

## 滤波器设计完全剖析

滤波器设计完全剖析吴志钰

<http://www.mem.com.tw/serial/2002-4-193/m19216.html>

工程师的梦魇：电磁干扰与噪声

由于科技的迅速发展，使得各种行业都需要使用到精密的电子设备。配合使用场合之需要，需数种设备共同使用同一台电源供应设备，因而导致电路间互相干扰之问题。其中尤以电磁干扰（Electromagnetic Interference, EMI）及噪声（Noise）的问题最令工程师感到困扰。

在 1970 年代早期，半导体装置及电力电子技术开始蓬勃发展，导致电源供应器由传统的线性系统急遽转变为切换式电源供应器。切换式电源供应设备之动作原理一般为对功率晶体管等开关组件做关闭、开启之切换行为。而此开关组件在切换瞬间出现的大电压或大电流即是产生高频噪声的主要原因。

电源供应系统几乎是所有电气产品所必需的，相对的，也就是所有电磁干扰主要来源。因此近代的电气设备大多会在输入端加装一个输入电磁干扰滤波器。本文中提出一被动滤波器之设计方法，此一方法可有效降低电源供应设备之 EMI 干扰。本方法仅需少数组件即可达成所需之滤波效果，且组件值之计算容易，让工程师在设计滤波器时，可减少其时间及金钱上的花费。

本文首先将对电磁干扰做大略的叙述。由于本文所使用的驱动器其内部输出电源是由返驰切换式电源供应器所提供的，因此我们将探讨切换式电源供应器的噪声产生原因。再来是对本文所提出的滤波器设计步骤作说明，最后利用本文所提出的滤波器设计方法来制作一有效之滤波器，以验证本文提出之滤波器设计方法是否正确。

不需要的信号造成电磁干扰

在单一系统内全无噪声而处理甚佳的信号，其电磁能量对综合系统内其它副系统的信号而言，是属于不需要的信号，此信号可能会造成可观的干扰，则称之为电磁干扰（Electromagnetic Interference）。由于切换式转换器电压及电流的瞬间快速变化，使其本身成为一主要电磁干扰源，这不会使其与其它与其使用相同电源的设备产生不良影响，同时也容易使自身的操作出现误差动作。一般而言，任何流经电源线（Line）与中性线（Neutral）的噪声电流均可分为共模（Common Mode）成分与差模（Difference Mode）成分。其中共模噪声电流是指以相同振幅及相位的形式流经 L、接地（Ground）及 N、G 的噪声电流，因此亦可称为非对称型式的噪声电流（Asymmetrical-mode noise current）。而差模噪声电流是指以相同振幅但相位相差 180 度的形式流经 L、N 而不经接地线的噪声电流，因此亦可称为对称型式的噪声电流（Symmetrical-mode noise current）。这两种形式的噪声普遍的存在于输入或输出线中，任何滤波器之设计均需考虑两者，图 1 为在电路中共模噪声及差模噪声路径示意图。

切换式电源供应器藉功率开关控制电压

由于本文中所使用的驱动器其输出电源是由内部的返驰式电源供应器所提供，且其噪声主要是由切换式组件所提供。因此我们将叙述切换式电源供应器的动作原理，以使读者能对其有概略的了解。

切换式电源供应器是利用电路中的功率组件做 ON/OFF 反复变化，将输入电压经过整流滤波后所得之直流电压以一定的频率切换，再将其结果加以滤波，即可得一固定的输出电压。其主要目的是在已知的输入电压下，藉由功率开关的导通与截止动作来控制输出电压的大小，在固定的切换频率（ $f_s=1/T_s=1/(t_{on}+t_{off})$ ）下，输出电压的平均值可藉由  $t_{on}$  和  $t_{off}$  的大小来决定，此种控制方式也就是所谓的脉波宽度调变切换。

