

挂接三相逆变器的直流电网共模传导干扰研究

单潮龙, 马伟明, 王铁军, 张俊洪

(海军工程大学舰船电气工程系, 湖北 武汉 430033)

RESEARCH ON COMMON-MODE CONDUCTED EMI OF DC POWER SUPPLY WITH A THREE PHASE INVERTER

SHAN Chao-long, MA Wei-ming, WANG Tie-jun, ZHANG Jun-hong

(Electric Engineering Department, Naval Engineering University, Wuhan 430033, China)

ABSTRACT: In this paper, common-mode conducted electromagnetic interference (CM EMI) of DC power supply with a 3-phase inverter is researched. Based on the study of CM EMI spreading paths, a new CM EMI frequency-domain equivalent circuit is presented, and a CM EMI source generated by power electronic switches is also studied. By using the measured frequency-domain impedance characteristic of motor and devices in experiment, CM EMI of the DC power supply system with a 3-phase inverter is studied between 0Hz and 150kHz. The result is agreed with experiment results. Therefore, the CM EMI frequency-domain equivalent circuit and CM EMI source proposed in paper are valid. Besides, some CM EMI characteristics of the system are given.

KEY WORDS: DC power supply; EMC; Inverter; Motor

摘要: 研究了直流电网挂接一个三相逆变器的共模传导干扰问题, 通过研究共模传导干扰的传播途径, 得到一个新的共模传导干扰频域等效电路, 并提出一个由逆变器中电力电子开关产生的共模干扰源, 利用实验得到的电机及有关器件的频域阻抗特性, 对直流电网挂接一个逆变器的在0~150kHz频段的共模传导干扰进行了计算研究, 与实验结果比较基本一致, 证明文中提出的共模传导干扰频域等效电路及干扰源的正确性, 并给出了挂接一个三相逆变器的直流电网共模传导干扰的特征。

关键词: 直流电网; 电磁兼容; 逆变器; 电机

1 引言

目前, 船舶直流电网存在许多电磁兼容问题, 这些问题很大程度上是由于其直流电网上挂接了一些易产生干扰的电力电子设备如 PWM 逆变器、斩波器等造成的, 如图 1, 这些电力电子设备工作时, 其中的电力电子器件在高频信号控制下的开关作用

不可避免地会产生很高的 du/dt 和 di/dt , 由此产生严重的、急待解决的传导干扰和辐射干扰问题^[1]。随着技术的发展, 逆变器、斩波器体积越来越小, 其高频寄生参数的影响越来越大, 它会在输入输出电压电流中产生高频振荡, 而且产生共模干扰加剧交流电机的轴承电流, 成为造成电机损坏的主要原因之一^[2]。

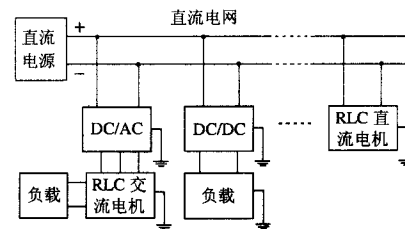


图 1 直流电网

Fig.1 DC power supply network

早期对电力电子设备的电磁兼容研究较多集中在单个开关电源的研究, 目前, 对于三相 PWM 变频器驱动电机系统交流侧的传导干扰的时域频域研究已有一定进展^[3-4], 对于单相逆变器也有人研究过^[5-6], 对于图 2 所示的挂接一个三相 PWM 逆变器的直流电网系统, 除了要考虑电力电子开关的作用外, 还要考虑较为复杂的交直流电缆寄生参数、逆变器的寄生参数和非线性异步电机负载等因素, 此外, 实验显示电机在 RF 频段呈现很复杂的特性^[3], 则研究有一定难度。实验表明, 在挂接逆变器直流电网的传导干扰中, 占主要的是共模干扰, 因此本文重点研究挂接一个三相逆变器的直流电网 0~150kHz 共模传导干扰。目前, 对此领域进行研究的较少, 则本文的研究工作是有意义的, 对此研究有助于深入理解直流电网的 EMC 特性及找

