

[滤波器]

基于 Multisim 仿真的直流充电机 EMI 滤波器设计

文/湖北追日电气股份有限公司 范挺 张隼

从无源低通 LC 滤波器电路原理入手，将滤波器插入损耗推导转化为电压衰减量，分析计算 LC 滤波器引起的电压衰减量，并基于此介绍二阶 EMI 滤波器的设计和计算方法，然后利用 Multisim 电路仿真验证计算结果。最后简要介绍归一化方法在 EMI 滤波器设计上的应用。

随着电动汽车应用的逐步普及，对于电动汽车直流快速充电机（以下简称充电机）的需求越来越广泛。目前市面上单台充电机大多由多个 20~30 kW 模块化的充电模块组成，无论是 IEC 标准还是 GB 标准，对充电模块和充电机都有 EMC 的要求。虽然充电模块自身设计了 EMI 电路，但是从实际应用和测试效果来看，充电机仍然要有合理的 EMI 设计，否则难以满足认证的要求。

本文从无源低通 LC 滤波器电路原理入手，将滤波器的插入损耗转换为负载电压衰减量，以此来分析和计算，介绍 EMI 滤波器的设计方法和步骤，并通过 Multisim 仿真来验证。最后还介绍了归一化设计方法的应用。

充电机 EMC 传导骚扰的原理和 EMI 滤波器

1. 充电机 EMC 传导骚扰的原理

电磁兼容（EMC）是指设备在预期的电磁环境中能正常工作，并满足 EMC 标准要求。电磁干扰（EMI）的测试项目包含传导骚扰、辐射骚扰、谐

波电流、电压波动和闪烁等。干扰根源的电压/电流产生不必要的变化，如 du/dt 、 di/dt ，通过导线传递给其他设备造成危害的即为传导骚扰。

充电机的充电模块由三相 PFC 整流+DC/DC 隔离变换器构成，所以充电机的交流侧为三相三线，直流侧 DC+、DC- 输出为不接地系统。充电模块产生的电磁骚扰主要是因为高频开关电路产生的 dU/dt 具有较大幅度的脉冲。高频开关电路的负载是 PFC 电感和隔离变压器，隔离变压器的线圈本质也是电感。在开关管导通瞬间产生较大的浪涌，在电感上感应出尖峰电压，在开关管关断瞬间电感同样产生尖峰电压。这种电压噪声通过耦合电容传递到输入/输出端，形成传导骚扰电流。

2. 充电机的 EMI 滤波器

充电机的交流侧 EMI 滤波器为三相三线制，典型拓扑如图 1 所示。

三相三线滤波器可看作由三个单相滤波器组成的，中间电感为共模电感，由三相火线同时、同向在相同磁环上绕制而成；左侧线-线之间为 X 电容，

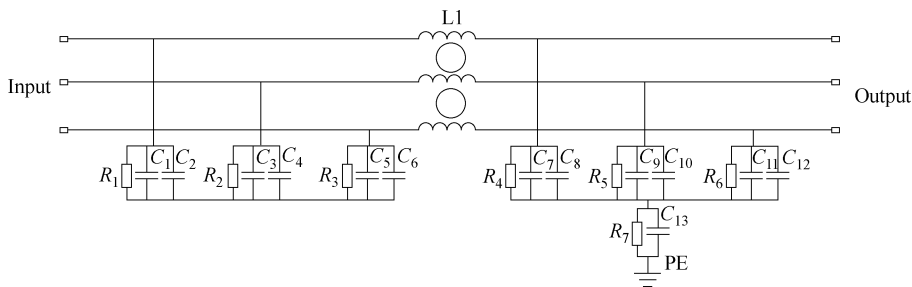


图1 充电机交流侧 EMI 滤波器典型拓扑

右侧线-线之间为 X 电容，线-PE 为 Y 电容。右侧对地电容由 X 电容与 Y 电容串联后，由于 X 电容远大于 Y 电容，所以等效只有 Y 电容。电阻阻值一般为兆欧级，用于电容放电。

为了便于分析和介绍，本文主要对单相 LC 滤波电路作分析和计算。

充电机直流侧由于充电机标准对 Y 电容有限制，总的电容值不能大于 $0.4 \mu\text{F}$ ，而单个充电模块直流侧本身有 Y 电容，因此充电机直流侧不宜再增加 Y 电容，可以采用共模磁环来抑制传导骚扰。

