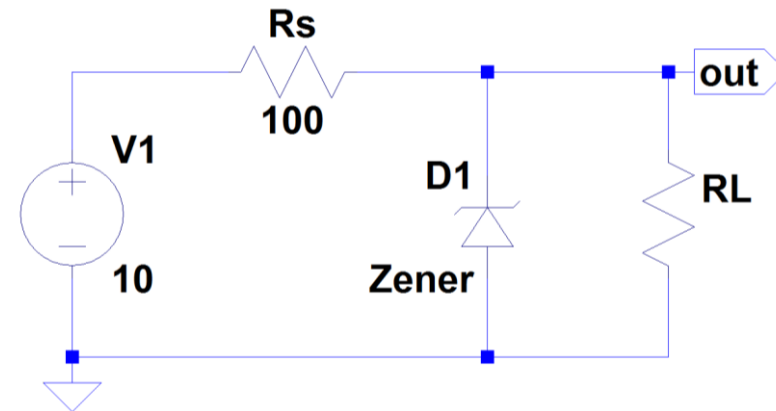


REPORT

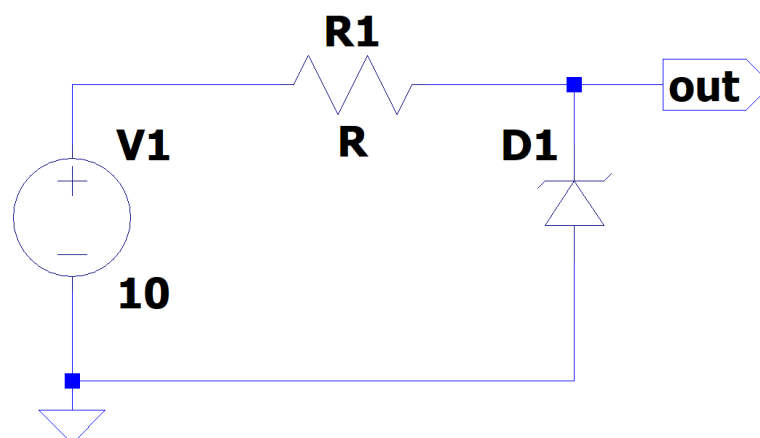
Part 1: Zener shunt regulator



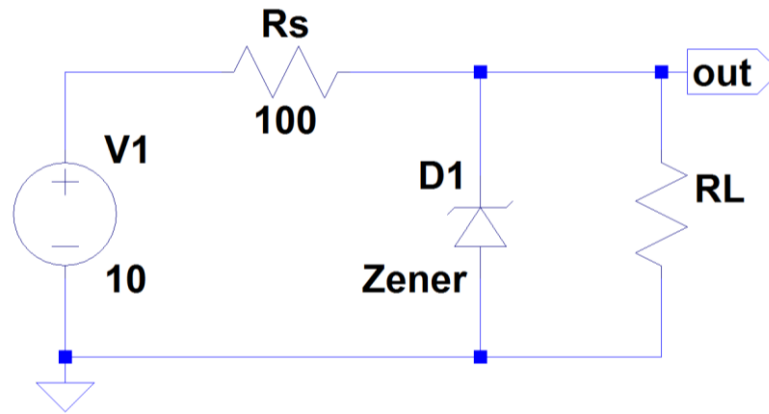
$$LOR = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_{out}} = \frac{V_x - V_{no\ loading}}{I_x - I_{no\ loading}}$$

RL (Ω)	open (no loading)	1k	200	100	50
V _{out} (V)	5.02	5.01	4.92	4.62	3.28
I _{out} (A)	0	0.0049	0.0245	0.046	0.0652
Δ V _{out} (V)		-0.01	-0.1	-0.4	-1.74
Δ I _{out} (A)		0.0049	0.0245	0.046	0.0652
LOR (Ω)		-2.04	-4.08	-8.69	-26.68

本次實驗所使用的 Zener diode 為 BZX79-C5V1 這個型號，他的 V_z 為 5.1V，考慮以下電路：



可以得知當 voltage source 大於 5.1V 時，zener diode 會維持輸出電壓 V_{out} 為其崩潰電壓 V_z ，藉此達到穩壓的功能。而 R_1 的功能則是使該穩壓器在沒有接負載時，使 Zener diode 不至於短路，流過無限大的電流而使其燒壞。



考慮題目所表示加上電阻的電路圖(暫且不考慮 Zener diode 的存在)，可得知， V_{out} 與負載間的關係為：

$$V_{out} = V_1 \cdot \frac{R_L}{R_s + R_L} = 10 \cdot \frac{R_L}{100 + R_L}$$

< Case1 >

倘若 $R_L = 1k\Omega \Rightarrow V_{out} = 9.09V$ 這個電壓是大於 Zener diode 的崩潰電壓的，因此 Zener diode 此時會努力的使電壓維持在他的崩潰電壓附近 $= V_Z = 5.1V$ 。

< Case2 >

倘若 $R_L = 200\Omega \Rightarrow V_{out} = 6.66V$ 這個電壓是大於 Zener diode 的崩潰電壓的，因此 Zener diode 此時會努力的使電壓維持在他的崩潰電壓附近 $= V_Z = 5.1V$ 。

