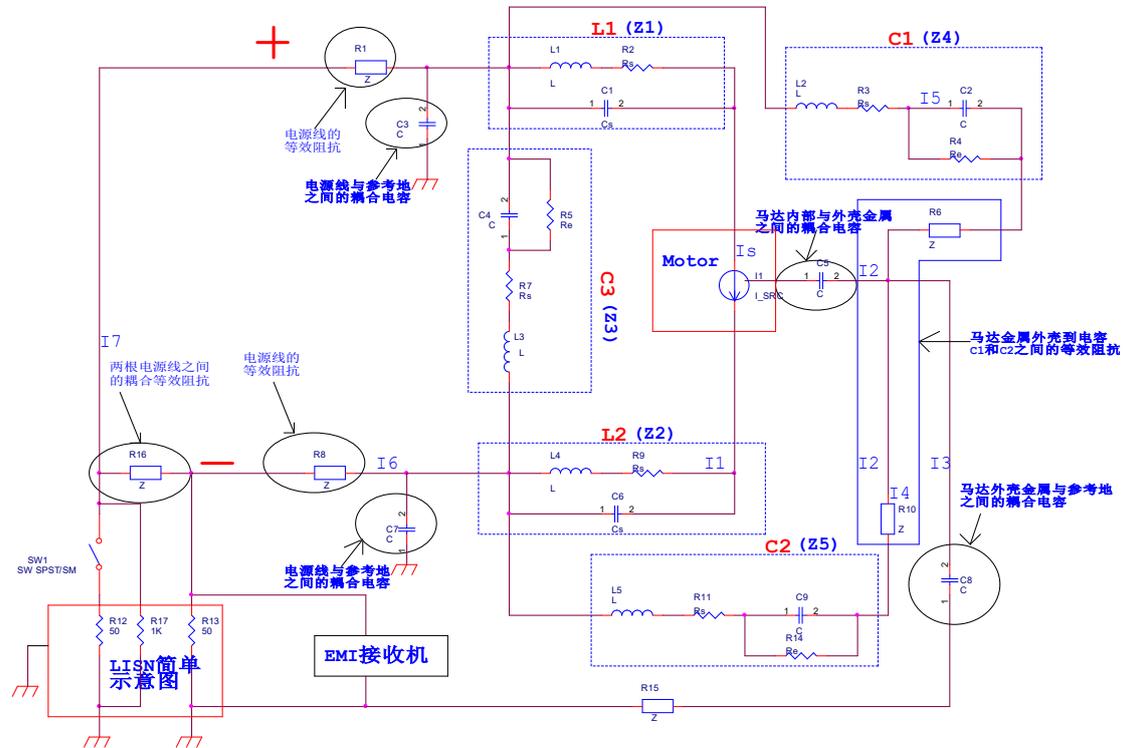


# 直流马达 EMC 数学等效模型的 EMC 分析及解决对策

马达的 EMC 等效数学模型如下：



从上述数学模型我们得知：直流马达的 EMC 等效模型主要由几部分组成，马达在转动过程中由于电流的不连续性会产生从低频到高频的杂散，图中等效为一个杂散电流源。L1 和 L2 为马达内部连接到碳刷的两个电感，C1 和 C2 是马达金属外壳连接到 L1 和 L2 的电容，C3 是马达外部直流端子之间的电容。C5 是马达内部到金属壳之间的耦合电容，C8 是金属壳到参考地之间的耦合电容，R15 是参考地回路阻抗，C3 和 C7 分别是电源线正负极到参考地的耦合电容，R1 和 R8 是正负电源线的等效阻抗，R16 是电源线正负极之间的等效耦合阻抗，R6 和 R10 是马达金属壳分别到电容 C1 和 C2 的等效阻抗。

下面我们通过上述数学模型来计算流过 LISN 网络中 50 欧姆上的噪声电压  $V_s$ ：

- 1) 设马达中的噪声电流为  $I_s$
- 2) C3 和 C7 的阻抗相对 50 欧姆，通常情况下大很多，计算先忽略。
- 3) R15 相对 C8 来讲也可以先忽略。
- 4) 忽略 R17 对 R13 测试结果的影响

有以下方程式：

1.  $I_s = I_1 + I_2$
2.  $I_2 = I_3 + I_4 + I_5$
3.  $I_3 = I_6 + I_7$
4.  $I_1 \cdot Z_2 = I_2 / j \omega C_5 + I_4 \cdot (R_{10} + Z_5)$
5.  $I_1 \cdot Z_2 = I_2 / j \omega C_5 + I_3 / j \omega C_8 + I_6 \cdot (R_8 + 50)$

$$6. I1 \cdot Z2 + (I1 + I4 + I6) \cdot Z3 = I2/j \omega C5 + I3/j \omega C8 + I7 \cdot (R1 + R16 + 50)$$

$$7. I2/j \omega C5 + I5 \cdot (R6 + Z4) = I1 \cdot Z2 + (I1 + I4 + I6) \cdot Z3$$

通过上述 7 个方程可以解出 I1-I7 7 个未知量的数学表达式，在此就不再详细解过程，有兴趣可以去尝试解一下哈。

共模传导（CE）发射分析：

从上述数学模型可知，要减少 CE，就必须降低 I6 和 I7，要降低 I6 和 I7，有几个途径：

- 1) 降低 Is，即减少马达本身的噪声电流，通过调节马达内部电感 L1 和 L2 以及加在外部电路板上的共模或差模电感来调节马达电流延时相位，降低马达换向时的电流突变率，或者改变碳刷的接触阻抗，但会影响马达效率，同时马达内部电感对产生的低频噪声有一定的抑制能力，对高频噪声基本没有抑制能力。
- 2) 降低 C5，这需要增大金属外壳和马达内部之间的空间距离，这个一般不太可行。
- 3) 降低 C8，这个是马达本身的结构决定的，很难改变。
- 4) 选择合适的 C1 和 C2，降低 Z4、Z5 阻抗，由于这两个电容需要跨接在外壳与内部电感之间，无法做到寄生电感值很小，改变 C1 和 C2 对某些频率点有改善，可能另外一些频点会恶化，需要反复测试。
- 5) 理论上降低 Z1 和 Z2 阻抗（在外部电感保证马达电流相位延时的情况下），有利于共模 CE。但会使差模 CE 和 RE 恶化。
- 6) 直接将 C2 短路（马达负极与外壳短路），理论分析有利于电源负极的共模 CE，但测试马达负极的 CE 时，对马达负极 CE 起关键作用的其实还是 C1 和 C3。如果是马达外壳对负极理想短路的情况下，此时共模电流回流路径主要是通过 C1 和电源正极线（通过耦合阻抗 R16 从负极到正极）回到骚扰源，因此，如何尽量降低 C1 和 C3 的等效阻抗成为重中之重。所以，即使外壳对负极短路，也不能去掉 C1。
- 7) 在金属外壳上再包一层铜，理论上降低了 R6 和 R10，但也有可能引起 C8 的增加，需要测试验证是否有改善。
- 8) 选择合适的 C3，降低阻抗 Z3 有利于共模和差模的 CE 以及 RE，但由于 C3 跨接在马达的正负极之间，必然会有较大的寄生电感，这就限制了阻抗 Z3 降低的幅度，如果在外面的电路板上用无感的贴片陶瓷电容或独石电容会得到一个阻抗较低的 Z3，但需要注意电容的耐压问题。