到有效的 EMI 抑制措施，对提高船舶直流电网电磁兼容性有重要意义。

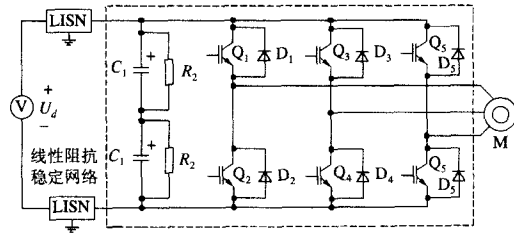


图 2 挂接一个 PWM 逆变器的直流电网

Fig.2 DC power supply network with a PWM inverter

传导干扰分析的方法可分为时域法^[7]和频域法，频域法在许多方面优于时域法，尤其是在高频段传导干扰分析中时域法无能为力，本文主要采用频域等效电路法对 0~150kHz 频段的共模干扰进行研究，目前，已有一些频域法 EMI 分析的文献 [3-4]，但是由于所考察的对象不同，其结论只有参考价值，有些文献为了得到频域等效电路，所作的简化过多，干扰源模型也较为简单，传播途径分析不完善。本文针对挂接一个逆变器的直流电网的具体特点，详细分析了其共模传导干扰的传播途径分析，提出了其对应的共模频域等效电路，此外定量研究了其共模干扰源的特性，测量并分析了异步电机的频域阻抗特性，提出了其等效 RLC 电路模型，最后通过仿真得到了与实验吻合的挂接一个逆变器的直流电网共模干扰特性。

2 挂接一个逆变器的直流电网及其测试实验设置

进行传导干扰测量的实验系统构成如下：

- (1) 三相可控整流电源：用于提供直流电源，电压 250V；
- (2) 商用逆变器 1 台，用 7.5kW LG STARVERT-iS3 变频器改装而来，输入直流 200~310V，输出三相 220V/50Hz，IGBT 容量 40A/500V，PWM 载频 10kHz；
- (3) 异步交流机组 1 台，异步电机 220V，4kW (220V，4 极，Δ连接)，直流电机 4kW；
- (4) 10m φ4 直流电缆 2 根；2m 三芯 φ3 交流电缆 1 根；
- (5) LISN (线性阻抗稳定网络) 2 个，规格为 20A，230V，50μF/50Ω，在指定的频段里具有规定的阻抗特性；
- (6) 200 Ω 10kW 电阻箱 1 个，作为电机组的负载；

(7) 地平面：3mm 厚铝板，1.8m×1.4m。

实验时，将逆变器输入接入直流电网，输出端连接异步电机机组负载，为了进行传导 EMI 测量，在直流输入侧串入 2 个 LISN，每个 LISN 都为被测系统提供了 50 Ω 的阻抗，也防止了电源的干扰进入被测系统 (EUT)。传导干扰测量通过频谱仪观察 LISN 上规定阻抗上的电压来实现。按照前述构型，总 EMI 可以从任意一个 LISN 测出，而共模或差模 EMI 则可通过两个 LISN 测得的电压的加减得到。

在 EMC 测试中，接地布置对于实验的可重复性来说是很重要的，参照 GJB151、CISPR 等对 EMC 测量接地的要求，在实验台上放置了一个 1.8m×1.4m 铝制的大平板作为参考地平面，LISN 直接放置在该平面上，测量仪器与地平面绝缘，而逆变器散热片、电机机壳、LISN 均用电缆连于地平面，以提供一个安全的保护地，如图 3 所示。整个传导干扰测量实验布置如图 4 所示。