< Case3 >

倘若 $R_L = 100\Omega \Rightarrow V_{out} = 5V$ 這個電壓是小於 Zener diode 的崩潰電壓的，因此 Zener diode 並非運作在崩潰的邊緣，而是運作在逆偏的區域，根據分壓定理算出多少就輸出多少。

< Case4 >

倘若 $R_L = 50\Omega \Rightarrow V_{out} = 3.33V$ 這個電壓是小於 Zener diode 的崩潰電壓的，因此 Zener diode 並非運作在崩潰的邊緣，而是運作在逆偏的區域，根據分壓定理算出多少就輸出多少。

綜合以上，可以得到以下結論：

$$\begin{cases} V_{out} = V_1 \cdot \frac{R_L}{R_s + R_L} < V_Z \Rightarrow V_{out} = V_{out} \\ V_{out} = V_1 \cdot \frac{R_L}{R_s + R_L} > V_Z \Rightarrow V_{out} = V_Z \end{cases}$$

在網路上我有查到在崩潰邊緣的輸出電壓似乎可以用 r_z 去建立模型而後估算出近似的輸出電壓，但是我認為這題僅需要瞭解到當利用分壓定律所得到的輸出電壓 V_{out} 若是大於 Zener diode 的崩潰電壓 V_Z ，則 Zener diode 會使其輸出電壓降回崩潰電壓附近；若是經由分壓定律所得到的輸出電壓 V_{out} 小於 V_Z ，則此時 Zener diode 不作用，算出來是多少就輸出多少電壓。

Part 2: 78/79 Series regulator (soldered on perfboard)

$$LOR = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_{out}} = \frac{V_x - V_{no\ loading}}{I_x - I_{no\ loading}}$$

7805 IC (+5 V output)

RL (Ω)	open (no loading)	1k	100 (high power Resistor)	25 (high power Resistor)	10 (high power Resistor)
V _{out} (V)	5.05	5.05	5.04	5.04	5.01
I _{out} (A)	0	0.005	0.05	0.2	0.49
Δ V _{out} (V)		0	-0.01	-0.01	-0.04
Δ I _{out} (A)		0.005	0.05	0.2	0.49
LOR (Ω)		0	-0.2	-0.05	-0.08

7812 IC

RL (Ω)	open (no loading)	1k	200 (high power Resistor)	100 (high power Resistor)	50 (high power Resistor)
V _{out} (V)	12.05	12.04	12.04	12.03	11.13
I _{out} (A)	0	0.012	0.05	0.12	0.22
Δ V _{out} (V)		-0.01	-0.01	-0.02	-0.92
Δ I _{out} (A)		0.012	0.05	0.12	0.22
LOR (Ω)		-0.83	-0.2	-0.16	-4.18