对于直圆杆导线，可以使用简单的近似计算公式：

$$L = 5d \left\{ \ln \left( \frac{2d}{r} \right) - \frac{3}{4} \right\}$$

其中：

L 表示导线的局部自感，单位为 nH

r 表示导线的半径，单位为 in

d 表示导线的长度，单位为 in

### 一、电容寄生电感对 CE 和 RE 的影响：

下面举例说明某个频率点电容的值如何选取：

例如如果跨接在马达电源正负极之间的 0.1uF 瓷片电容，引脚长 20mm，直径 0.4mm，则其中一只引脚的局部电感值为：

$$L = 5d \left\{ \ln \left( \frac{2d}{r} \right) - \frac{3}{4} \right\} = 5 \times \frac{20}{25.4} \left\{ \ln \left( \frac{2 \times 20}{0.2} \right) - \frac{3}{4} \right\} = 18nH$$

总的电感为  $2 \times 18 = 36nH$ 。则在 70MHz 频点的阻抗大致为：

电容阻抗：

$$Z_C = -j \frac{1}{2\pi \times 70 \times 10^6 \times 0.1 \times 10^{-6}} = -0.023j$$

电感阻抗：

$$Z_L = j2\pi \times 70 \times 10^6 \times 36 \times 10^{-9} = 15.83j$$

从电容的等效模型可知，如果忽略电容的  $R_s$ ，则在 70MHz 时，此时的电容已变为电感，阻抗为  $15.8j$  左右，对于差模滤波来讲，效果已很差，对于共模滤波来讲，影响不如差模大。因此，如果  $C_1$ ， $C_2$ ， $C_3$  的引脚较长，譬如如果需要在 70MHz 频点自谐振，根据引脚的长度不同，可能的电容值在  $150pF$ — $1000pF$  之间（可以通过网络分析仪或阻抗分析仪测试得到），而不是  $0.1\mu F$  或  $10nF$ 。

## 二、电感寄生电容对 CE 和 RE 的影响：

$1.5\mu H/10A$  的磁棒电感  $L_1$  和  $L_2$ ，由于寄生电容的存在，其自谐振频率大概在 40-80MHz 左右，对 200MHz 以下的噪声有一定的抑制能力，如果改为  $5\mu H/10A$  的磁棒电感，会引起两个变化：

1) 一方面  $L_1$  和  $L_2$  增加即增大了马达电流的相位延时，使得电流突变的幅度有所减少（有利于降低马达产生的噪声电流）。

2) 另一方面由于寄生电容的增加，其自谐振频率会低于 40MHz，在 70MHz 的阻抗可能反而比  $1.5\mu H$  时小。

这样上述两点的变化理论上对更高频率的共模 CE 都有利，但对于更高频率的差模 CE 和 RE 影响要看马达噪声电流降低的幅度与由于  $L_1$  和  $L_2$  在更高频率阻抗降低导致差模 CE 和 RE 增大的幅度哪个更大，这要实际测试才能得到对比结果。

通过上述分析可知，想要通过调整  $C_1$ ， $C_2$ ， $C_3$  以及  $L_1$ ， $L_2$  的值，并且在马达外壳与电源负极短路的条件下，通过严苛的 CLASS5 测试非常困难，因为电容的寄生电感使得无法在很宽频率范围内提供低阻抗，只能抑制窄频带噪声，如果马达噪声是宽频段，就需要增加额外的电路板（该电路板需焊在马达的正负极，PCB 板与马达外壳低阻抗接触），以满足汽车电子严格的 CISPR25 的等级 5 标准。

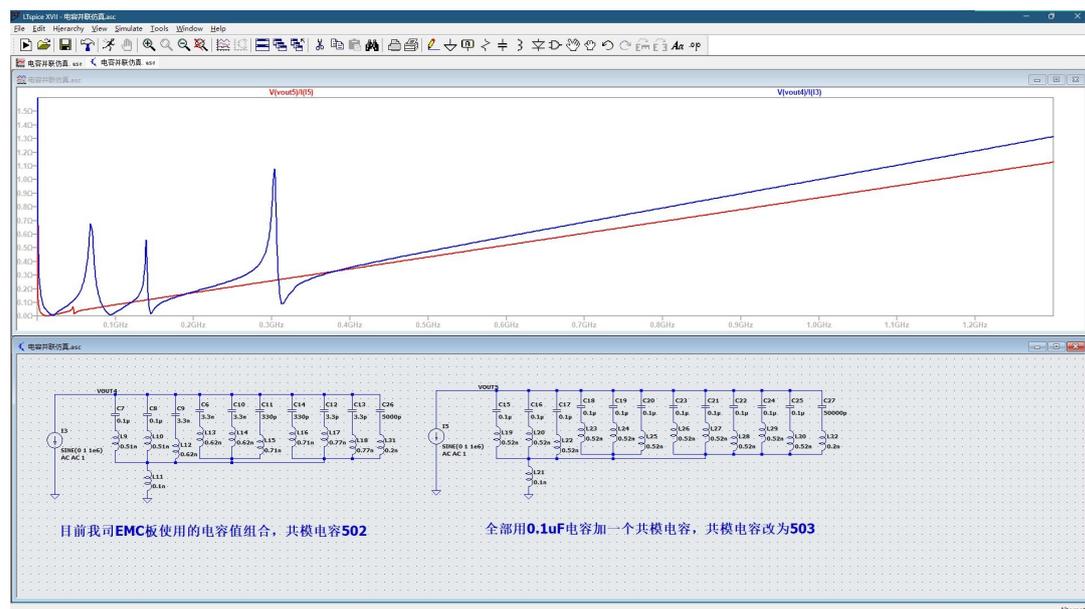
对于 RE 的分析，上述数学模型同样适用，但要注意马达的开孔对 RE 也是有影响的。