EMI 滤波器插入损耗和电压衰减量的关系换算

1. EMI 滤波器插入损耗的计算

插入损耗 IL 是用来衡量 EMI 滤波器效果好坏的指标，指的是功率衰减。插入损耗与电压衰减不同，不是转移函数，因此不便于进行仿真，给设计带来了不便。

由插入损耗的定义知插入损耗的公式为

$$IL = 10 \lg \left(\frac{P_1}{P_2} \right) = 10 \lg \left(\frac{\frac{U_1^2}{R_L}}{\frac{U_2^2}{R_L}} \right) = 20 \lg \left(\frac{U_1}{U_2} \right)$$

在 EMC 领域里通常用 $\text{dB}\mu\text{V}$ 来表示电压值，即

$$\text{dB}\mu\text{V} = 20 \lg \left(\frac{U(\text{V})}{10^{-6}} \right)$$

由插入损耗公式进行如下推导

$$\begin{aligned} IL &= 20 \lg \left(\frac{U_1}{U_2} \right) = 20 \lg \left(\frac{U_1}{10^{-6}} \right) - 20 \lg \left(\frac{U_2}{10^{-6}} \right) \\ &= U_1(\text{dB}\mu\text{V}) - U_2(\text{dB}\mu\text{V}) \end{aligned} \quad (1)$$

插入滤波器前后电路如图 2、图 3 所示。其中， U_1 为插入滤波器前负载电压； U_2 为插入滤波器后负载电压。

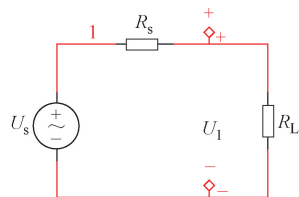


图2 插入滤波器前电路图

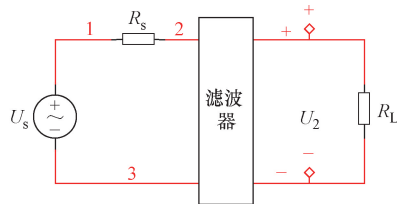


图3 插入滤波器后电路图

由式 (1) 可以看出，插入损耗 I_L 可以看成滤波器插入前后负载电压 $\text{dB}\mu\text{V}$ 值之差。在进行 EMC 传导骚扰测试时，先测出插入滤波器前的负载电压值 $U_1(\text{dB}\mu\text{V})$ ，根据标准限值选取插入滤波器后所需要的电压值 $U_2(\text{dB}\mu\text{V})$ ，为保证实际应用时的滤波效果，留 10 dB 裕量，则由式 (1) 得出待设计滤波器的插入损耗 I_L 。

2. EMI 滤波器电压衰减量与插入损耗的关系

对插入损耗的公式进行推导可得出

$$I_L = 20 \lg \left(\frac{U_1}{U_2} \right) = 20 \lg \left(\frac{U_1}{U_s} \right) - 20 \lg \left(\frac{U_2}{U_s} \right) = \Delta U_1 - \Delta U_2 \quad (2)$$

由式 (2) 可以看出，插入损耗 I_L 还可以看成滤波器插入前后负载电压衰减量的差。其中 ΔU_1 指无滤波器时负载上电压衰减量， ΔU_2 指有滤波器时负载上电压衰减量。计算出这两个衰减量再相减，就可以得出插入损耗的值。其中 ΔU_1 和 ΔU_2 可以很容易地用 Multisim 的波特图仪器仿真出来，以验证设计好的滤波器的 I_L 是否满足要求。

通过式(2)将插入损耗转化为电压衰减量,可以方便地进行电路仿真验证。

滤波器的拓扑结构分析和确定

EMI滤波器一般由以 C_L 、 L_C 、 π 和T形四种基本单元构成。二阶EMI滤波器的典型结构如图4所示,由共模电感 L 、共模电容 C_y 和差模电容 C_x 组成的LC滤波电路。滤波器的一端接电源,另一端接需要抑制骚扰的负载。对于充电机来说,滤波器的电源端就是指市电网,负载端就是指充电模块。