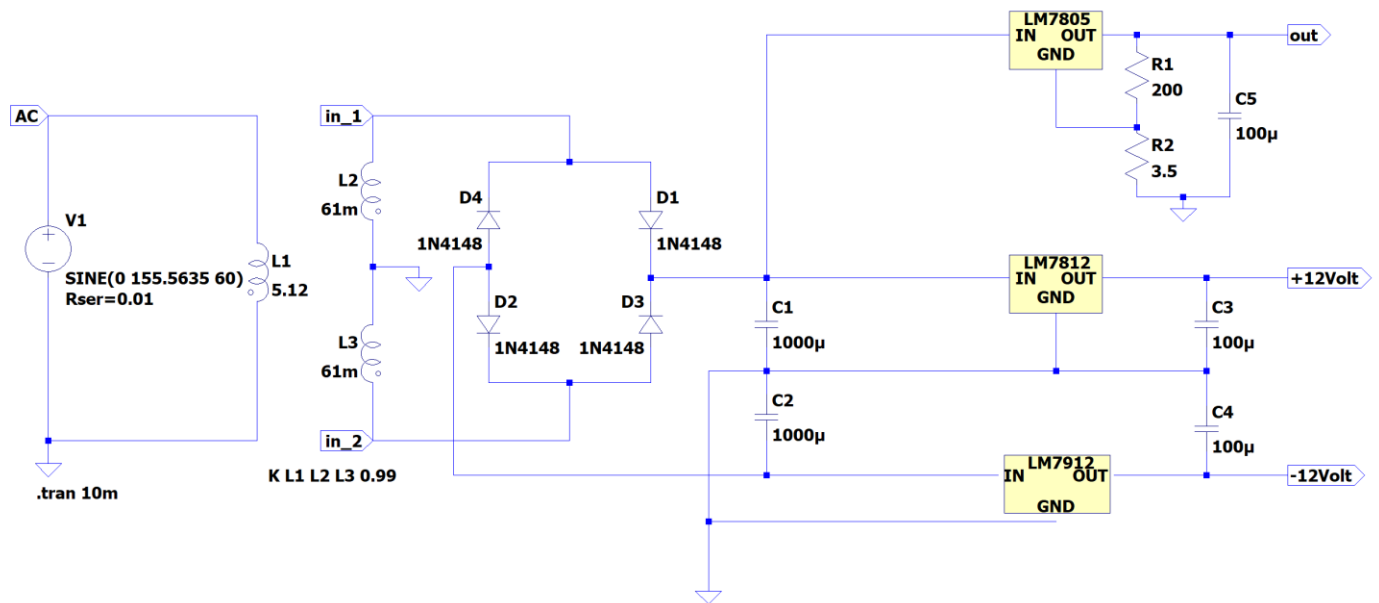
7912 IC

RL (Ω)	open (no loading)	1k	200 (high power Resistor)	100 (high power Resistor)	50 (high power Resistor)
V _{out} (V)	-11.92	-11.92	-11.91	-11.91	-11.73
I _{out} (A)	0	-0.012	-0.05	-0.11	-0.23
Δ V _{out} (V)		0	0.01	0.01	0.19
Δ I _{out} (A)		-0.012	-0.05	-0.11	-0.23
LOR (Ω)		0	-0.2	-0.90	-0.82

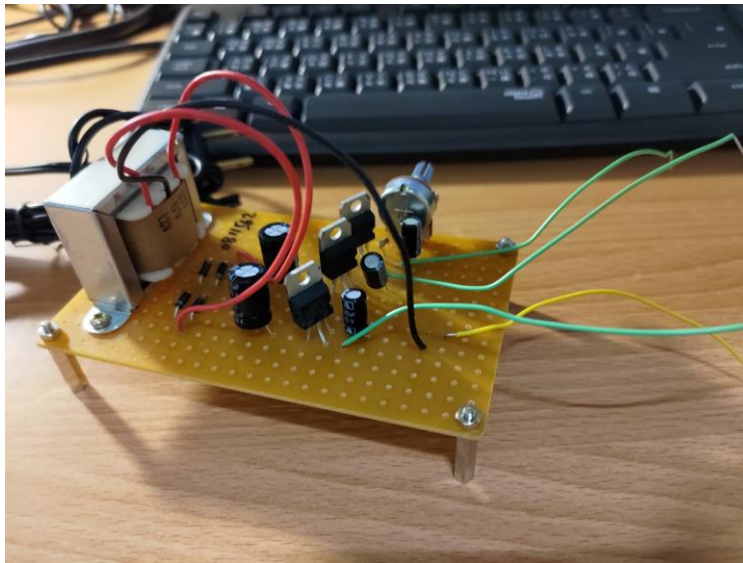
經過上述的測量，可以發現我的輸出電壓雖然會因為接上負載的數值改變而有些微的影響，但是綜來說影響不大，在 demo 當天使用 OSC 在觀測沒有被電容濾掉的 ripple 的振幅數值也非常小，雖然並非是一個完美的直流電源供應器，但是我認為我從中學到非常多。

Implemented Circuit schematic (i.e. the practical circuit you show to TA):

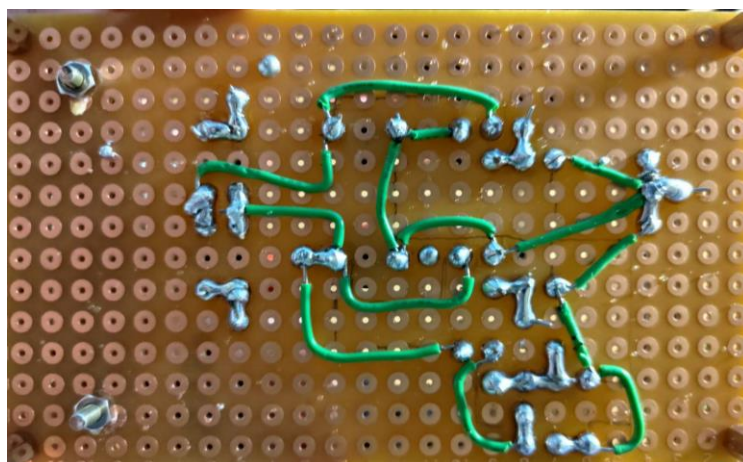
LTspice:



成品:



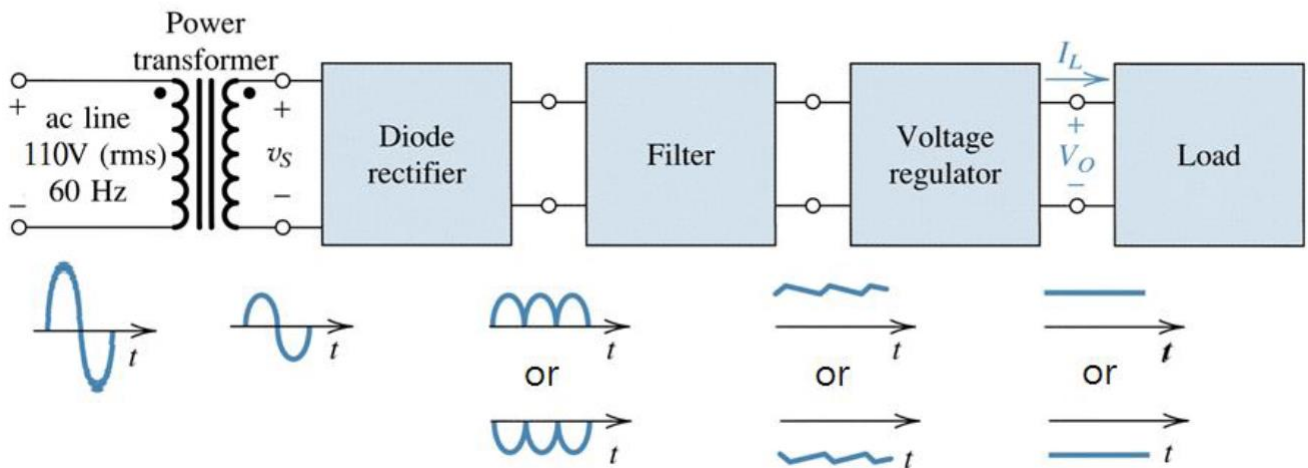
正面



背面

分析各個電路模組的功能：

DC Power Supply System Architecture



(a) Power transformer:

由自感電動勢及法拉第定律可求得自感係數為：

$$\varepsilon_L = -L \frac{dI}{dt} = -N \frac{d\Phi_B}{dt} \Rightarrow L = \frac{N\Phi_B}{I}$$

若該電感為長度 l 、截面積 A 之 N 匝的螺線管，則電感值可更進一步寫成：

$$L = \frac{N\Phi_B}{I} = \frac{N \cdot B \cdot A}{I} = \frac{N(\mu_0 n I) A}{I}$$

又 $n = \frac{N}{l}$ ：

$$L = \frac{N \left(\mu_0 \left(\frac{N}{l} \right) I \right) A}{I} = \frac{N^2 \mu_0 A}{l} \propto N^2$$

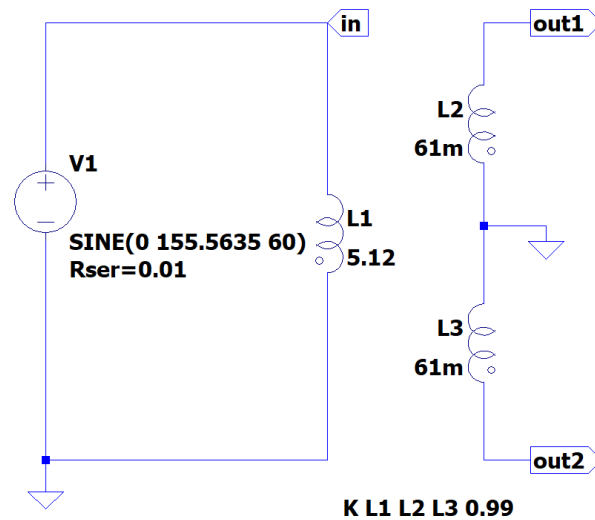
由理想變壓器公式可得：

$$\frac{V_{\text{Primary}}}{V_{\text{Secondary}}} = \frac{N_{\text{Primary}}}{N_{\text{Secondary}}} = \frac{\sqrt{L_{\text{Primary}}}}{\sqrt{L_{\text{Secondary}}}}$$