## 三、EMC 板的设计

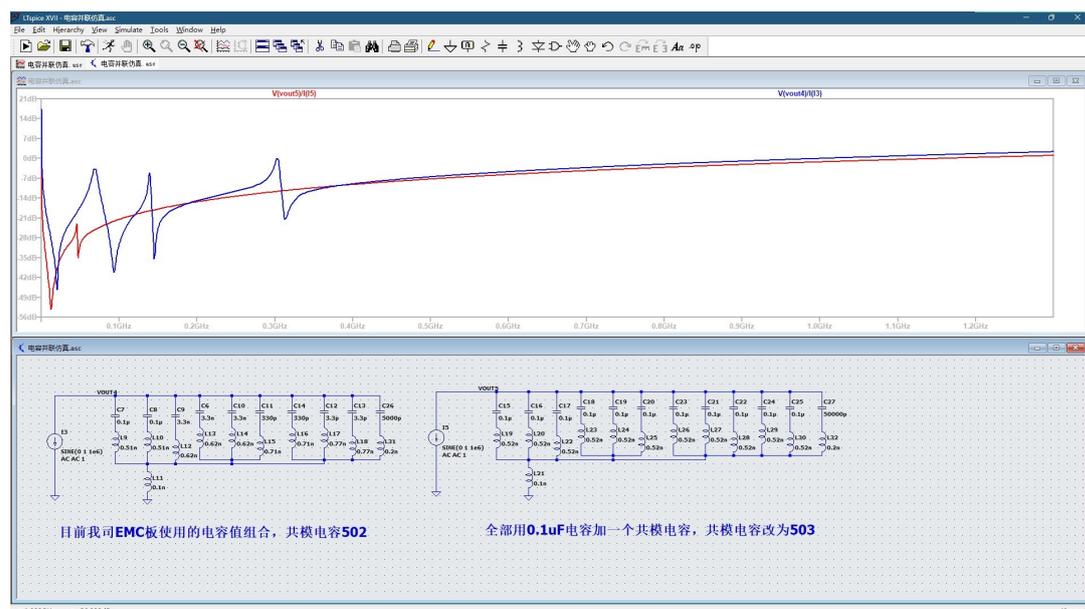
为了能有效抑制共模噪声和差模噪声，需要 EMC 板上能提供低的差模阻抗和共模阻抗，由于直流马达产生的是很宽频的脉冲噪声，通过的不同电容值（不同自谐振频率）组合这种去耦滤波方式会有很大的局限性，因为  $N$  个不同电容值组合，就会有  $N-1$  个谐振尖峰阻抗点，在这些谐振尖峰点附近的阻抗会非常高，这就大大限制了在整个频段范围内的滤波效果。同时，对于厚度  $1mm$ ，孔径  $0.3mm$ ，外径  $0.6mm$  的过孔，每个过孔的寄生电感大约是  $1.0nH$  左右，为了最大限度地降低 PCB 共模地与马达外壳之间的寄生电感，EMC 滤波板需要注意几点：

1. 必须通过大面积导电泡棉把 PCB 板的背面与马达外壳可靠接触，减低寄生电感
2. 共模电容和差模电容是放在 PCB 板的顶层，PCB 板顶层的共模地需要通过过孔连接到底层的共模地，又每个过孔有 1.0nH 左右电感，因此，为了降低过孔的寄生电感，需要从顶层打足够多的过孔到底层（过孔的总寄生电感控制在 0.02nH）。
3. 尽量增大 EMC 滤波板与马达外壳接触面积以降低共模阻抗。
4. 对于宽频段或全频段噪声抑制，理论上差模电容和共模电容都尽量分别采用同一种规格的电容通过足够数量的并联来达到全频段足够地的阻抗目的，以防止用不同电容值组合产生尖峰阻抗，除非为了抑制某个特定频率很高的干扰而单独使用某个特定的电容值。