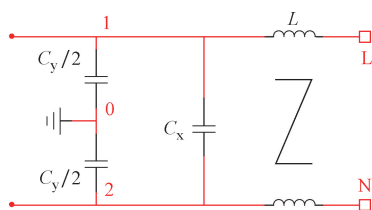


图4 典型EMI滤波器结构

LISN是电源端口L/N传导骚扰测试的关键设备。在电源L/N侧,接收机和LISN互联后,等效阻抗分别为L/N对地的两个 50Ω 电阻,电源端口传导骚扰的试制就是测试这两个 50Ω 电阻的电压。共模骚扰电流流过的途径是两个 50Ω 电阻并联,即 25Ω 。差模骚扰电流流过的途径是两个 50Ω 电阻串联,即 100Ω 。插入EMI滤波器后的电路可以分解为共模滤波、差模滤波等效电路,如图5、图6所示,其中骚扰源指充电机,骚扰源内阻为 Z_s ,共模电感为 L_{cm} ,漏感等效为差模电感 L_k ,滤波器负载是测试设备的等效电阻。

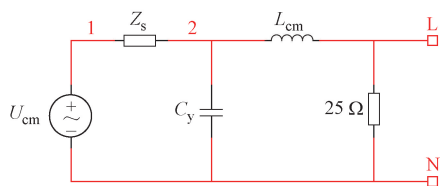


图5 共模滤波集总等效电路

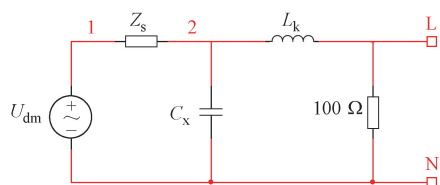


图6 差模滤波集总等效电路

滤波器级数越多,衰减量越大,但同时尺寸越大,成本越高。对于充电机来说,采用二阶(单级)LC或CL低通滤波电路即可,如果需要更多级数的滤波器,可以采用归一化模型来转换,可避免复杂计算。

截止频率的计算

截止频率也称为转折频率,是指信号幅值被衰减到-3dB点的频率。其结果近似等于LC谐振频率,因此可近似采用谐振频率公式来计算

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

LC滤波电路是一个二阶无源电路,以LC型滤波电路为例,对信号的衰减特性即为电容上的电压幅频特性,推导如下

$$H(\omega) = \frac{\vec{v}_c}{\vec{v}} = \frac{\vec{z}_c}{\vec{z}_c + \vec{z}_L} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + j\omega L} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC} = \frac{1}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} = \frac{1}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}$$

$$\text{令 } x = \frac{f}{f_0}$$

则上式化为

$$H(x) = \frac{1}{1 - x^2}$$

对上式取对数将结果用分贝表示,即可转化为EMC领域中二阶LC滤波器的衰减量,表达式为

$$20\lg H(x) = 20\lg \frac{1}{1 - x^2} = 20\lg(x^2 - 1), x = \frac{f}{f_0}$$

式中, f 为骚扰源频率; f_0 为滤波器固有频率,即截止频率。

设待设计滤波器的衰减量为 y ,则有 $20\lg(x^2 - 1) \geq y$,即 $y \leq 20\lg(x^2 - 1) \approx 40\lg \frac{f}{f_0}$,表明衰减呈40dB/10速率增加,即每10倍频(相对于截止频率)增加40dB。

进而还可以推出

$$\frac{f}{f_0} = x \geq \sqrt{10^{\frac{y}{40}} + 1}$$

所以待设计滤波器的截止频率 f_0 与骚扰源频率

f 所需衰减量 y 的关系为

$$f_0 \leq \frac{f}{\sqrt{10^{\frac{y}{20}} + 1}}$$

举例：若充电机交流电源端口测试需满足在 150 kHz 频点，插入滤波器后负载电压衰减量为 20 dB，代入上式可计算出

$$f_0 \leq 50 \text{ kHz (取整)}$$

即待设计滤波器的截止频率要小于 50 kHz。

EMI 滤波器元件参数的计算

1. Y 电容容值的计算和选取

Y 电容根据安规中的漏电流要求计算容值

$$C_{y\max} = \frac{I_g}{2\pi f_m U_m} \times 10^6$$

式中， I_g 为最大漏电流； f_m 为滤波器额定工作频率 50 Hz； U_m 为滤波电容工作电压，对于交流三相三线滤波器来说，电容工作电压为相电压 220 V。