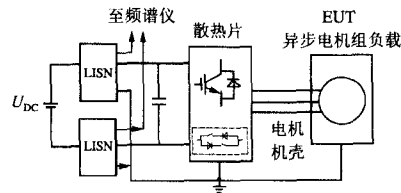


图 3 系统接地

Fig.3 System grounding

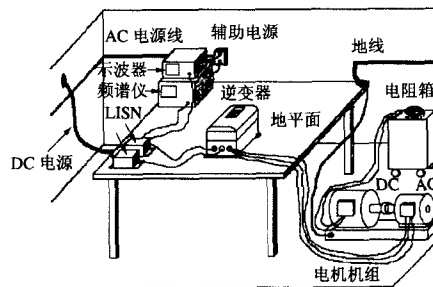


图 4 传导干扰测量实验布置

Fig.4 Test setup of conducted EMI

实验表明，DC 供电系统挂接一个逆变器后干扰较大，并有较大的高频振荡出现，图 5 为从 LISN 输出的电压波形，这种高频振荡与 IGBT 开关周围的寄生电容有关。

测得的共模传导干扰频谱如图 6 所示，可见，在 0~20kHz 频段频谱曲线呈下降趋势，在 20kHz 以上频段呈上升趋势，最大与最小值之间相差约 42dBμV，在 10kHz 的整数倍上有较强的频谱成分出现。

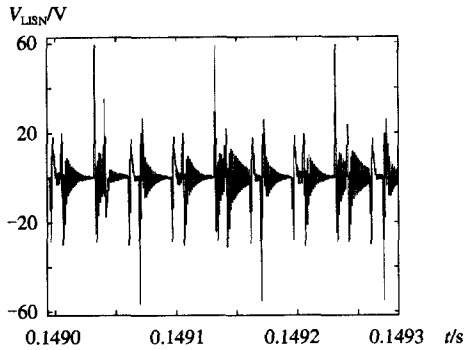


图5 LISN输出的电压波形
Fig.5 Voltage waveform of LISN output

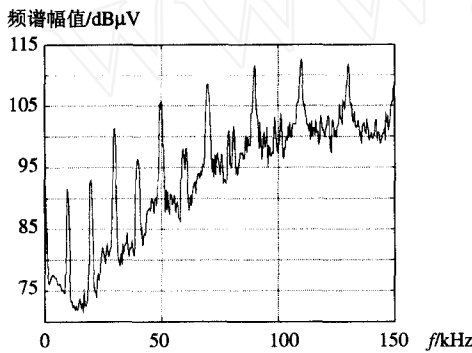


图6 测量的共模传导干扰
Fig.6 Measured CM conducted EMI

3 器件模型建立及寄生参数测量

3.1 电机绕组模型及参数测量

电机是个非线性设备, 涉及的参数很多, 要精确测量其参数较难, 由于目前只分析 0~150kHz 低频段的传导干扰, 故这里仅采用 LCR 仪近似测量有关绕组的参数, 并忽略绕组间的互感。

测量某一相绕组的阻抗时, 要消除寄生参数的影响, 实测阻抗特性如图7所示, 可见电机绕组只在 50kHz 以下的频段呈电感性, 在 $f_0=51.1\text{kHz}$ 时整个电路发生并联谐振, 在大于 51.1kHz 的频段电机绕组呈容性。

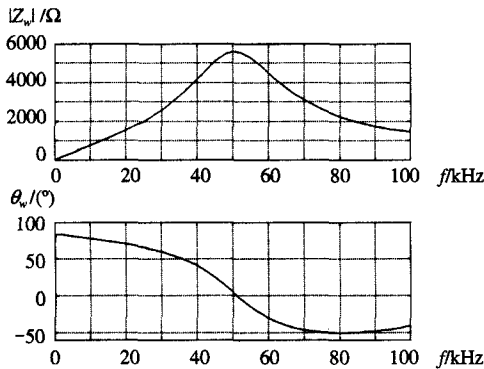


图7 实测电机阻抗特性图
Fig.7 Measured motor impedance

按照文[2]绕组阻抗的建模法可建立其对应由 RLC 构成的线性电路模型, 如图8所示, 由此仿真得到的阻抗频率特性如图9所示, 与测量结果基本吻合, 该结果优于文[2]的结果, 因为在文[2]中, 在 0~10kHz 频段测量阻抗小于 $1\text{k}\Omega$, 而仿真结果则大于 $2\text{k}\Omega$, 有很大误差, 本文的模型误差较小。