在固定切换频率下，控制开关的信号可由控制电压  $V_C$  和连续性的锯齿波  $V_{st}$  经由比较器而产生，控制电压  $V_C$  为误差放大器的输出，其值可由参考电压  $V_{ref}$  和实际输出电压  $V_o$  比较后的差值来控制。连续性锯齿波电压为一固定切换频率之波形，在一般的脉波宽度调变切换控制下，其切换频率为 10KHz ~ 200KHz。当误差放大器的控制电压  $V_C$  大于连续性锯齿波  $V_{st}$  时，控制开关讯号为高电位，使功率晶体管呈导通状态。反之，当误差放大器的控制电压  $V_C$  小于连续性锯齿波  $V_{st}$  时，控制开关讯号为低电位，使功率晶体管呈截止状态，图 2(a)为脉波宽度调变切换控制功能方块示意图，图 2(b)为脉波宽度调变切换控制之相关波形图。

图 3 为一返驰切换式电源供应器电路图。这个电路是利用 AIC3842 来做脉波宽度调变控制， $R_T$ 、 $C_T$  会提供一连续性三角波并与  $V_{REF}$  做比较，比较过后的输出电压用来切换晶体管 UFN833，藉由晶体管的 ON、OFF 使变压器一次侧电压产生正负极性变化的动作，此时二次侧整流器会有顺偏、逆偏的动作，而使输出电压产生震荡，经过电容器的滤波后可得到一稳定的输出电压。

滤波器设计原理

图 4 为本文所使用之  $\pi$  型电磁干扰滤波器架构。图中包括了 CM 电感、DM 电感、X 电容及 Y 电容各两个以及一个泄放电

阻。以下将分别针对共模及差模噪声之产生，将其简化成共模及差模等效电路。

#### CM 等效电路

要将图 4 的电路简化成共模等效电路只需将 X 电容去掉，并以接地点为中性线将电路对折，此时电感值变为一半，而电容值由于并联的关系变成两倍，其等效电路简化流程如图 5 所示。

#### DM 等效电路

要将图 4 的电路简化成差模等效电路只需将 Y 电容的接地拿掉，此时 Y 电容的值变成 1/2 倍，而共模电感 LC 以漏电感代替（这是因为共模电感在差模时只有其漏电感有作用），并将差模电感拿到一边，其等效电感量变为原来的两倍，其等效电路流程如图 6 所示。

#### 滤波器组件之设计

A、利用量得的噪声大小来计算其所需的衰减量（VATT）

$$V_{ATT} = V_{ACT} - V_{limit}(dB) \quad (1)$$

其中  $V_{ACT}$ ：实际所量测的噪声值

$V_{limit}$ ：法规之限制值

B、计算其转折频率

由于共模等效电路各有一个电感及电容，因此其衰减斜率可用 40dB/decade 来计算，得转折频率（fR）为

$$(2)$$

其中  $f_{noise}$  为需要衰减的噪声频率

C、计算滤波器组件值

##### 共模滤波组件

首先考虑漏地电流（ $I_g$  的限制），进而求出 CY 电容的大小，其值可由下式计算得到

$$(3)$$

V：Y 电容之耐电压

f：电源线之频率

##### 差模滤波组件

利用所求得的转折频率及下列式子，可求得共模电感（ $L_c$ ）值

$$(4)$$

##### 差模滤波组件

差模电感可由上述共模电感之漏电感来代替（其感值约为共模电感之 0.5% ~ 2%），再用相同的转折频率来设计 CX 电容，其计算式如下

$$(5)$$

LC,leakage：LC 之漏电感

##### 泄放电阻

由于安规规定当总 X 电容的值大于 0.5 $\mu$ F 时，便需加装泄放电阻来提供电容在关闭时的放电路径之用，其值可由下式得到

$$(6)$$

在此 t 通常为 1 秒。

#### 系统制作与实验结果

本文分别针对两种不同的负载，采用相同的设计步骤来制作一型滤波器，以左证本文提出之滤波器设计方法是否可行，并利用 IsSpice 电路仿真软件之仿真功能来辅助设计。表 1 及表 2 分别为本文所使用的驱动器及两种不同马达规格，图 7 为量测噪声时之相关器材接线图。本文所采用的法规为工业界、科学界及医疗领域所采用的 EN55011（Group2，Class A）。

#### 量测噪声

在量测噪声之前，必须先量测电源端的背景噪声。因为电源背景噪声会影响滤波器对噪声的抑制效果，所以如果电源背景噪声很大时，就必须采取某些步骤将其降低，如加装隔离变压器。一般而言，电源背景噪声都希望能抑制在 40dB $\mu$ V 以下。图

8 为电源背景噪声图。

在图 8 中最上方的两条曲线分别为法规 EN55011 之标准值，上面一条为准峰值 (Quasi Peak) 限定值曲线，下面一条则为平均值 (Average Vaule) 限定值曲线。

再来将量测待测物之总噪声。由于本文所使用之驱动器需一额外之信号产生器来提供讯号给驱动器，以使驱动器能动作。但此信号产生器所生之噪声不在我们所需量测的待测物噪声范围内，因此在此假设此信号产生器所生之噪声非常小，不足以影响总噪声值。图 9 及图 10 分别为驱动器未加讯号产生器及加上讯号产生器后之噪声图。由图中可知其差别不大，与我们的假设相符。图 11 为驱动器加上马达 A 后之噪声图。

滤波器之设计步骤

从图 11 中可以看出其最大噪声为 82.1dB $\mu$ V，而在 150KHz ~ 500KHz 处，EN55011 之法规限制为 66 dB $\mu$ V，因此由式 (1) 可以得到其所须之衰减量为

$$V_{ATT} = 82.1 - 66 = 16.1 \text{ (dB}\mu\text{V)} \quad (7)$$

由于法规 EN55011 中的法规限制只考虑到 150KHz ~ 30MHz 的地方，且最大噪声通常会产生在以载波频率为倍数的地方。因此我们假设滤波器之转折频率设定在 150KHz 之前的载波频率倍数上，在本设计方法中，可假设其最大噪声是出现在  $20 \times 7 = 140\text{KHz}$  的地方，则其转折频率  $f_R$  可由式 (2) 计算得到

$$(8)$$

由式 (8) 中所求得的转折频率为  $f_R = 55.42\text{KHz}$ 。我们可由式 (3) 中求出 Y 电容的值

$$(9)$$

其中 250V 为电容之耐电压。为了参考实际值，我们取 Y 电容为  $C_Y = 22\text{nF}$ ，而共模电感 ( $L_c$ ) 的值可由式 (4) 求得

$$(10)$$

参考实际值取  $L_c$  的值为 0.4mH，图 12(a)及图 12(b)分别为 A 滤波器的共模电路及仿真结果。

由图 12(b)中可以看出其转折频率为 51.4kHz，由于组件值选择的关系，所以此值与我们所计算的有些差异。而在 150kHz 处的衰减量为 17dB，这与我们实际上所需要的衰减量相近。

由于在滤波器的结构中，差模电感的主要功能是在滤除高频噪声，而在本例子中得较高频带范围是符合法规标准的，因此我们可以利用共模电感的漏感量来代替差模电感，其值为

$$(11)$$

将所求得的差模电感值代入式 (5) 可求得 X 电容的值

$$(12)$$

参考实际值，我们取 X 电容的值为 4.2 $\mu$ F，图 13(a)及图 13(b)分别为 A 滤波器差模电路和仿真结果。

由图 13(b)中可以观察出其在转折频率处的衰减量和理论值非常接近，而差模电路在 66.8KHz 处所产生的转折频率会被 X 电容的值所影响，因此，实际上差模等效电路能够有效抑制差模噪声是从 66.8KHz 处开始的。

由于法规规定当总 X 电容大于 0.5 $\mu$ F 时，便需加装一泄放电阻以提供 X 电容在电源关闭时放电之用，而泄放电阻的值可由式 (6) 求得

$$(13)$$

所以取泄放电阻的值为 100KΩ。根据以上所求得滤波器组件值，我们可以得到完整的滤波器架构，如图 14(a)所示，而图 14(b)为 A 滤波器之频率响应结果。

由图 14(b)的仿真结果中可以看出其与共模电路的仿真结果非常接近，这符合我们当初以共模结构为主要设计部分的假设，图 15 为待测物 A 加上 A 滤波器后的量测结果。图 16 为 A 滤波器与待测物 A 之接线图。由图 15 可以清楚的看到噪声得到良好的抑制效果。

本文另外针对另一圆型步进马达，并采用本文所使用的滤波器设计方法来设计其滤波器，再对两种结果作比较。

图 17 为滤波器加上马达 B 后之噪声图形。由图中可以看出其最大噪声为 74dBμV，根据之前的设计步骤可以得到 B 滤波器的组件值，分别为转折频率  $f_R = 88.33\text{KHz}$ ，共模电感  $L_c = 0.5\text{mH}$ ，Y 电容  $C_Y = 22\text{nF}$ ，其中用来代替差模电感的共模电感之漏感量  $L_{\text{leakage}} = 1\mu\text{H}$ ，X 电容  $C_x = 3.2\mu\text{F}$ ，泄放电阻  $R = 150\text{K}\Omega$ ，图 18(a)及图 18(b)分别为 B 滤波器之共模等效电路及仿真结果。图 19(a)及图 19(b)分别为 B 滤波器的差模等效电路及仿真结果。图 20(a)及图 20(b)分别为 B 滤波器的完整电路架构及仿真结果。图 21 为待测物 B 加上滤波器 B 后的噪声量测结果。图 22 为 B 滤波器与待测物 B 之接线图。

#### 主要衰减量由共模结构等效电路提供

由上述滤波器 A 和滤波器 B 的量测结果，并配合仿真的结果来加以辅助，可以发现对滤波器的噪声衰减量而言，其主要衰减量是由共模结构的等效电路来提供的。由量测结果中可以发现由于我们使用共模电感的漏感量来代替差模电感的缘故，会使得待测物在较高频部分(约 6MHz ~ 20MHz 之间)的噪声抑制情形较差。而由于其最大噪声的发生大约都在 150KHz ~ 1MHz 之间，因此不须为了抑制较高频带处的噪声而降低较低频带处的噪声衰减量，因为这样也许会使得较低频带处的噪声无法通过法规标准，也就是说我们只需针对 1MHz 之内产生的最大噪声来设计滤波器即可，这也是我们不使用差模电感的主要原因。如此既可确保所求得的滤波器组件值能使待测物通过法规标准，亦可大幅减少在设计滤波器时所花费的时间及金钱。

#### 探讨噪声原因 预测产生地点

近年来，电磁干扰的问题逐渐受到重视，电力电子组件设计者在制作组件时，除了要注意组件特性以外，还要考虑组件是否会产生过大的噪声，进而影响其它电力电子组件的运作，但就目前的研究看来，仍有许多不足之处，故在此提出未来能够努力的方向。

仔细探讨待测物内部各组件的噪声产生原因，冀望能直接针对噪声的产生原因滤除噪声，而不需加装额外的滤波器。希望能藉由电路仿真软件的功能，预测噪声之可能产生地点，并藉此功能，对该地点的噪声产生原因加以分析以寻求最佳之解决方法。

#### 参考资料

Laszlo. Tihanyi, "Electromagnetic Compatibility in Power Electronics," Butterworth-Heinemann Ltd. Jordan Hill, Oxford United Kingdom, 1995.

P. F. Okyere, L. Heinemann, "Computer-Aided Analysis and Reduction of Conducted EMI in Switched-Mode Power Converter," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1988. APEC 98 Conference Proceedings 1998, Thirteenth Annual.

T. Guo, D. y. Chen, and F. C. Lee, "Separation of common-mode and differential-mode conducted EMI noise," IEEE Trans. on Power Electronics, pp.480-488, May 1996.

梁适安“转换式电源供给器原理与设计”，全华科技图书股份有限公司，民国 76 年 9 月。

AIC3842 datasheet.

史富元“切换式电源供应器之噪声分析与其 EMI 滤波器之设计”，博士论文，国立台湾大学电机研究所，民国 84 年 6 月。

魏嘉延“电磁干扰滤波器之制作与研究”，硕士论文，私立逢甲大学电机研究所，民国 89 年 6 月。

(本文作者现任职于沛亨电子)