根据 IEC 380 标准要求漏电流 I_g 不大于 3.5 mA，将这些值代入上式得

$$C_{y\max} = 50.7 \text{ nF} \approx 47 \text{ nF}$$

选取常用电容值 47 nF，所以交流侧滤波器 Y 电容容值 $C_y = 47 \text{ nF}$ 。

充电机安规标准对直流侧 Y 电容大小有明确规定，输出 500 V 的充电机直流侧 Y 电容 $\leq 0.4 \mu\text{F}$ ，充电模块数量超过 10 个后会超过这个值，因此充电机直流侧的滤波器不能有 Y 电容。通常采用磁环来抑制直流侧传导骚扰。实测充电机直流侧 EMC 传导的曲线，超标的频带主要为 1~3 MHz。选取安泰科技的共模磁环 CC181，实测频率-阻抗特性曲线如图 7 所示。

实际电感在高频特性下表现为 LC 并联特性，待抑制频率低于电感谐振点，并且尽量获得较大阻抗，才是最合适的。图 7 中，在 1~3 MHz 下共模磁环的阻抗为千欧级，相比测试负载 25Ω 较大，因此可以获得较好的抑制效果。

2. 共模电感计算和选型

设计目标是滤波器在 150 kHz~30 MHz 频带内都满足插入损耗值，对于 LC 低通滤波器来说，选取的截止频率低于这个频带。

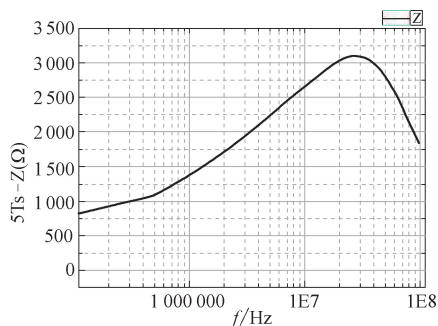


图 7 安泰科技 CC181 纳米晶磁环频率-阻抗曲线

前面已介绍，若在 150 kHz 频点需要 20 dB 的衰减量，则可计算出共模截止频率 $f_{cm} = 50 \text{ kHz}$ 。

由共模截止频率

$$f_{cm} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{cm} c_y}}$$

将 $f_{cm} = 50 \text{ kHz}$ 、 $2c_y = 47 \text{ nF}$ 代入上面的共模截止频率公式可计算出共模电感 $L_{cm} = 0.22 \text{ mH}$ 。