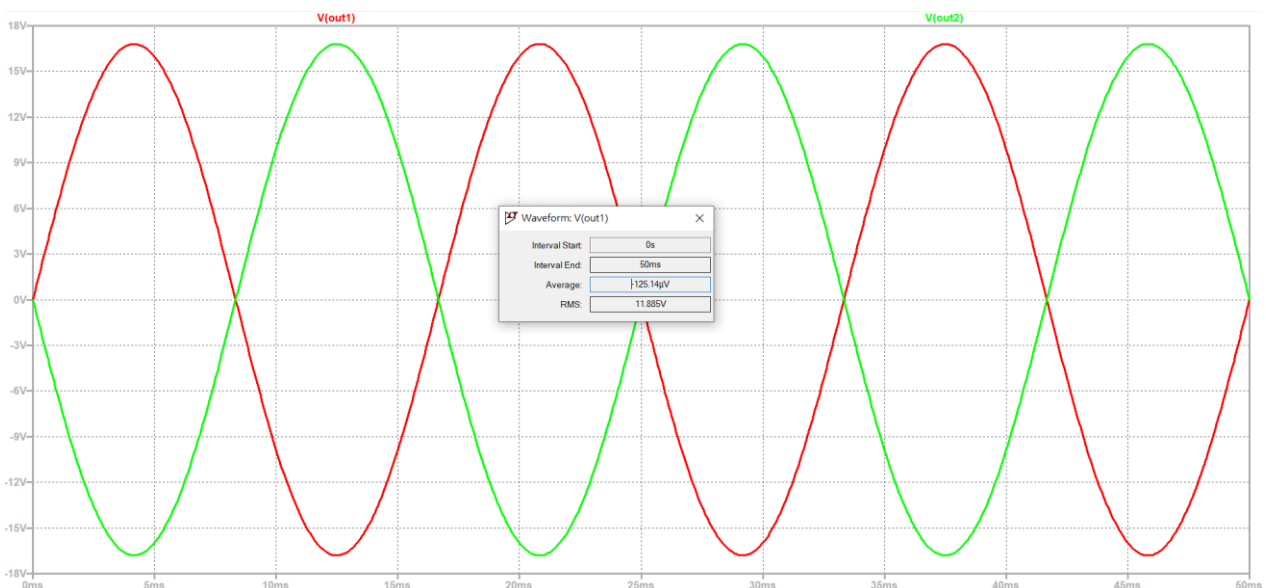
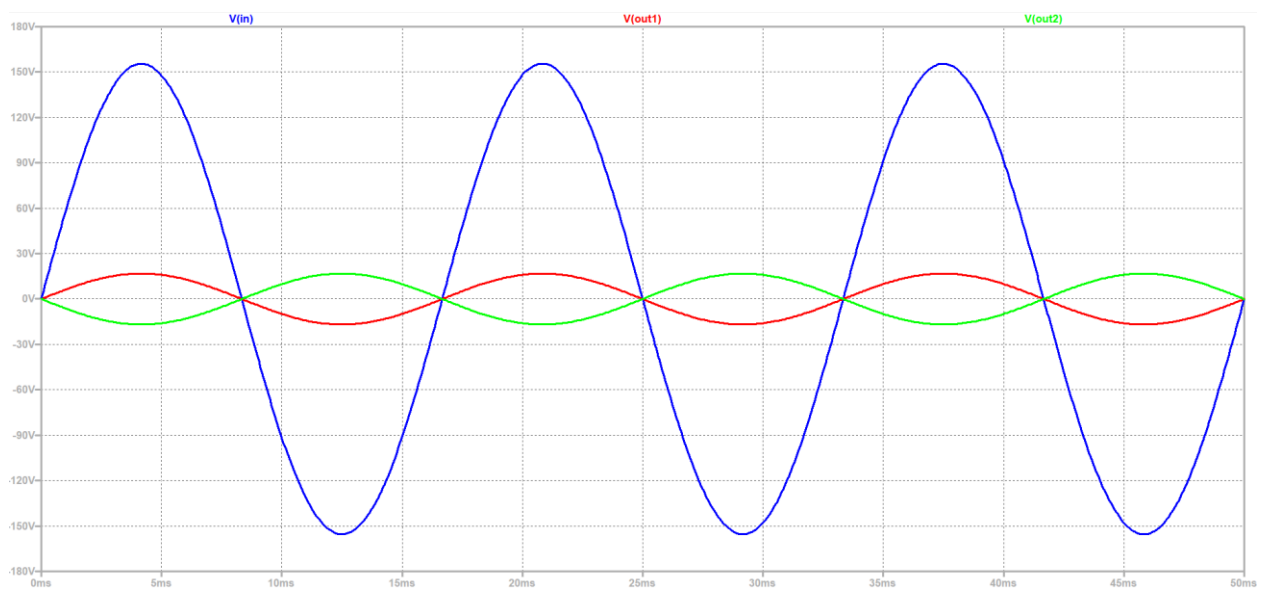
因此若要將 $V_{rms} = 110V$ 的家用交流電，以主線圈電感值為 $L_{\text{Primary}} = 5.12(H)$ 的電感轉換為 $V_{rms} = 12V$ 的

交流電，則副線圈的電感值大約為 $L_{\text{Secondary}} = 0.061(H)$ 。

因此我們可以對 LTspice 以下列的參數進行模擬，可以看出在經過變壓器後的 V_{rms} 真的大致上降至 12V 了。



.tran 50m



可以看到原本家電 $V_{rms} = 110V$ 確實經過變壓器轉為 $V_{rms} \approx 12V$ 了，也可以觀察到中心抽頭的這種變壓器產生了一正一負的兩個 $V_{rms} \approx 12V$ 的降壓。



上圖為按照上面 LTspice 的接法，接到 OSC 上所量到的波型，可以得知：

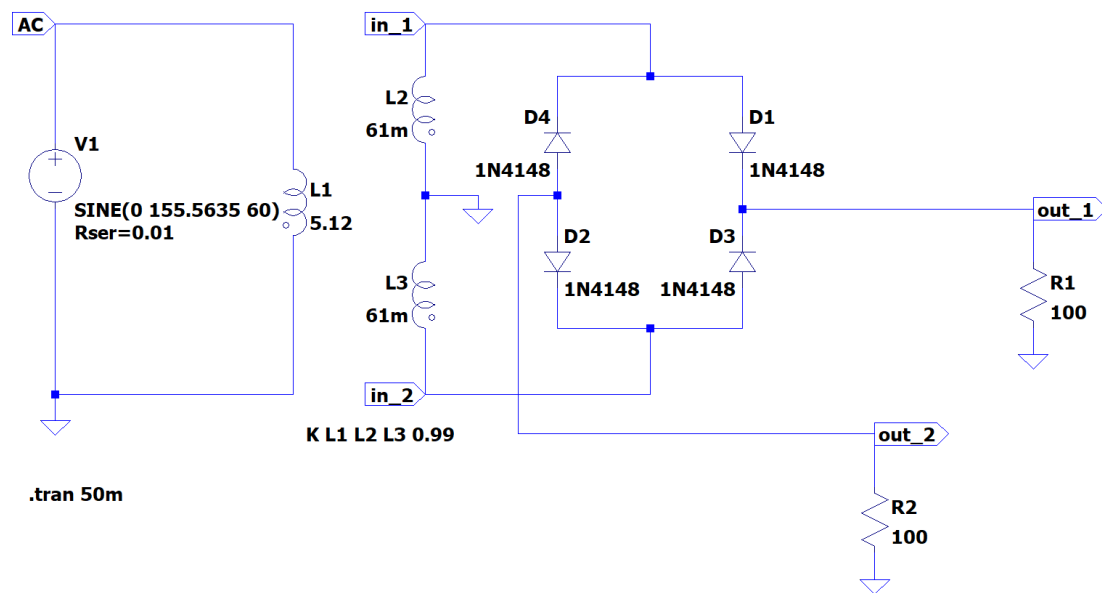
家電的 $V_{pp} = \sqrt{2}V_{rms} = \sqrt{2} \cdot 110 = 155.56V$ 真的透過變壓器降轉為 $V_{pp} = \sqrt{2}V_{rms} = \sqrt{2} \cdot 12 = 16.97V$ 。