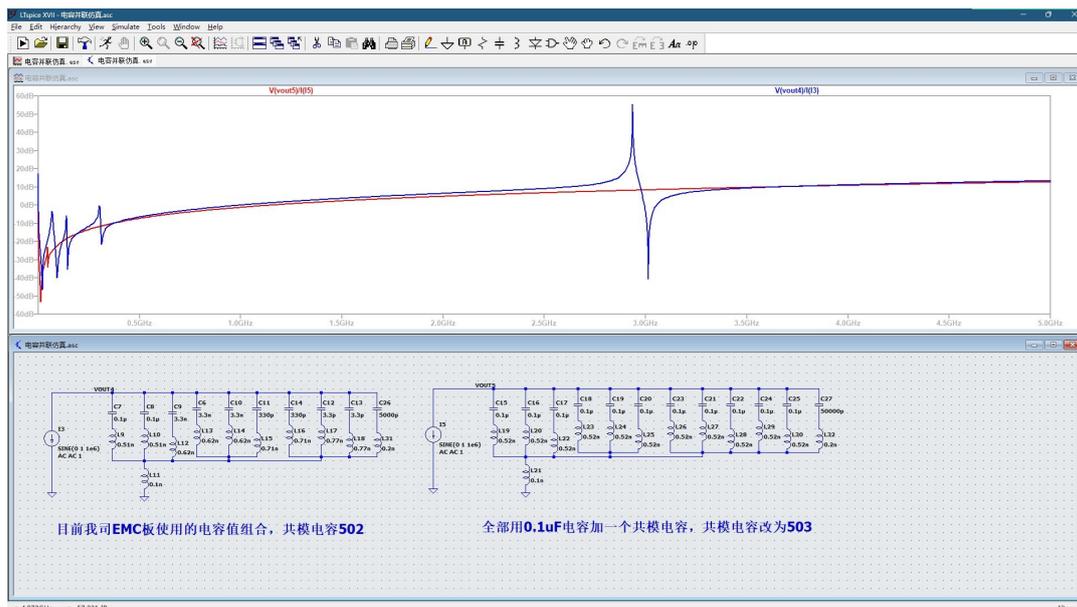
下面是两种不同电容值组合方式并联后共模阻抗的仿真结果：



这一张图显示阻抗值



这一张图显示 dB 值

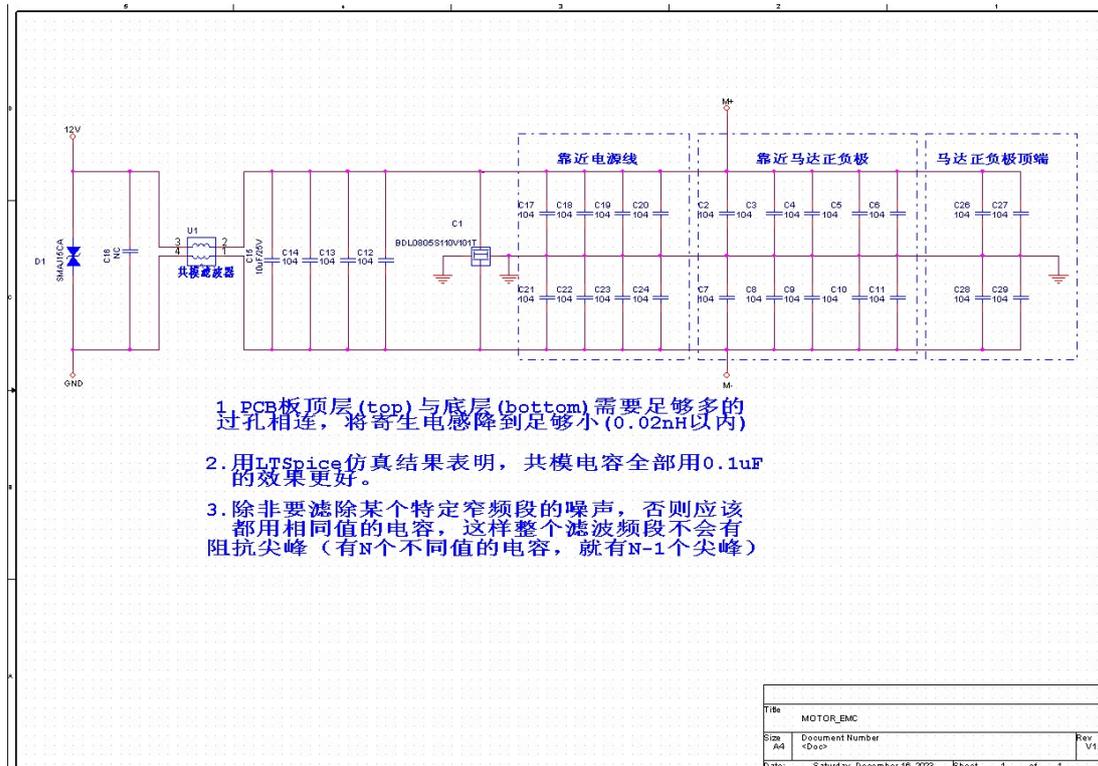


这张图显示到 5GHz 频率

从上述仿真结果看，我们目前使用的电容值加上共模电容总共 5 种不同的值，总共有 5 个串联自谐振频率点和 4 个并联谐振频率点。而如果用相同的电容，就没有并联谐振频率点。用不同的电容值除了在自谐振频率点附近阻抗低外，其并联谐振点附近的阻抗高了很多，对于需要全频段滤波，这种通过不同电容值并联的做法并不是最佳的。由于寄生电感的存在（包括电容寄生电感和回路寄生电感），频率增高时共模阻抗不可能无限小，因此如要进一步降低共模辐射，需要在 EMC 板上增加共模滤波电感，提高辐射回路的共模阻抗。要使共模滤波电感在很高频率也能有足够的共模阻抗，就需要采用支持超高频的软磁材料如 NiZn1000 等，工作频率需要超过 100MHz 以上。

但由于电容贴在 PCB 上后，有路径的寄生电感存在，不是几个电容理想的堆叠在一起，所以实际测试的通路阻抗与仿真值会有较大的差别，典型的就是 N 个电容值组合后在仿真中会出现 N 个电容自谐振点的极小阻抗和 N-1 个并联谐振的高阻抗尖峰，但在实际 PCB 板上不一定就会有对应的 N 个阻抗波谷点和 N-1 个阻抗波峰点。从下面的实际共模衰减测试图中可以看到，即使有阻抗尖峰，也不一定是仿真中的频率点，因为从马达外壳到滤波板共模地的路径阻抗中可能也存在不同的阻抗波谷点和波峰点，这样综合后的阻抗波谷点和波峰点就与仿真的不一样了。

#### 四、马达滤波板原理图：



**PCB板：**马达滤波板做成圆形，大小基本与马达直径差不多到，电容围绕马达正负极分别放5个共模电容，马达正负极顶端分别放2个共模电容，马达正负极下方靠近电源输入端分别放4-5个共模电容，电源输入端放一个差模电容，经过共模滤波电感后放3-4个差模电容。

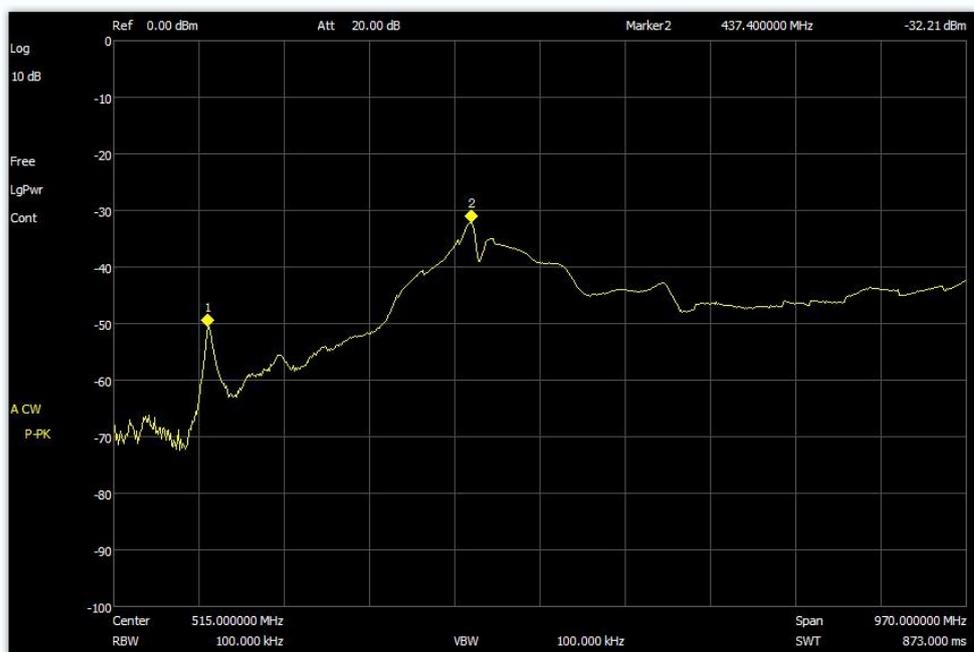
附一个用示波器测试瓷片阻抗的案例：

实际例子：

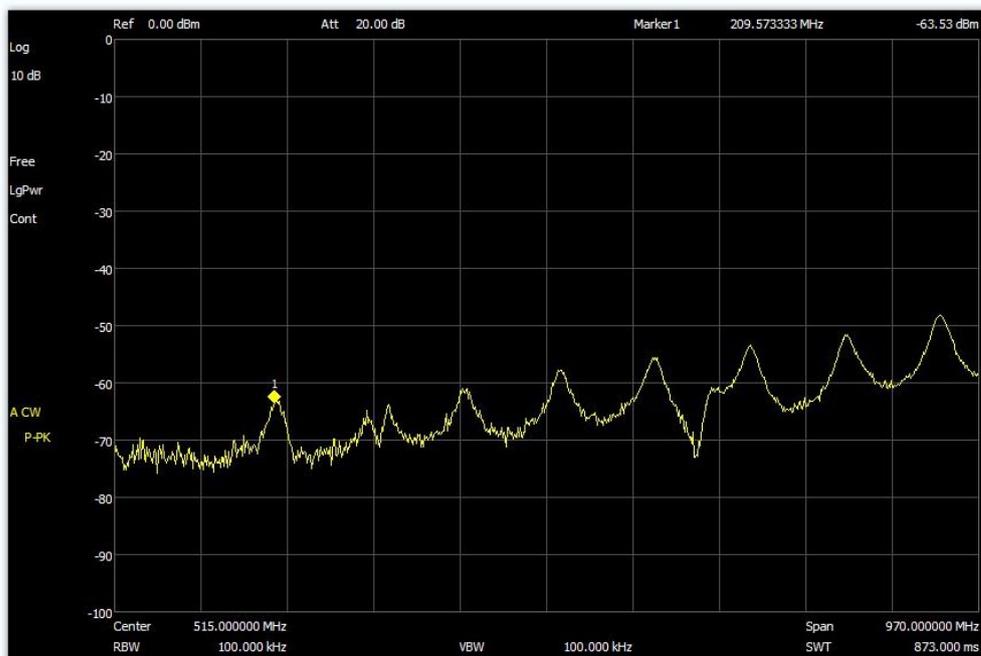
用示波器粗略地测试了一个0.1uF瓷片电容（引脚长20mm，引脚直径0.5mm）的阻抗特性：理论计算引脚寄生电感大约为 $2 \times 17 = 34 \text{ nH}$ ，理论计算最小阻抗点在频率2.8MHz左右，用电桥测得该电容的 $\text{ESR} = 1.30 \Omega$ 。用示波器测试波形阻抗在频率3-4MHz之间最小， $Z = 0.75 \Omega$ 左右。在频率50MHz处，考虑引脚寄生电感后理论计算阻抗大约 $10 \Omega$ ，实际用示波器测波形换算后得到阻抗 $Z = 7.0 \Omega$ 左右，与3-4MHz频率点的阻抗相差了大约10倍。因此，如果用这个电容跨接在马达正负极之间，其作用在50MHz频率处已大大降低，实际测试从5MHz左右阻抗就开始增加，如果要降低5MHz以上频率的骚扰信号，用这个瓷片电容就不是太合适了。由于寄生电感的影响，带较长引脚的瓷片电容很难用在频率较高的EMC场景，即便是电容较小的瓷片电容与引脚电感可以谐振在较高频率，但由于其Q值太高（更高频率，并联回路的Q值会更高），带宽就会非常窄，只能用在特定的谐振频点，限制了其应用。因此，要抑制几十MHz以上的频率，用跨接在马达正负极之间的瓷片电容已无法轻易做到，只能使用额外的电路板直接焊接在马达正负极（并且电路板上走线也必须要有一定低的回路电感才能使电容起到抑制EMI的作用）。

## 六、共模衰减测试

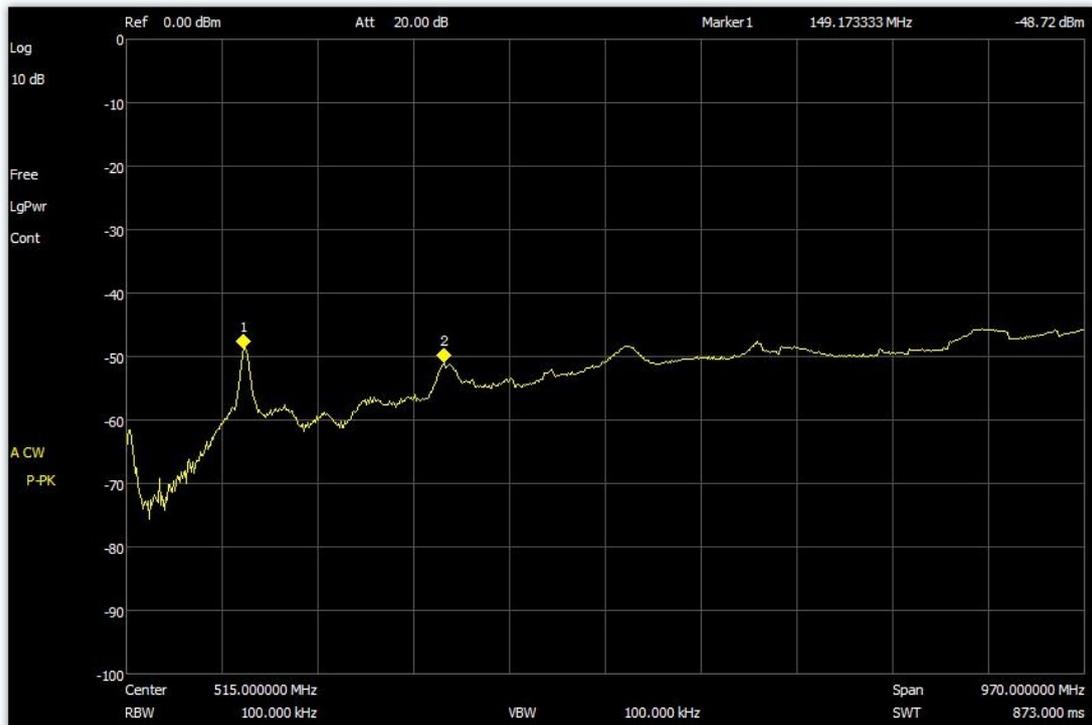
测试从马达正极（或负极）对马达外壳输入 0dBm 信号（30MHz-1GHz），从滤波板输入正极或负极对共模地测试接收到的信号强度（图八中两个 RF 测试线，焊在马达正极与外壳的是输出信号，焊在滤波板正极与滤波板共模地的是接收到的信号，由于马达外壳和正极之间有距离，RF 射频线存在猪尾巴效应，频率较高时有误差，高频段测试的衰减值可能要比实际的大，但这不影响对比测试），测试数据如下几个图所示：



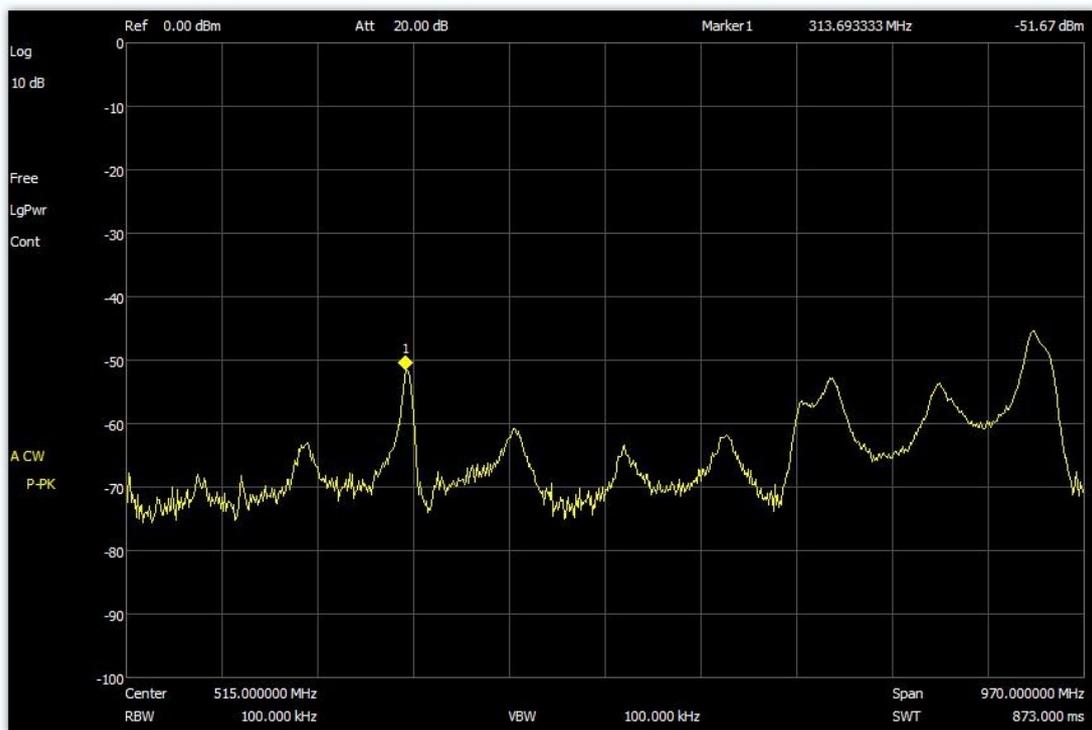
图一：宝马滤波板原始电容组合+BDL 滤波器衰减



图二：宝马滤波板原始参数+BDL 滤波器+滤波板中间圆圈地与马达外壳焊接衰减



图三：15 个 0.1uF 电容+BDL 滤波器（502）衰减

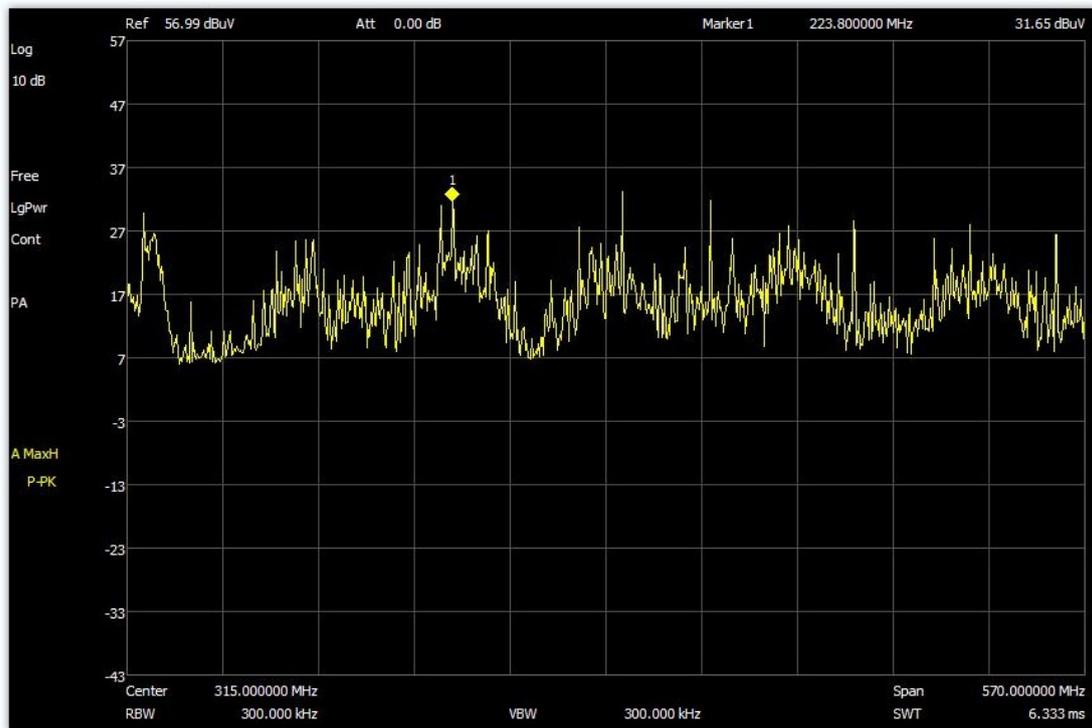


图四：15 个 0.1uF 电容+BDL 滤波器（502）+滤波板中间圆圈地与马达外壳焊接衰减

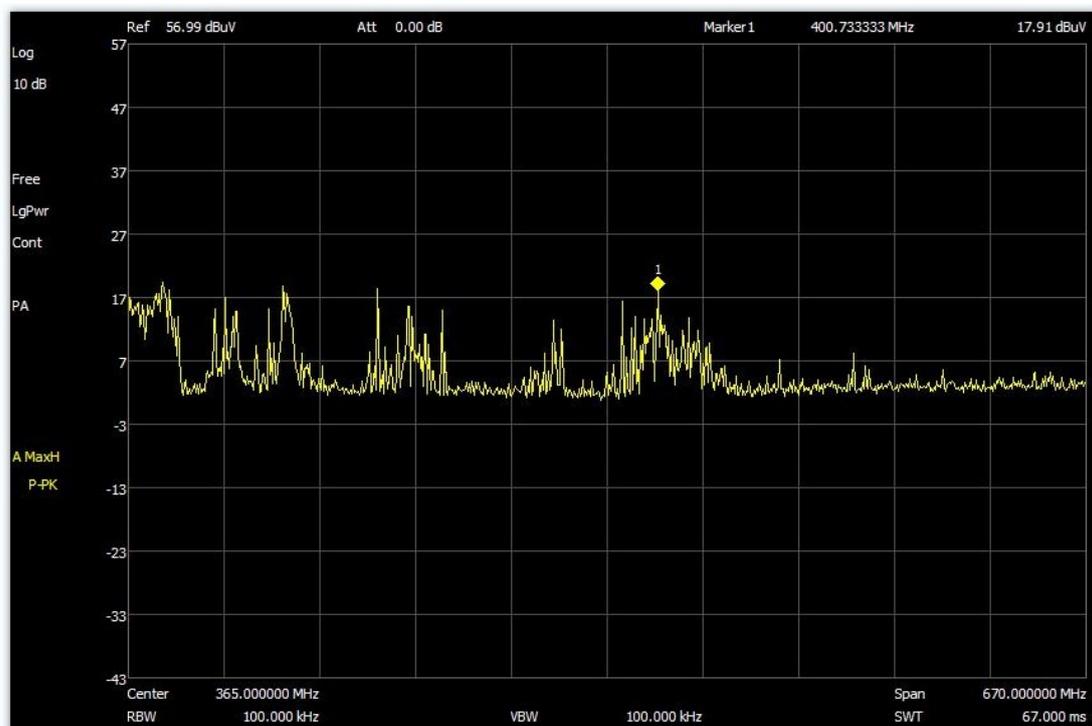
从上述 4 个图中可知，不管滤波板上的电容采样什么样的组合，只要滤波板中间的圆圈地与马达外壳焊接形成可靠接触，就能增加从马达正极到滤波板正极通道上的衰减（10-20dB），说明滤波板中间的圆圈地与马达外壳焊接能大大降低共模阻抗，就有利于大大减少共模干扰。

## 七、实际噪声对比滤波板中间圆圈地与马达外壳是否焊接的测试数据

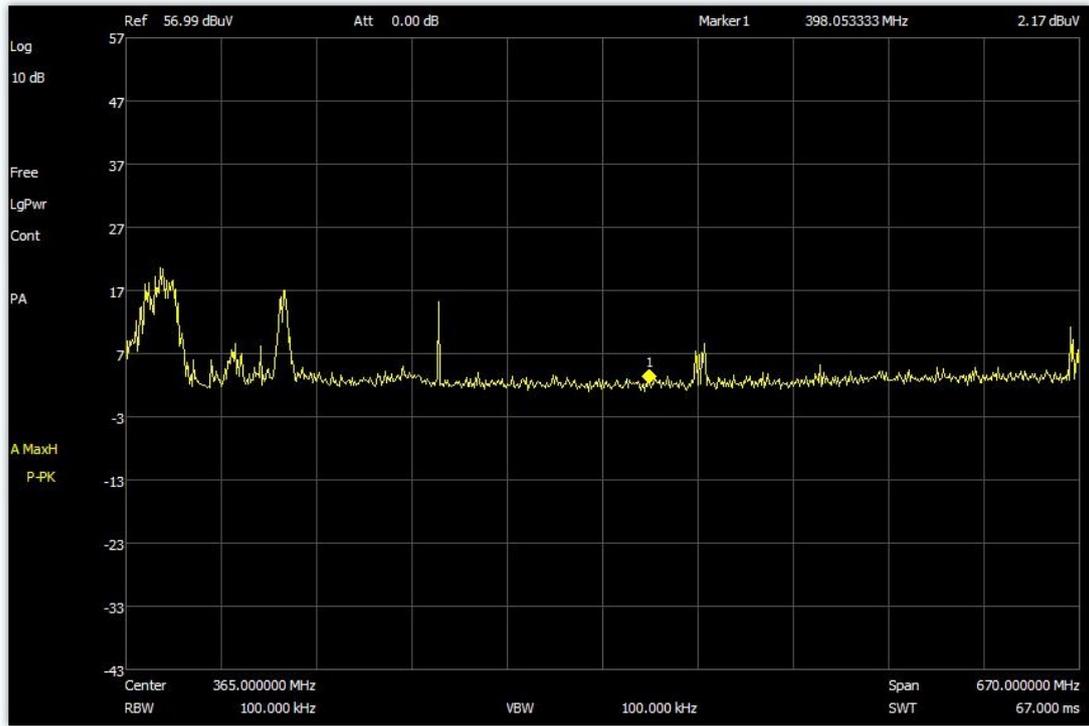
下面通过传导模式来实测滤波板中间的圆圈地与马达外壳是否焊接的干扰数据差别：



图五：宝马滤波板原始参数+共模电感测得的传导干扰值

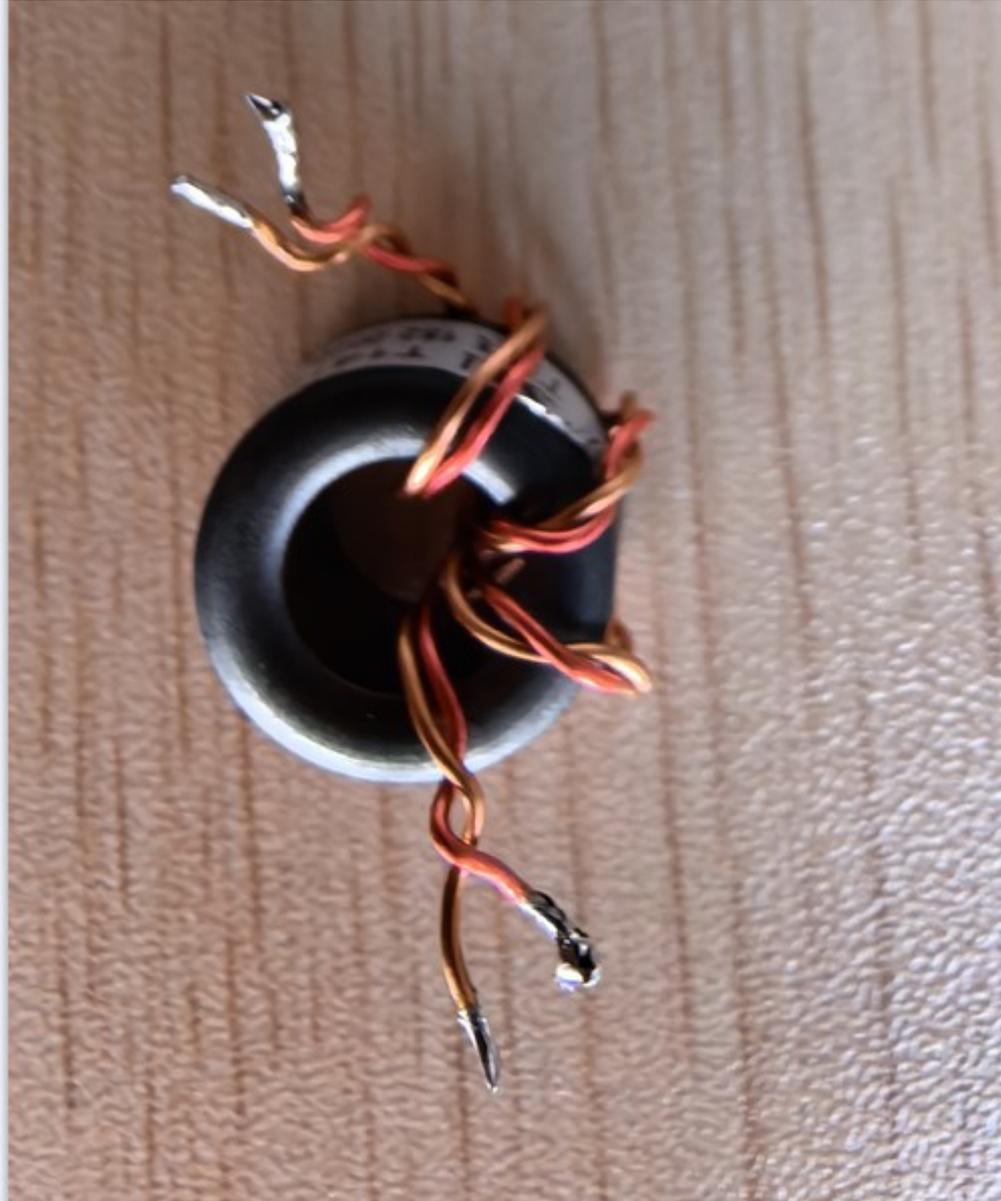


图六：宝马滤波板原始参数+滤波板中间圆圈地与马达外壳焊接测得的传导干扰值



图七: 宝马滤波板原始参数+共模电感+滤波板中间圆圈地与马达外壳焊接测得的传导干扰值





图九：手工绕制的共模滤波电感

从上面图五中测得的结果可知，就算加了共模电感后，如果滤波板中间圆圈地与马达外壳焊接没有焊接，干扰值还是非常大的，当将滤波板中间圆圈地与马达外壳可靠焊接后，即使没有加共模电感，如图六所示，干扰值也降低了 15dB，如果再加上共模电感，干扰又会进一步降低，几乎测试不到很明显的干扰，如图七所示。

## 八、总结直流马达 EMC 问题关键及解决思路：

从上面的实验可知有以下几点需要关注：

1. 由于滤波板共模地到马达外壳的路径存在阻抗，因此滤波板的组合电容值反而不是特别重要，关键是要控制滤波板的共模地与马达外壳的高频阻抗非常重要，虽然滤波板共模地与马达外壳通过泡棉是直流相通的，但高频阻抗不一定非常低，只有滤波板共模地到马达外壳通道的高频阻抗足够小才能大大降低共模噪声干扰。
2. 通过优化马达，控制马达产生的高频噪声是最优的方式，如果无法优化马达，只能通过下面这些外加措施来解决干扰问题。
3. 如果马达噪声本身较小，或者只是某些特定的较低频点较高（200MHz 以下），可能通过在马达里面加电容、串电感或者外部马达正负极串磁棒电感得到解决。当磁棒电感通过一段电源线远离马达正负极后，即使对稍微高的频率可能也失去了噪声抑制作用，因为 100MHz 以上的噪声也会通过这看似一小段电源线（5-10cm）产生辐射。
4. 如果马达本身的噪声是宽频的，但能控制到一定水平，可以通过加 EMC 滤波板通过导电泡棉与马达外壳连接来达到车载 class5 标准，以及在电源线上靠近滤波板的位置加磁环来解决部分低频问题。