前面介绍过，直流侧只能通过增加磁环来抑制传导骚扰。同样的，直流侧也以共模抑制为主，这就要根据骚扰源频率、磁环特性和充电机的安装方式来选择合适的共模磁环。

3. 差模电感的计算和选取

差模电感 L_k 的值一般取共模电感的 0.5%~1%，利用共模电感的漏感作为差模电感，节省空间和成本。 f_{dm} 仍取 50 kHz。

由 $L_{cm} = 0.22 \text{ mH}$ ，故 L_k 的范围是 1.1~4.4 μH 。差模截止频率

$$f_{dm} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_k c_x}}$$

根据截止频率公式可计算出 c_x 的范围是 2.2~9.2 μF 。

假设 L_k 取 1%，则 $L_k = 2.2 \mu\text{H}$ ，可得差模电容 $c_x = 4.7 \mu\text{F}$ 。

4. 用 Multisim 软件对设计的共模滤波电路的插入损耗进行仿真验证

由 EMC 共模传导骚扰测试等效电路，源阻抗用 1 nF 电容等效，负载为 25Ω ，建立集总参数模型如图 8、图 9 所示。

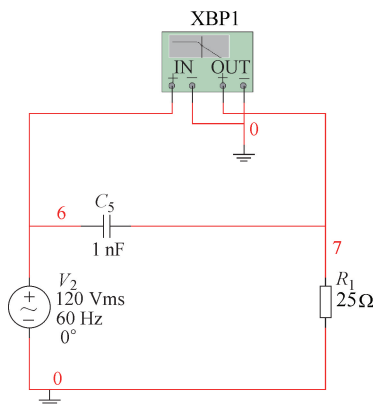


图 8 插入滤波器前的共模等效电路

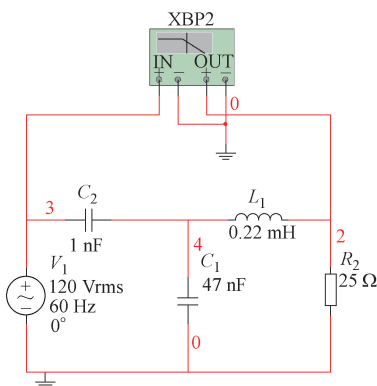


图 9 插入滤波器后的共模滤波等效电路

XBP1、XBP2 为波特图仪器，Y 轴的刻度为 $20\lg\left(\frac{V_o}{V_i}\right)$ ，通过 XBP1、XBP2 分别测试插入滤波器前后负载电压衰减量如图 10 所示。

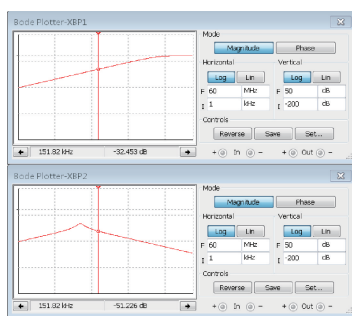


图 10 插入滤波器前后负载电压衰减量

读取、计算一系列频点的值，列表如下。

在 50 kHz 出现的放大受源内阻是容性阻抗影响出现谐振造成的。

在设计截止频率 150 kHz 处，滤波器的插入损耗等于 $-32\text{ dB} - (-51\text{ dB}) = 19\text{ dB}$ ，与设计前期目标 20 dB 吻合。见表 1。

表 1 频率与插入损耗

频率 f/Hz	插入损耗 I_L/dB
50 k	-8
150 k	19
300 k	31
500 k	40
1 M	53
1.5 M	59
5 M	78
15 M	91
30 M	98
50 M	102

在 50 kHz ~ 50 MHz 范围内的下降趋势受源阻抗、负载阻抗影响，没有完全稳定在 40 dB/10，因成品滤波器制作后测试的插入损耗曲线是在 50 Ω 标准条件下测试的，但实际应用时，受源阻抗、负载阻抗影响，效果会打折扣。

根据阻抗类型来选择合适的滤波器型式

对于充电机交流侧 EMI 滤波器来说，骚扰源为充电模块开关管阻抗属于容性高阻抗，负载阻抗为 25 Ω，根据阻抗失配原则，滤波器输入侧应为低阻抗，输出侧应为高阻抗，因此选用 CL 型滤波器可获得较大阻抗失配。

利用 Multisim 仿真对上述已计算的共模滤波电路进行仿真，比较 LC 型和 CL 型滤波电路的衰减特性。首先对共模 EMI 滤波电路进行集总参数的建模，根据充电模块骚扰源特性，以 100 pF 电容来模拟源阻抗，根据 EMC 传导骚扰测试实质知负载为 25 Ω 电阻。

由仿真结果可以看出，采用 CL 型滤波效果比 LC 型好，因此对于制作好的滤波器，安装时要注意方向，不要将输入、输出方向接反，否则会影响效果。

归一化设计方法的应用

根据归一化低通滤波器的设计理论，归一化设计是指由特征阻抗为 1 Ω 且截止频率为 $1/(2\pi)\text{ Hz}$ ($\approx 0.159\text{ Hz}$) 的基准滤波器，通过简单计算改变元件参数值，得到另一个特征阻抗和截止频率的滤波器。

LC 滤波器的特征阻抗指发生 LC 串联谐振时的回路阻抗, 记为

$$Z_0 = \omega_0 L \text{ 和 } \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

如图 11 所示, 滤波器的截止频率为 1 kHz, 特征阻抗 $Z_0 = 100 \Omega$, 用 Multisim 进行电路仿真, 测量滤波电路输入阻抗 Z_{in} (该电路中为 $V_2/I(L_1)$), $f=f_0=1 \text{ kHz}$ 时, $Z_{in}=97 \Omega \approx Z_0$ 。且 Z_{in} 与 f 成正比, 上升斜率为 $k=\frac{Z_0}{f_0}$ 。

