵芯材質與繞製規格(匝數、繞線線徑

與型式、絕緣層厚度等)等資料，如圖 7.4.14 所示。在主功能欄中選取 Reports/Transformer Summary，這是關於電氣特性的功能報告表，包含鐵芯的製造商、尺寸、電氣規格等資料，如圖 7.4.15 所示。

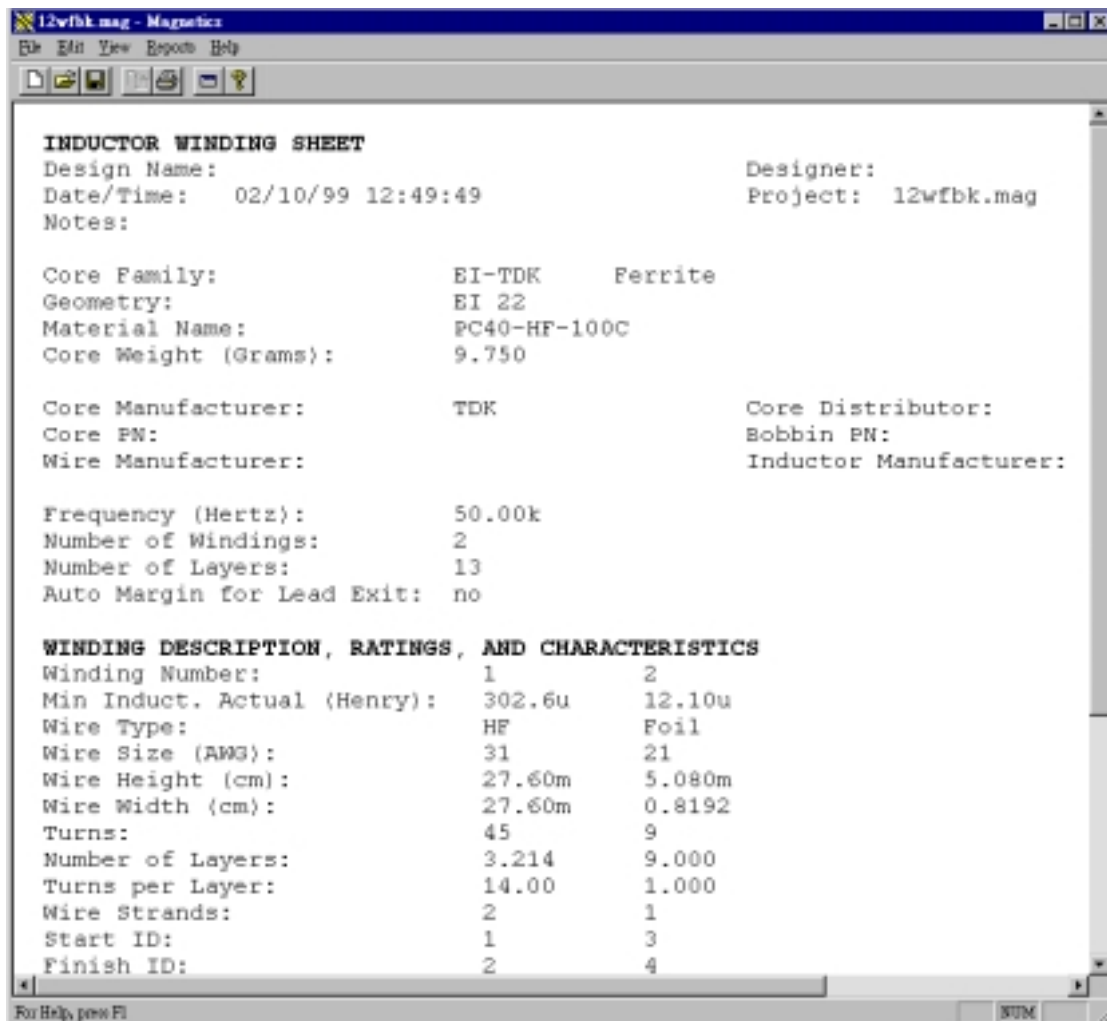


圖 7.4.14 可提供製造商的繞組規格表(Transformer Winding Sheet)

INDUCTOR PERFORMANCE SUMMARY			
Design Name:		Designer:	
Date/Time:	02/10/99 12:51:29	Project:	12wfbk.mag
Notes:			
INDUCTOR DESCRIPTION			
Core Family:	EI-TDK	Ferrite	
Geometry:	EI 22	Core Weight (Grams):	9.750
Material Name:	PC40-MF-100C	Total Gap (cm):	44.11m
Manufacturer:	TDK	Spacer Thickness (cm):	22.05m
		Window Fill (%):	86.44
CORE DESCRIPTION			
Eff. Core Area (m ²):	42.00u	Min. Core Area (m ²):	30.30u
Winding Length (cm):	0.8700	Winding Height (cm):	0.2300
Avail. Window (m ²):	20.01u	Area Product (m ⁴):	840.4p
Min. Core Gap (cm):	700.0u	Volume (cm ³):	1.630
Inside Diameter (m):	7.900m	Surface Area (m ²):	1.700m
Mean Length Turn (cm):	3.860	Winding Shape:	Square
Max. Permeability:	4.150k	Max. B, linear u (Gauss):	2.700k
Sat. Flux Density (Gauss):	3.800k	Res. Flux Density (Gauss):	550.0
Mean Mag. Path Len. (m):	39.30m		
INDUCTOR PERFORMANCE DATA			
Flux Swing Type:	full wave	Input Waveform:	square
Pk. Flux Density (Gauss):	2.906k	Core Loss (Watts):	14.18m
AC Flux Density (Gauss):	785.7	Copper Loss (Watts):	0.5815
Ambient Temp. (deg C):	50.00	Core AmAc (m ⁴):	840.4p
Temp. Rise (deg C):	24.88	Frequency (Hertz):	50.00k
Edt Winding l (volt-sec):	297.0u		
USER DEFINED PERFORMANCE DATA			
Trise	24.88	Winding fill %	86.44

圖 7.4.15 電氣特性的規格報告表(Transformer Summary)

Magnetics Designer 提供簡單與快速的方式完成變壓器與電感之設計，其主要功能可以應用在高低頻電源轉換器與 EMI 濾波器的應用，內建資料庫擁有上千種鐵芯與多種型式的材質，使用者也可於透過 Microsoft Excel 環境建立屬於自己的鐵芯與材質資料庫。這些鐵芯資料均由製造廠提供包含：TDK, Magnetics, Philips, Thomson, Micrometals, Ferrite international 等廠商，內容含有相關材質與尺寸等專用型號資料，使用者亦可使用 H.F 與 S.F. Magnet Wire, Square 或 Double Square Magnet Wire, Litz Wire, PCB traces 或 Foil 等各類繞線，特別的繞線型式也可以自行加入。Magnetics Designer 可以預估漏抗、繞組電容、峰值磁通密度、直流繞組電阻、高頻交流電阻(含集膚效應與鄰近效應)、交流與直流銅損、鐵芯損失、重量、溫升、Layer Fill 與 Window Fill 等數值，以為設計評估之依據。參考資料：

- [1] “Magnetics Designer Application Note”, Intusoft, 1997.
- [2] S.M.Sandler, “SMPS Simulation with SPICE 3”, McGraw-Hill Companies, 1997.