5. 如果马达本身的噪声不仅是宽频的，而且较高，加 EMC 滤波板通过导电泡棉与马达外壳接触满的方式足不了车载 class5 标准，可以尝试通过下面两个措施来实际测试来看是否能满足车载 class5 标准：
  - 1) 加共模电感滤波器，但这个需要增大滤波板，需要结构重新改动，A84H 在不加之前在暗室测试过不了 class5 标准，加了串在滤波板与电源线之间如图九所示的手工绕制的滤波电感后能通过 class5 标准。
  - 2) 想办法把滤波板中间圆圈共模地与马达外壳直接接触（焊接或是通过导电布、铜之类的导体连接），但这个实际操作较困难。
6. 如果马达本身的噪声是宽频的，并且非常高，单独加共模滤波电感或滤波板中间圆圈地与马达外壳焊接其中之一措施也满足不了车载 class5 标准，则可能需要同时采取这两项措施，但此方案不仅成本会较贵，也需要结构重新设计，还要考虑如何将滤波板的共模地与马达外壳有效连接的问题，把滤波板中间的圆圈地与马达外壳焊接实际操作较困难。
7. 增加滤波板上电容的数量有利于降低共模阻抗，减少共模噪声。
8. 如果高频段辐射是由马达散热孔引起的，还需要在马达的散热孔处贴铜网来屏蔽孔缝泄漏。
9. 共模滤波电感的正确使用非常重要，共模滤波电感不能靠近马达外壳或滤波板上的共模地。当功率滤波电感焊在 PCB 上，要保证输入输出的隔离，要远离辐射体和金属，同时要掏空共模滤波电感下面的地，使共模地（正反面）至少离共模滤波电感 3mm 以上距离。否则，如果不正确的使用共模滤波电感根本就起不到正常的作用。
10. 电源线不能缠绕马达或者从马达下面通过，电源线要远离马达。
11. 使用不同共模滤波电容值的组合和单一电容值并联重复问题，前面我们已经从理论上分析和仿真不同电容值的组合会产生极小阻抗点和阻抗尖峰点，单一电容值并联理论上只有一个串联谐振极小阻抗点，没有阻抗尖峰点。但考虑电容在 PCB 上不同位置的分布，路径寄生电感的存在以及共模路径本身存在的阻抗波谷和波峰点，因此是用单一电容值并联重复最好还是用组合电容值最好并不是绝对的，需要通过实际测试选择最优方案。