所以输入阻抗与频率的关系有

$$Z_{in} = kf = \frac{Z_0}{f_0} f \quad f \geq f_0$$

当 Z_{in} 上升至等于 Z_s 时, 又出现阻抗匹配的情况, 继续上升才会逐渐增大阻抗失配效果, 如图 11 所示。

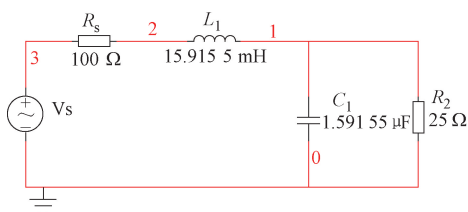


图 11 电路仿真

将图 11 中 LC 滤波器反接, 形成 CL 型滤波器, 如图 12 所示, 仍用 Multisim 进行输入阻抗仿真, 测量滤波电路输入阻抗 Z_{in} (该电路中为 $\frac{V_4}{I(L_1)+I(C_2)}$), 可以看出 $f=2f_0=2 \text{ kHz}$ 时, $Z_{in}=100 \Omega=Z_0$ 。随着频率增大, Z_{in} 逐步减小, 与源阻抗失配性更好。当知道源阻抗 Z_s 时, 设计 $Z_0 \leq 10 Z_s$, 则满足源端极大失配条件。由于充电机的骚扰源阻抗为千欧级, 综上所述, 选择 $Z_0=100 \Omega$ 可同时满足源端和负载端的极大失配条件。同时也可以看出对于源阻抗为高阻时, 选择 CL 滤波器的失配性更好。

巴特沃斯型滤波器是应用较广泛的一种低通滤波器。二~四阶的巴特沃斯型归一化模型如图 13 所示。

以二阶巴特沃斯归一化模型为基准, 第一步是变换截止频率, 即先求出待设计的截止频率与基准截止频率的比值 M , 再用这个 M 去除滤波器的基准

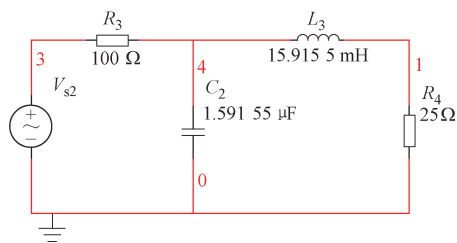


图 12 LC 滤波器反接

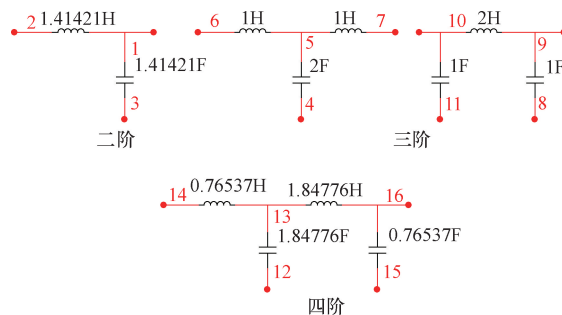


图 13 巴特沃斯型归一化模型

元件参数; 第二步是变换特征阻抗, 即先求出待设计的特征阻抗与基准特征阻抗的比值 K , 再用这个 K 去乘以基准滤波器中的所有电感元件值, 和用这个 K 去除基准滤波器中所有电容元件值。

即 M = 待设计滤波器截止频率/基准滤波器截止频率

K = 待设计滤波器特征阻抗/基准滤波器特征阻抗

由 $C_y = 50 \text{ nF}$, $Z_0 = 100 \Omega$, 设截止频率为 f_0 , 由归一化方法可计算出

$$K = \frac{100}{1} = 100$$

$$M = \frac{1.41421}{KC_y} = 282.842$$

$$L_{cm} = \frac{1.41421K}{M} = 0.5 \text{ mH}$$

至此已计算出滤波器共模参数 $C_y = 50 \text{ nF}$, $L_{cm} = 0.5 \text{ mH}$, 验算一下截止频率

$$f_0 = \frac{M}{2\pi} = 45 \text{ kHz}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \approx 31.8 \text{ kHz}$$