並且可以觀測到雖然說是正弦波，但是從示波器上可以看到其實波型並沒有相當的圓滑，有點坑坑巴巴的，推測是因為變壓器內的電感互感時所產生的誤差。

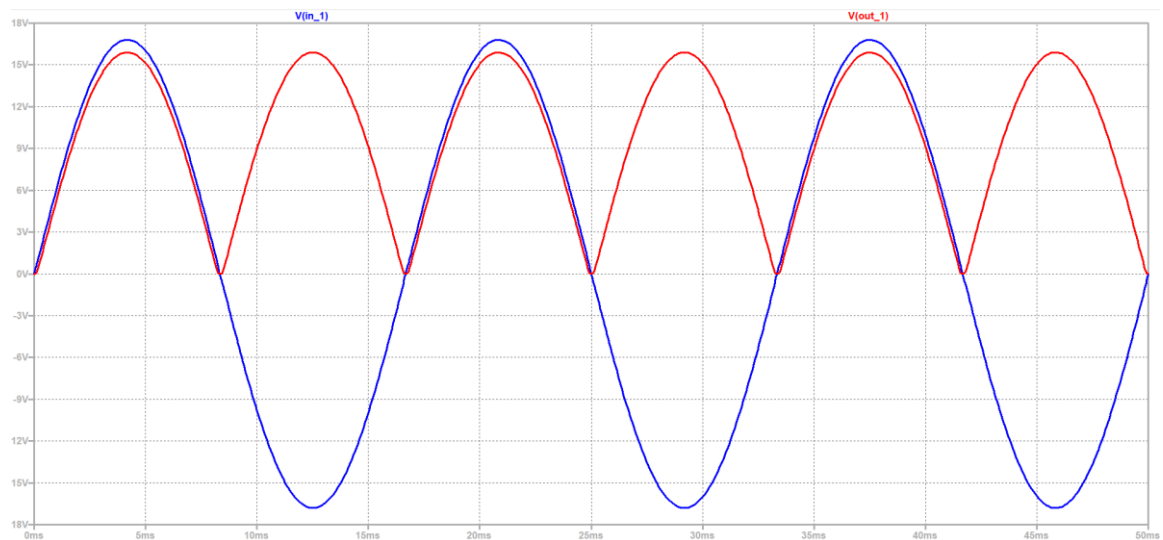
(b) Diode Rectifier:

這邊所使用的整流器是使用橋式的全波整流器。可以將一個 $V_{rms} = 12V$ 的交流電變成還是有大小起伏的直流電。因為前面使用的是中心抽頭的變壓器，因此輸出兩個相反的電壓，他們各自經過橋式的全波整流器後，便分別產生了正的直流電及負的直流電。(註:這邊的直流電仍非常數定值，仍與輸入波型類似，是將整個正弦波往 x 軸上翻或往 x 軸下翻，電壓的數值則是輸入波的震幅往下平移兩個二極體的跨壓。)

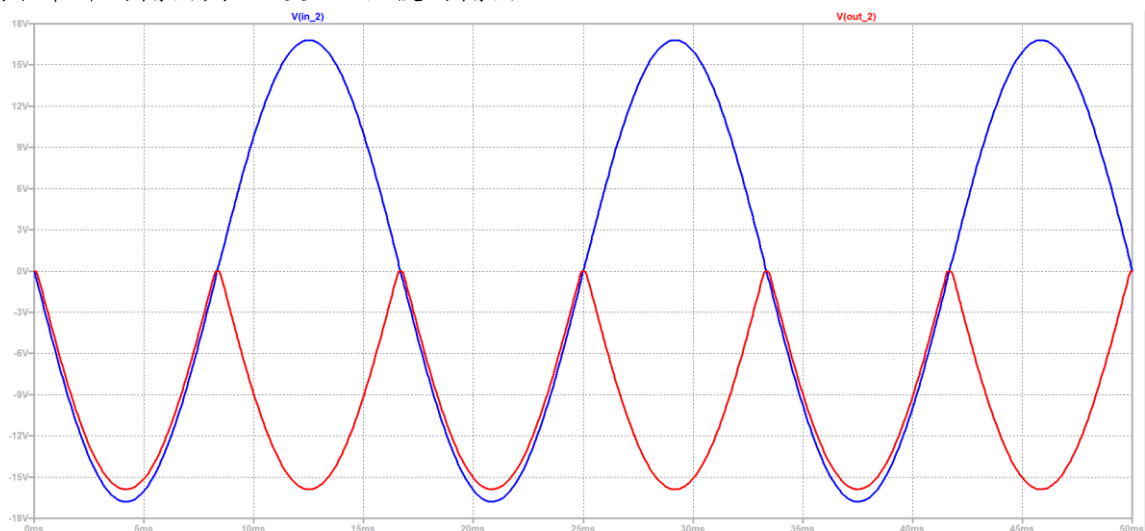
可以使用以下的 LTspice simulation 去看加上 diode rectifier 後對輸出的影響。