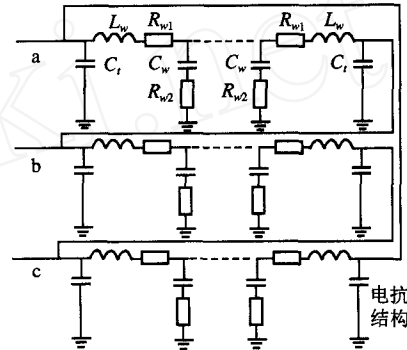


图8 RLC 等效电路
Fig.8 RLC equivalent circuit

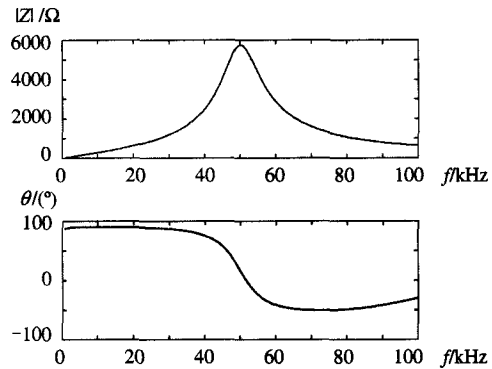


图9 仿真的电机阻抗频率特性
Fig.9 Simulated motor impedance

3.2 DC 电缆模型及参数测量

单根 DC 电缆长约 10m, 其寄生参数不能忽略, 实测阻抗频率特性如图10所示, 由于在大部分频率下, 阻抗角接近于 90° , 因此, 可以将单根

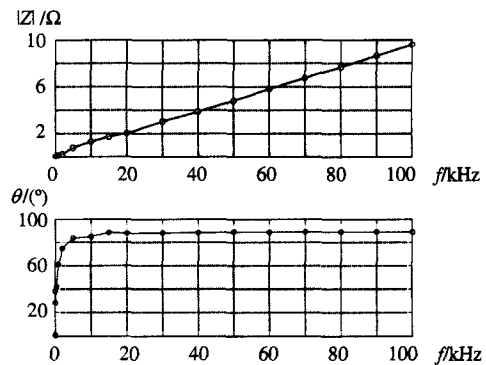


图10 测量的DC电源线阻抗模和阻抗角
Fig.10 Measured DC cable impedance magnitude and phase angular

直流电缆近似地等效为 RL 串联支路，由此算出等效 RL 串联支路电阻 $R \approx 0.09\Omega$ ，电感 $L \approx 16nH$ ，实际测量时，用 LCR 仪同时测量 2 根直流电缆短路连接的情形，测出的值除以 2 就得到单根电缆的数值，这样的好处是因 2 根电缆上的电流方向相反可以基本消除互感的影响。

3.3 异步电机定子绕组对机壳的寄生参数的测量

异步电机定子绕组 6 个端子对外壳的寄生参数可等效为 6 个 RC 串联支路，测量时，可以将 6 个端子并联起来一起测量，考虑到电机各绕组的对称性，可简化为一条 RC 串联支路，根据 LCR 仪实测阻抗频率曲线可算出 $C=1.13nF$ ， $R=600.6\Omega$ 。

4 频域共模传导 EMI 研究

4.1 干扰传播途径及共模等效电路

对于挂接一个逆变器的直流电网，其干扰源和干扰传播途径是多种多样的，但总体上，差模干扰较小。其原因是直流侧有一个很大的电容，逆变器产生的干扰被电容较大幅度地抑制了，共模干扰较大，共模干扰主要是由于电流在输入相线和系统地之间流动产生的，由于存在各种各样的寄生电容，使得高频干扰电流可以通过大地流回到直流电源，这样高频段共模干扰较大，因此可以认为该系统的传导干扰主要是共模干扰。实验发现，这种干扰频谱可延伸至几百 MHz，另外，晶闸管整流电源也会对电网产生干扰，如图 11 所示为实测晶闸管整流电源产生背景干扰频谱，可见主要是低频干扰，最大频谱值出现在 50Hz，50kHz 的干扰比最大值低了约 28dB μ V，因此若忽略晶闸管整流电源的干扰作用，会影响到几十 kHz 以下频段的结果。

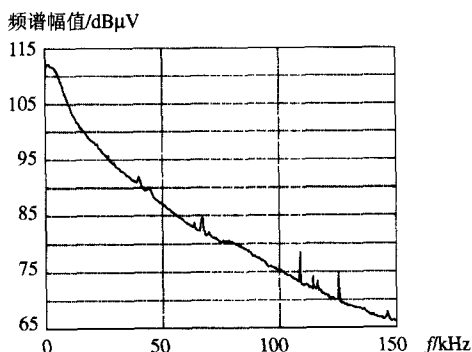


图 11 实测晶闸管整流电源产生背景干扰
Fig.11 Measured conducted EMI generated by thyristor rectifier

对于逆变器的共模电流，直流侧的大电容的正负极对高频信号近似短路，若忽略开关换向时

间，逆变器的 3 个输出端可以认为是连在一起，因此考虑共模电流时，可以将三相负载并联连接，电机电缆同样并联连接，由此可以画出图 12 所示的共模等效电路，图中给出了系统中共模电流的各种传播路径。即系统共模干扰传播的途径主要是直流电缆对地的寄生电容 C_1 、逆变器散热片对地的寄生电容 C_2 、交流电缆对地的寄生电容 C_3 ，以及电机绕组对机壳的寄生电容 C_4 等，其中直流电缆对地的寄生电容 C_1 和交流电缆对地的寄生电容 C_3 较难准确测量，可以根据传输线理论设计相应的测量方法求出寄生电容的值，电机机壳对地的寄生电容 C_4 和逆变器散热片对地的寄生电容 C_2 可以用 LCR 仪近似测量。图中 L_2 为单根交流电缆电感的 1/3， C_4 为电机端子对地寄生电容的 3 倍， C_3 为逆变器输出端对地寄生电容的 3 倍，在直流侧， C_1 、 C_2 则为相应的寄生电容的 2 倍， L_1 为单根直流电缆电感的 1/2，一般来说，在系统中存在许多的谐振模式，只要电流路径已知，这些谐振容易单独分析处理，例如图 12 中 L_1 、 R_1 、 C_1 回路就可能发生并联谐振，谐振时，该部分电路阻抗很大，则在此频率附近，电路可以适当化简。本文提出的等效电路不同于文[2]之处在于这里 LISN 接在直流侧，而文[2]中 LISN 是接在交流侧，则逆变器产生的干扰到达 LISN 经过的路径不同，产生的共模干扰结果也不同于 LISN 接在交流侧的情形。

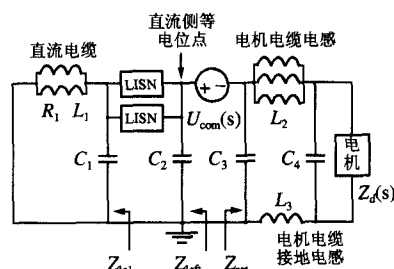


图 12 共模等效电路
Fig.12 CM equivalent circuit

对于上述实验系统，测得图 12 等效电路中有关参数近似值为 $R_1 = 0.08\Omega$ ， $L_1=7.71nH$ ， $L_2=1.21nH$ ， $L_3=2.06nH$ ， $C_1=303nF$ ， $C_2=98.9nF$ ， $C_3=39.8nF$ ， $C_4=6.97nF$ 。

4.2 逆变器产生的干扰源 $u_{com}(t)$ 研究

首先推导 $u_{com}(t)$ 的时域表示式，再得到频域表示式。根据戴维南等效电路原理，若将直流侧等电位点断开，其开路电压就是 $u_{com}(t)$ ，理想情况下可知该电压可以用开关函数表示为^[2]

$$u_{com}(t) = \frac{U}{6} \sum_{i=a,b,c} [2s_i(t) - 1] \quad (1)$$

式中 $s_i(t)$ 为取值 1 或 0 的开关函数, 其值取决于是正极组或负极组开关导通情况, U 为直流侧电压, 该方程表明开关的每次动作都会在共模电路中产生干扰。

假设逆变器内的电力电子开关理想, 正极组开关和负极组开关动作是连续的, 无开关间隙, 直流侧电压为 U , 调制频率为 f_r , 调制角频率为 $\omega = 2\pi f_r$, 载波频率 f_c , 载波角频率为 $\omega_c = 2\pi f_c$, 频率调制率为 m , 采样点数 $m_p = 2m$, FFT 计算上限频率为 f_s , 调制电压幅值为 U_{rm} , 载波电压幅值为 U_{cm} , 幅度调制比为 $m_a = U_{rm}/U_{cm}$, 可以定义调制波形的正三角波和负三角波为

$$u_{cp}(t) = U_m \left[\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2} + \sum_{n=1}^N \frac{\cos(2n-1)t\omega_c}{(2n-1)^2} \right]$$

$$u_{cn}(t) = U_m \left[\frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2} + \sum_{n=1}^N \frac{\cos(2n-1)t\omega_c}{(2n-1)^2} \right]$$

式中 $j=0, \dots, m_p-1$, $t_f=0, \dots, (m_p-1)/f_s$, $N=5$; 三相调制函数为

$$u_{ra}(t) = U_{rm} \sin \alpha x$$

$$u_{rb}(t) = U_{rm} \sin(\alpha x - \frac{2\pi}{3})$$

$$u_{rc}(t) = U_{rm} \sin(\alpha x + \frac{2\pi}{3})$$

逆变器正极组开关信号和负极组开关信号是互补的, 可以任选一组, 这里选取正极组的 3 个开关信号, 则 a、b、c 三个开关信号可以用 Mathcad 语言描述为

$$S_a(j) = \begin{cases} \text{if } (U_{ra}(j) > U_{cp}(j), 1, 0) & \text{if } U_{ra}(j) > 0 \\ \text{if } (U_{ra}(j) < U_{cn}(j), 0, 1) & \text{if } U_{ra}(j) < 0 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (2)$$

$$S_b(j) = \begin{cases} \text{if } (U_{rb}(j) > U_{cp}(j), 1, 0) & \text{if } U_{rb}(j) > 0 \\ \text{if } (U_{rb}(j) < U_{cn}(j), 0, 1) & \text{if } U_{rb}(j) < 0 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

$$S_c(j) = \begin{cases} \text{if } (U_{rc}(j) > U_{cp}(j), 1, 0) & \text{if } U_{rc}(j) > 0 \\ \text{if } (U_{rc}(j) < U_{cn}(j), 0, 1) & \text{if } U_{rc}(j) < 0 \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

将式(2)~(4)代入式(1)即可得到共模干扰源 $u_{com}(t)$, 画出 $u_{com}(t)$ 的波形如图 13 所示, 可见在不同时间

段共模干扰脉冲宽度的宽度是变化的, 这将使共模干扰频谱分散化。对该波形进行 FFT 分析, 并换算成 $\text{dB}\mu\text{V}$ 单位, 得到的共模干扰源频谱如图 14 所示, 从该图可以看出逆变产生的共模干扰源的一些典型特征, 共模干扰主要出现在 10kHz 的整数倍频率附近, 10kHz 附近频率的共模干扰最大, 随着频率增大频谱强度逐渐减小, 在较宽的频段共模干扰都较强。

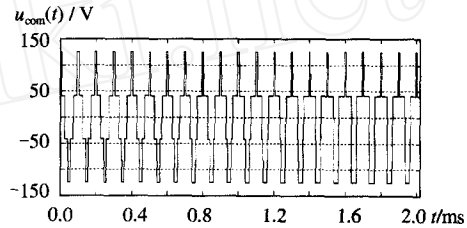


图 13 $u_{com}(t)$ 的波形
Fig.13 Waveform of $u_{com}(t)$

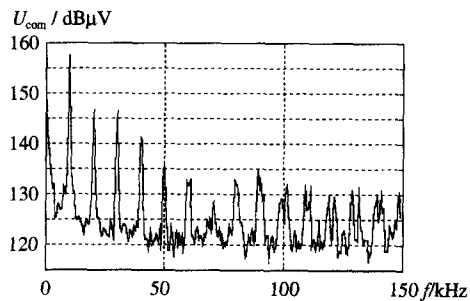


图 14 $u_{com}(t)$ 频谱
Fig.14 Spectrum of $u_{com}(t)$

4.3 $u_{com}(t)$ 干扰源作用下的共模传导干扰分析

利用图 12 所示的共模等效电路可以进行共模传导干扰频域分析, 即将上面得到的 $u_{com}(t)$ 的 FFT 结果 $U_{com}(s)|_{s=j}$ 作为频域信号源, 可得 LISN 输出的共模传导干扰频域结果。

如图 15 所示, 假设 LISN 中三条支路的阻抗分别为 Z_{n1} 、 Z_{n2} 、 Z_{n3} , 实际图中 2 个 LISN 是并联连接的, 因此计算时 R_{n1} 、 R_{n2} 、 L_{n1} 值取原来的一半, 而 C_{n1} 、 C_{n2} 则应为原来的 2 倍, 从图中可知 $Z_{n1} = R_{n1} + 1/j\omega C_{n1}$, $Z_{n2} = R_{n2} + 1/j\omega C_{n2}$, $Z_{n3} = j\omega L_{n1}$ 。

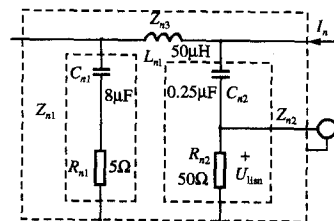


图 15 线性阻抗稳定网络
Fig.15 LISN

图 12 中从 $U_{com}(s)$ 右边看去的阻抗 Z_{rgt} 为

$$Z_{rgt} = \frac{1}{j\omega C_3} \frac{(j\omega(L_2 + L_3) + \frac{j\omega C_4 Z_d}{1 + j\omega C_4 Z_d})}{1 + j\omega C_3(L_2 + L_3) + \frac{j\omega C_3 j\omega C_4 Z_d}{1 + j\omega C_4 Z_d}}$$

$U_{com}(s)$ 左边看去的阻抗 Z_{left} 可推得如下

$$Z_{lc1} = \frac{j\omega C_1(R_1 + j\omega L_1)}{1 + j\omega C_1(R_1 + j\omega L_1)}$$

$$Z_{nc2} = \frac{j\omega C_2 Z_{n2}}{1 + j\omega C_2 Z_{n2}}$$

$$Z_{left} = \frac{Z_{nc2}(Z_{n3}(Z_{lc1} + Z_d) + Z_{lc1} Z_d)}{(Z_{lc1} + Z_d)(Z_{nc2} + Z_{n3}) + Z_{lc1} Z_d}$$

LISN 中电流 I_n 及 LISN 输出电压 U_{Lisn1} 分别为

$$I_n = \frac{U_{com}(j\omega)}{Z_{left} + Z_{rgt}}$$

$$U_{Lisn1} = I_n Z_{left} \frac{j\omega C_{n2} R_{n2}}{j\omega C_{n2} R_{n2} + 1}$$

按照上面推导的公式代入第 2 部分中测量的参数即可计算出结果，这样进行频域分析的一个很大好处是可以利用前面测量得到的非线性器件如电机绕组阻抗特性，使计算结果较为精确。

最后计算 FFT 并得到 LISN 输出频谱（考虑了测量带宽 580Hz）如图 16 所示，可见干扰主要呈现在 10kHz 的整数倍频率附近，随频率增高干扰增大，该结论与前面图 6 实测结果基本一致，30kHz 以上频段变化趋势与实测较为接近，只在 30kHz 以下频段的变化趋势有一些差别。这说明所提出的整流电源干扰源模型及共模等效电路模型是可行的。另外 30kHz 以上频段频谱值偏大，是因为在逆变器中，实际的开关正极组开关和负极组开关动作不是连续的，存在一定的死区，且开关动作也不理想，即开关两端电压上升及下降需要时间。在前

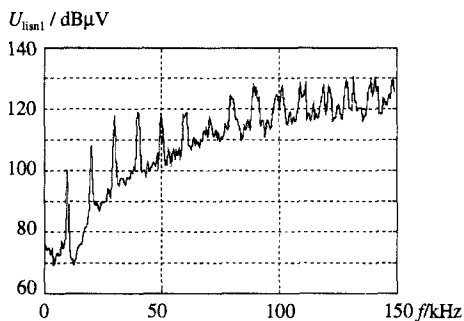


图 16 共模传导 EMI 频谱
Fig.16 CM conducted EMI spectrum

面共模干扰源模型中，未考虑这些因素，另外还有寄生参数测量误差以及传播途径分析不完善的地方。今后将进一步研究改善这些不理想情况和问题。

5 结论

本文基于实验测量得到的器件参数及寄生参数，通过对电磁干扰的传导规律进行定性描述，对传导干扰源及传播途径进行分析，研究了其主要共模传导干扰源、干扰特性及其影响因素，在频域采用等效电路法对系统的共模干扰进行了分析，得到了逆变器产生的共模干扰源及其共模干扰频谱，与实验结果比较基本吻合，证明本文提出的共模传导干扰频域等效电路及干扰源的正确性。

参考文献

- [1] Zhong E, Lipo T A. Improvements in EMC performance of inverter-fed motor drives[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1995, 31(6): 1247-1256.
- [2] Annette V J, Zhang Haoran, Wallace A K. An evaluation of mitigation techniques for bearing currents, EMI and overvoltages in ASD applications[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1998, 34(5): 1113-1122.
- [3] Li Ran, Gokani S, Clare J, et al. Conducted electromagnetic emissions in induction motor drive systems Part I: time-domain analysis and identification of dominant models[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1998, 13(4): 757-767.
- [4] Li Ran, Gokani S, Clare J, et al. Conducted electromagnetic emissions in induction motor drive systems Part II: frequency domain models [J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1998, 13(4): 768-776.
- [5] Zhu Huibin. Analysis of conducted EMI emissions from PWM inverter based on empirical models and comparative experiments [C]. IEEE PESC'99.
- [6] Zhu Huibin. Modeling-based examination of conducted EMI emissions from hard- and soft-switching PWM inverters[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 2001, 37(5): 1383-1393.
- [7] 孟进, 马伟明, 刘德志, 等 (Meng Jin, Ma Weiming, Liu Dezhi, et al). 交流发电机整流系统传导电磁干扰的时域模型与仿真分析 (Time domain model and simulation analysis of the conducted EMI for alternator-rectifier systems) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2002, 22(6): 75-79.

收稿日期： 2002-06-20。

作者简介：

单潮龙 (1964-), 男, 博士研究生, 副教授, 从事电路理论、电力系统电磁兼容等方面的研究;

马伟明 (1960-), 男, 教授, 博士生导师, 院士, 从事独立电源系统、电力电子及电力系统电磁兼容等方面的研究;

王铁军 (1966-), 男, 讲师, 从事电力系统及控制方面研究;

张俊洪 (1955-), 男, 副教授, 从事电力系统及控制方面研究。

(责任编辑 韩 蕾)