(下转第 73 页)

(续)

输入点	元件代号	元件功能	输出点	元件
X015	SB12	泵 2 卸荷		
X016	SQ1	C1 缸进		
X017	SQ2	C1 缸退, C2 缸进		
X021	SQ3	泵 2 卸荷, 泵 1 卸荷		
X022	SQ4	泵 1 卸荷, 泵 2 卸荷		

PLC 的外部连接如图 3 所示, 输入点有 16 个, 输出点有 10 个, 通过 PLC 实现不同的动作。

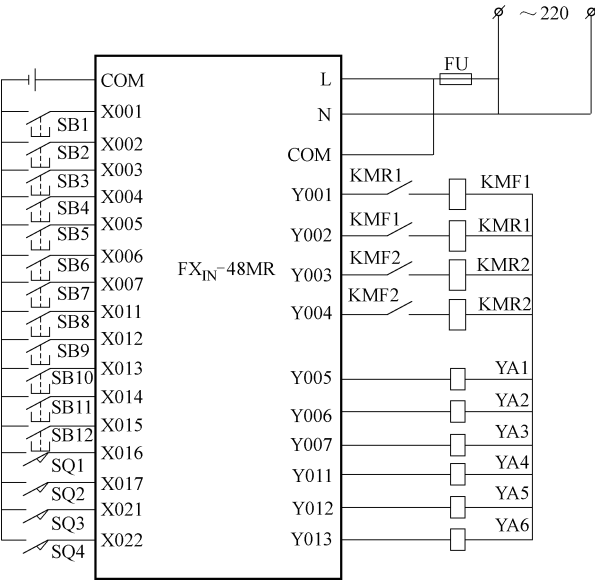


图 3 PLC 外部连接图

结束语

在工程中若运用 PLC 控制的液压控制系统, 使系统模块化、简洁化, 缩减设备体积, 在工作中其性能更加稳定, 数模转换更加简洁明了。在后期设备的维护、修改制作以及安装调试中, 节省时间, 缩减工程量。液压系统正在逐步走向数字化, 操控更加方便易懂, 制造成本逐渐缩减, 改善了旧系统中手动操作的误差性、不可控性, 解决了响应速度缓慢和控制不方便等弊端。在 PLC 控制的液压系统中, 工作时噪声减少, 有效改良了工作环境; 降低了制造成本, 提升了性价比; 并且试验液压系统的特性性能相对提高, 液压系统的使用时间更长久, 自动化程度更高。

总之, PLC 是最为有利于实现机电液一体化的设备, 为其后续生产平稳可靠、高效率的工作提供了保障, 为我国自动化水平的提高做出很大的贡献。**EA**

(收稿日期: 2021-04-14)

(上接 64 页)

得出的截止频率约为实际谐振频率的 $\sqrt{2}$ 倍, 这是巴特沃斯归一化模型本身的参数决定的, 不影响实际使用效果。

将得出的参数与前面介绍的常规方法设计进行比较, 电感参数增大一倍多, 截止频率接近, 可以预见这样设计的滤波器也是符合要求的。

如果需要更明显的滤波效果, 可选择三阶或四阶滤波器, 此时利用上面计算好的 M 和 K 值, 代入到巴特沃斯三阶或四阶归一化模型, 就可简便地计算出滤波器参数, 最后再对电感、电容参数调整到方便选型即可。这也是常规设计法所不具备的优势。

结束语

滤波器的插入损耗可以转化为滤波器插入前后负载电压衰减量之差, 这样就可以方便地在电路中进行计算和仿真了。本文是基于集总参数模型来讨论分析的, 随着频率升高, 滤波器的寄生参数对结果的影响会增大。对以二阶低通 LC 电路为基本单元的 EMI 滤波器进行了分析和计算, 并详细介绍了充电机 EMI 滤波器的设计方法和步骤。利用 Multi-sim 电路仿真软件, 对滤波器插入前后的集总共模滤波电路建模仿真, 采用波特图仪器快速分析验证。简单介绍了归一化设计方法在 EMI 滤波器设计上的应用, 尤其对于高阶电路的滤波器设计可以利用归一化模型进行快速设计, 避免复杂运算。**EA**

(收稿日期: 2021-04-14)