中心抽頭上半部的輸出與經過整流器後的輸出：



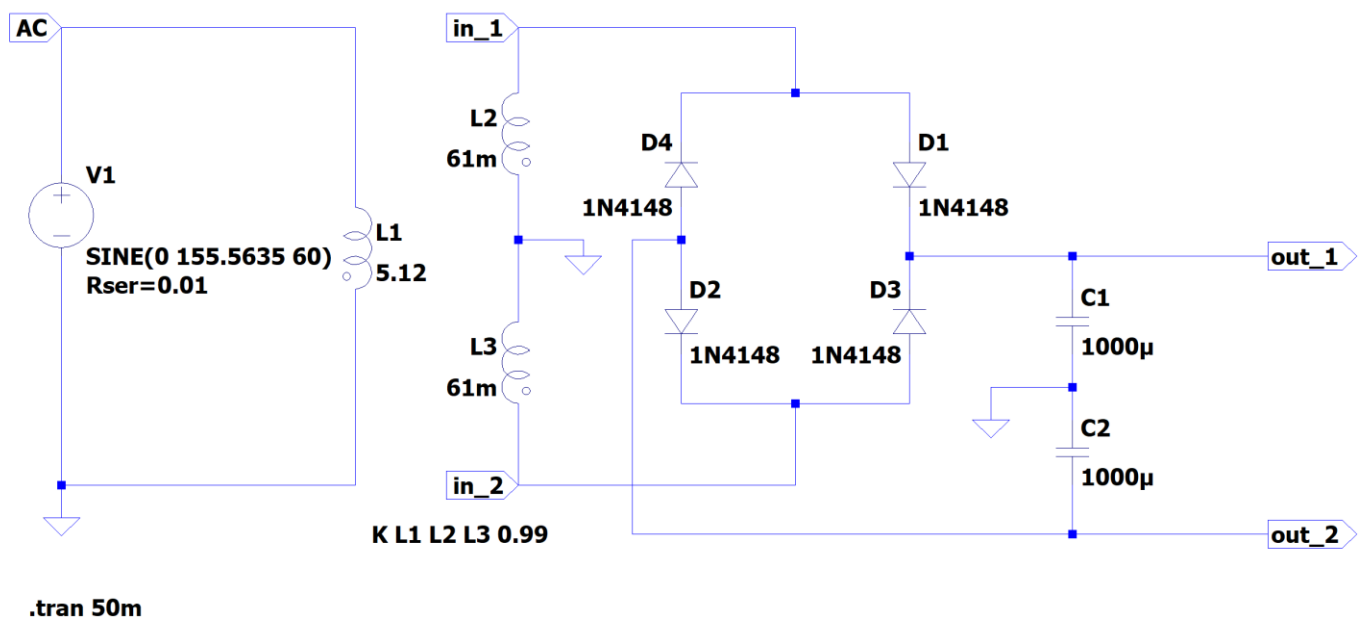
中心抽頭下半部的輸出與經過整流器後的輸出：



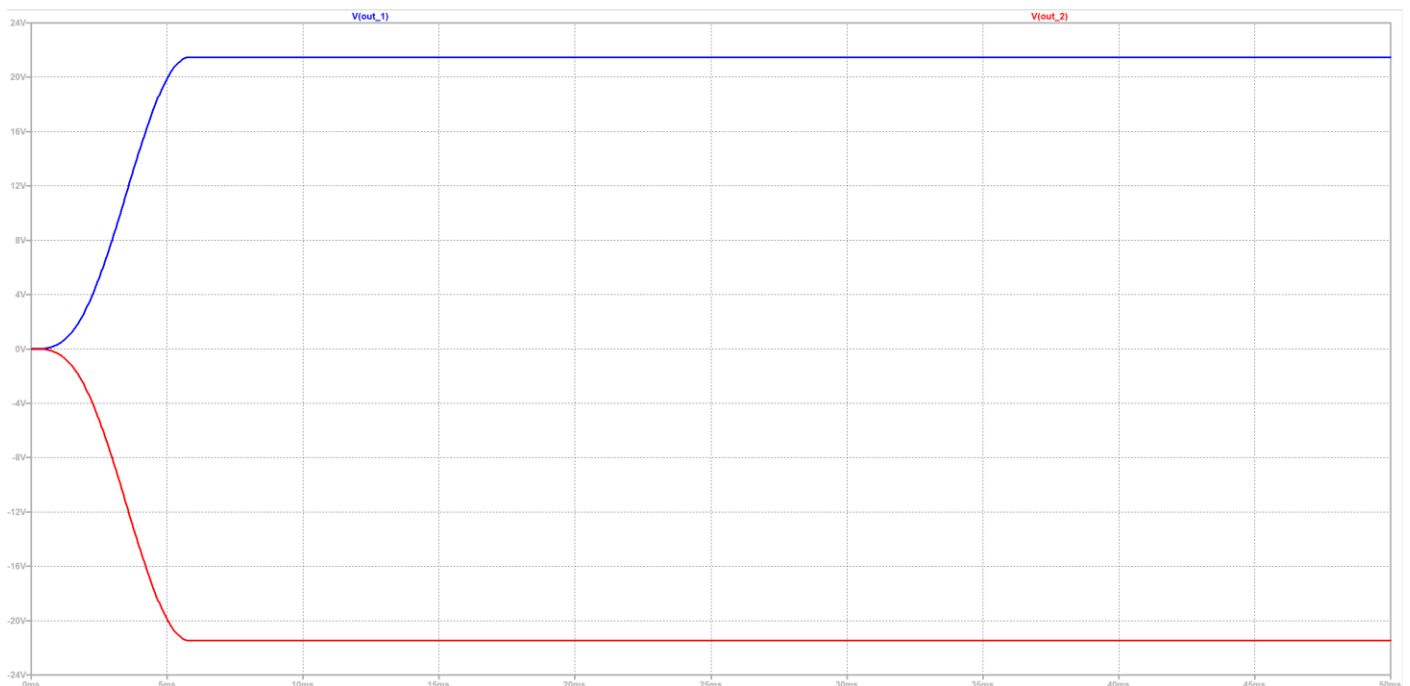
(c) Filter:

目標是要生成接近常數的直流電壓，我們已經透過整流器將家電轉為直流電了，而後我們多加上一個電容，他的作用是將時變得振幅透過 RC 電路充放電的原理，將其盡量的轉為常數的直流電壓，但是若是用示波器去看仍然可以發現會有一些漣波的波型沒有辦法被電容很好的耦合掉。另外這邊我也有嘗試要用 LTspice 去做模擬，看看是否可以成功的觀測到濾波電容成功的將時變的直流振幅轉為常數的直流電壓輸出。

LTspice:



輸出波型:



可以見到電容確實有將他的工作完成，將輸出化為常數的直流電壓。

心得:

這次期中專題對我來說算是做的有點吃力，一方面是還尚未具有這些電子學及電路學的知識，因此需要花費更多時間去查詢各個 stage 的電路 module 原理及功能為何。不過幸好能夠搭配實作，讓我對這些電路的分析能夠實際活生生的出現在我眼前。

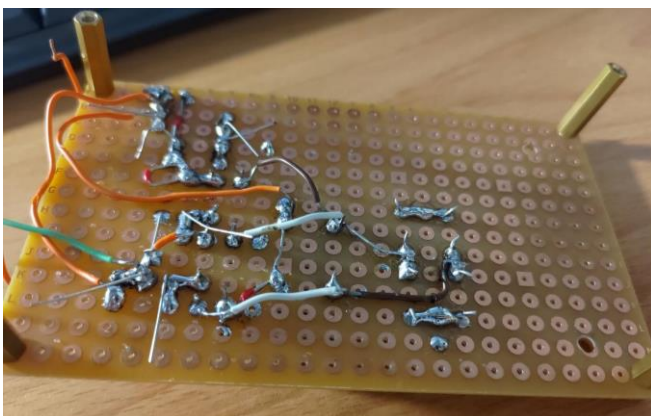
除了學到這些電路知識外，我認為我也改變了我的急性子。之前總是想要事情一來馬上解決掉的我，在遇到這次電子實驗期中專題，我也是一股腦兒沒有任何布線的規劃，就直接鉗槍拿著開始做了。原以為能夠很快做完的我，殊不知焊接結束後，我的輸出結果沒有一個是對的。再加上正值許多科必修期中考的我，當下非常的慌。因為不確定是否是因為焊接技術的問題而導致輸出異常，我使用三用電表的短路測試法去量測了所有的節點，顯示也都正常。又因為我的心急，沒有一開始先規劃好線路，因此焊接的亂七八糟，連 debug 都非常不容易，因此我就出發去電子材料行整個重新買一組回來重做。

原以為 IC 要上百塊的我，還先去領錢，怕付不出來，結果一顆 IC 原來價格比我想像中的便宜許多，大約 10 元左右就有了。大概花了一個便當的錢把零件都買齊之後，這次我好好的規劃線路，並且在每次焊接時都用三用電表的短路測試去確認有導通，從開始到結束其實不到 1 小時就完成了。經過這次的試煉，我學到最多的不是電路電子實驗的知識，反倒是認知到，遇到事情不要慌，一個步驟一個步驟慢慢做，不要總想著要快。

另外，很感謝助教撥空教我一些我忽略的小知識，感激不盡！

兩次焊接的差距:

Before:



After:

