

文章编号:1005 - 0523(2009)04 - 0067 - 07

共模电磁干扰抑制中的快速噪声评估方法研究

高彦丽,章勇高

(华东交通大学 电气与电子工程学院,江西 南昌 330013)

摘要:分析了双极性 SPWM 调制下单相全桥逆变器产生共模噪声的机理,提出一种数字化闭环控制的共模电磁干扰抑制技术,指出控制系统的反馈量是一个既能快速反映共模噪声大小又方便计算的单值指标。研究了三种不同工作状态下共模电流频谱最大值、频谱平均值和共模电流能量三种评估指标与逆变器对管驱动脉冲延时之间的关系,并比较了三种评估指标的计算量。研究结果表明,共模电流能量的获得不需进行快速傅里叶变换,同时共模电流能量与对管驱动脉冲延时之间的关系在不同的工作状态下基本相同。说明了共模电流能量是一个理想的快速评估共模噪声干扰的指标。
关键词:单相全桥;评估方法;频谱最大值;频谱平均值;共模电流能量
中图分类号:TM919 **文献标识码:**A

电力电子装置中高速开关器件大量使用的同时也带来严重的电磁干扰问题^[1~4]。理想情况下,在单相全桥逆变器中若采用双极性调制技术,由于两桥臂中点产生的共模电压大小相等方向相反,它们产生的共模电流相互抵消,此时逆变器产生的总共模电流为零,能够完全消除逆变器的共模电磁干扰。然而,实际情况并非完全如此,由于传输电路的参数不对称性,使得两桥臂对管驱动脉冲经过传输电路后产生一定的延时,从而使得两桥臂产生的共模电流并不能完全抵消。为了抑制共模电磁干扰,必须根据共模电磁干扰噪声水平来调整对管驱动脉冲之间的延时^[5]。因此,研究如何有效快速的评估共模电磁干扰噪声水平是至关重要的。

在电磁兼容性研究中,共模噪声水平用共模电流频谱来表征。但是在一个数字化闭环控制的共模噪声抑制系统中,数字控制器需要一个反映共模噪声总体水平的单值反馈量。只有得到了这个反馈量,控制器才能做出下一步的调整趋向。除了必须具备“单值”特性外,这个量的计算还应该尽量简单,以免耗用微处理器过多的软硬件资源。

文中讨论了共模电流频域中的频谱最大值、频谱平均值以及一个开关周期内的共模电流能量(简称共模电流能量)3 种不同评估指标。比较了两桥臂共模电流(1)单纯波形相移;(2)单纯幅值误差;(3)单纯自由振荡频率误差的不同工作状态下,3 种不同评估指标与对管驱动脉冲延时之间的关系,一个理想的快速评估共模噪声干扰的指标。

1 单相全桥变换器共模噪声分析

在逆变器装置中,散热器通常与机壳用螺钉连接在一起,且设备外壳一般要接大地以避免人体触摸设备产生触电。另外,为保证开关管不过热失效,开关管的集电极、发射极与金属散热片之间只有一个很薄的绝缘层,且需要涂上导热硅脂,这就在开关管的集电极、发射极与散热器之间形成了一个很大的寄生电容。

当开关器件高频开关动作时,桥臂中点相对参考地形成很大的 dv/dt , 可高达 $10\text{ kV}\cdot\text{s}^{-1}$, 该高频跳变电压不断对寄生电容进行充放电,从而形成共模电流,造成共模电磁干扰^[6]。图 1 所示为单相全桥逆变器电路的共模电磁干扰。由于每个桥臂都只是由 IGBT 组成的,其物理特性是一样的,通常可以认为每个桥臂中点对地的寄生电容 C_p 的大小是一样的(即 $C_{p1} = C_{p2} = C_p$)。

收稿日期:2009 - 05 - 20
基金项目:江西省教育厅青年基金项目(GJJ09506);华东交通大学校立科研基金项目(07DQ04)
作者简介:高彦丽(1978 -),女,山西临汾人,硕士,讲师,研究方向为电子电路控制。

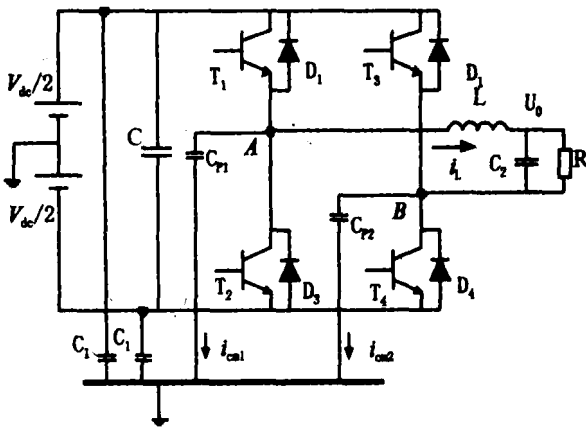


图1 单相全桥变换器的共模电磁干扰

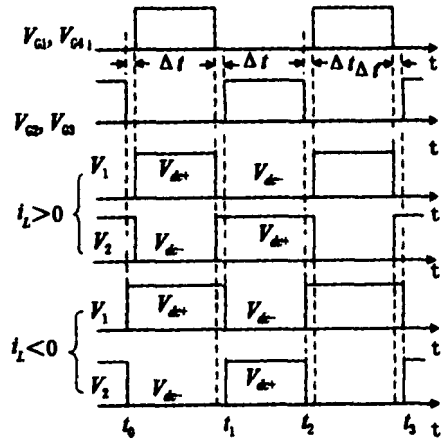


图2 单相全桥变换器的中点共模电压

单相全桥变换器左桥臂上下管 T_1, T_2 以及右桥臂上下开关管 T_3, T_4 的交替导通,使得在桥臂中点 A, B 形成了共模电压 V_1 和 V_2 。双极性 SPWM 调制下,单相全桥变换器两桥臂对管同时开通和关断,上下桥臂的开通与关断之间增加了一定的死区时间。当驱动信号 V_{G1}, V_{G4} 高电平时,开关管 T_1, T_4 导通, T_2, T_3 截止,直流母线正极电压与 A 点电位一致, $V_1 = V_{dc}$,直流母线负极电压与 B 点电位一致, $V_2 = 0$; 同样,当 V_{G2}, V_{G3} 为高电平时,开关管 T_2, T_3 导通, T_1, T_4 截止,此时 $V_1 = 0, V_2 = V_{dc}$; 在上下桥臂驱动信号的死区时间内, A, B 的电压与负载电流方向有关,电流方向为正时, $V_1 = 0, V_2 = V_{dc}$, 为负时, $V_1 = V_{dc}, V_2 = 0$ 。但是,不论负载电流方向与电流参考方向是否一致,桥臂中点 A 和 B 对参考地的电位跳变时刻一致,方向相反。如图 2 所示为双极性调制下单相全桥变换器的中点共模电压,由于 IGBT 型号一致,可认为左右桥臂中点共模电压的上升和下降时间都相同。由于 V_1, V_2 跳变时刻完全一致,方向完全相反,因此,双极性调制技术下,单相全桥变换器左右桥臂对地产生的共模电流大小相等、方向相反,共模电流互相抵消,理论上对电源线没有共模干扰。

但在实际装置中,变换器两个对角开关管驱动信号的线路传输延时不可能完全一致,而且同一类型的不同功率器件开关特征也不可能完全一致,使得左右桥臂中点的共模电压跳变时刻不完全一致,最终使得两桥臂产生的共模电流不能完全抵消,驱动信号延时不一致对共模 EMI 影响很大,且影响的程度将随着共模电流振荡频率的升高而愈发严重。严重时理论上的“共模电流完全反相抵消”将变成共模电流同相,共模电流加倍。由于变换器的共模电流振荡频率为兆 Hz 级,传输过程中的延时差别(通常为数百 ns)对共模电磁干扰的影响是不能忽略的,有必要对其进行调整,有效的降低变换器的共模噪声水平。

2 共模噪声水平评估

共模电磁干扰抑制的闭环控制系统需要一个反馈量作为对管驱动脉冲调整的依据。此反馈量不仅要是一个单值指标,而且要求能够快速准确反映共模干扰大小,另外它的计算应该简单、方便。

2.1 三种评估指标

从 EMC 测试角度看,共模噪声水平只有用频谱才能全面的反映,基于该频谱如果一定要选择一个单值指标来概括反映噪声水平的强弱,容易想到的指标有以下 3 个:频谱最大值、频谱平均值以及频谱能量(即各频谱成分的平方和)。本文重点比较这三种不同评估指标的计算以及与对管驱动脉冲延时之间的关系,以选择一种理想的适用于闭环控制中的评估指标。

2.2 三种评估指标的计算

频谱峰值只能反映共模噪声电流在一个频点上的水平,当频谱存在多个峰值时尤其缺乏代表性。其计算需依赖 FFT(除非事先知道峰值所在的频率点),比较麻烦。频谱均值能较好反映频谱的总体水平,但“平均化”的特点使它在频谱中存在异常突出的谐振峰时,不能较好地反映这些谐振峰的突出影响。此外,

频谱均值的计算也离不开 FFT。

与以上二者相比较,共模电流的能量是一个较好的噪声评估指标。由数字信号处理的基本理论可以知道:对于一个具有有限能量的信号,其能量在数值上等于该信号 FFT 频谱中各次频率成分之幅值的平方和。因此,该指标与频谱均值一样,能较好反映频谱的总体水平。同时由于它是各次频率成分的平方和,所以幅值较高的谐振峰在该指标中占有更高的权重,其影响可以得到更好的反映。

共模电流能量的计算式为

$$e_{cm} = \sum_{n=0}^{N-1} |i_{cm}[n]|^2$$

(1)

其中 N 为在一个开关周期内对共模电流 i_{cm} 的采样次数。根据 Parseval 定理,信号的时域能量等于其频域能量^[7],即

$$\sum_{n=0}^{N-1} |i_{cm}[n]|^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |i_{cm}[k]|^2$$

(2)

其中 $i_{cm}[k]$ 是 i_{cm} 的离散傅立叶变换(DFT)。由式(2)可见:共模电流的能量等于其时域采样值的平方和,因此与 DFT 或 FFT 相比,其计算异常简单。同时,它在数值上又正比于共模电流 DFT 中各频谱成分的平方和,因此它以一个单值指标的形式反映了共模噪声的整体水平,是一个很好的评估。

2.3 三种评估指标与对管驱动脉冲延时的关系

由上分析可知,全桥变换器总共模电流随两对管驱动信号的延时不同而不同。因此研究共模电流评估指标与全桥变换器两桥臂对管的驱动信号延时之间的关系对于共模电流抑制的控制策略设计是非常重要的。为进一步说明共模电流能量是一个比较理想的共模电流评估指标,同时对比了共模电流频谱最大值和平均值随驱动信号延时之间的关系。为研究共模电流评估指标与单相全桥变换器桥臂对管驱动信号延时的关系,建立 MATLAB 仿真模型,如图 3 所示。采用一个方波信号激励一个 RLC 二阶欠阻尼振荡电路,取电路的电流响应模拟实际电路的共模电流信号。

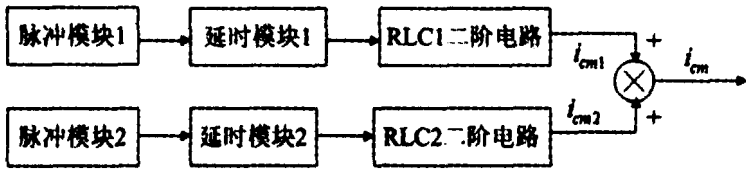


图 3 研究模型

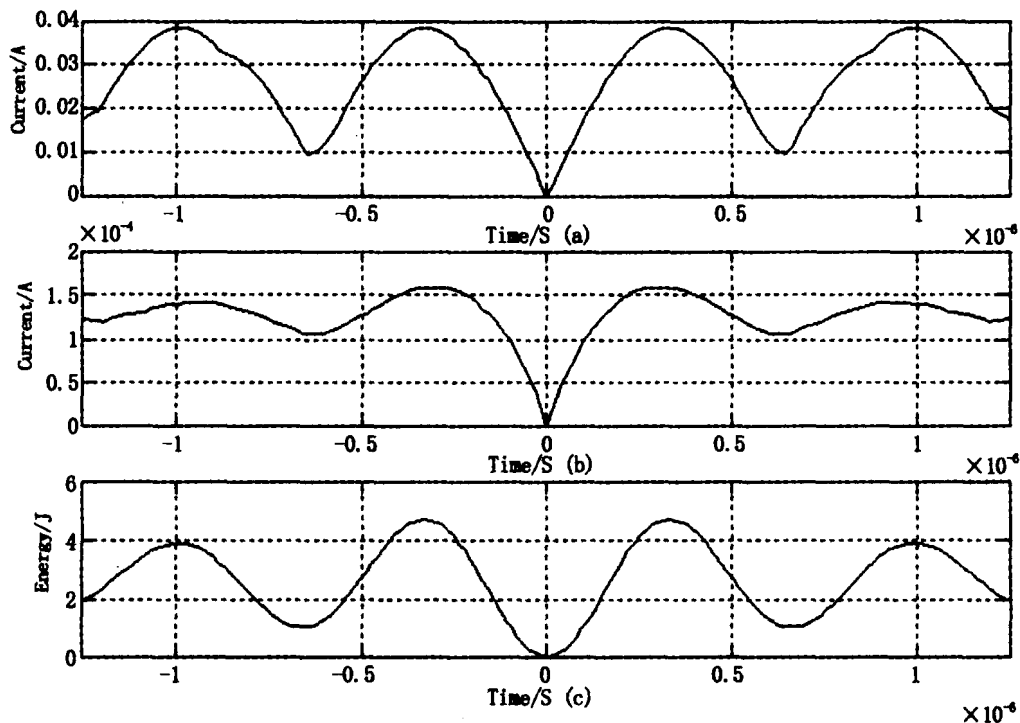
图 3 中 i_{cm1} 、 i_{cm2} 和 i_{cm} 分别代表两个桥臂产生的共模电流以及总的共模电流,脉冲模块表示两桥臂的共模电压,延时模块表示共模电压的相位,延时模块的时间代表了两共模电压的相位差,反映了两桥臂对管驱动信号的延时时间,RLC 二阶电路表示了共模电流通路的等效参数,在单相全桥变换器中是相同的^[8]。双极性调制下,共模电流 i_{cm} 随共模电压脉冲模块以及延时模块参数的不同而发生变化。仿真参数:激励方波频率 $f=8\text{ kHz}$,占空比为 50%, $U=100\text{ V}$, $L=1\text{ mH}$, $C=1\text{ nF}$, $R=150\text{ }\Omega$,RLC 网络自由振荡频率为 160 kHz。本文研究了三种不同工作情况下共模噪声水平评估指标与驱动脉冲延时之间的关系。

(1) 单纯波形相移

首先考虑两桥臂共模电流波形只存在相位差的情况,即桥臂对管驱动信号延时引起的共模电流,此时脉冲模块 1 和 2 以及 RLC 二阶电路 1 和 2 的参数完全一致,脉冲延时 1 和 2 不同,改变脉冲延时 1 和 2 的参数就可以得到不同滞后时间的共模电流。

连续调整滞后时间,使滞后时间在共模电流两个自由振荡周期内均匀变化 80 步,计算不同驱动脉冲延时情况下的变换器共模电流能量。同时对变换器共模电流做 FFT 分析,计算不同滞后时间的共模电流频谱最大值和平均值。共模电流频谱最大值、平均值以及共模电流能量随对管驱动脉冲延时的变化规律如图 4 所示,横坐标表示共模电流滞后时间(正为滞后,负为超前)。连续调整滞后时间,使滞后时间在共

模电流两个自由振荡周期内均匀变化 80 步, 计算不同驱动脉冲延时情况下的变换器共模电流能量。同时对变换器共模电流做 FFT 分析, 计算不同滞后时间的共模电流频谱最大值和平均值。共模电流频谱最大值、平均值以及共模电流能量随对管驱动脉冲延时的变化规律如图 4 所示, 横坐标表示共模电流滞后时间 (正为滞后, 负为超前)。



(a) 频谱最大值; (b) 频谱平均值; (c) 共模电流能量

图 4 单纯波形滞后下评估指标与对管驱动延时的关系

图中显示, 当滞后时间为 $\pm kT$ ($k=0, 1, 2, 3, \dots$), T 为 RLC 自由振荡周期) 时, 总共模电流能量及频谱的最大值、平均值同时达到极小值; 当滞后时间为 $\pm kT/2$ 时, 三者同时达到极大值; 图 4 中可进一步看出, 滞后时间在 $\pm kT \sim \pm (k+1)T/2$ 变化时, 共模电流能量及频谱最大值、平均值是单调变化的且关于滞后时间为 0 对称。

(2) 单纯幅值误差

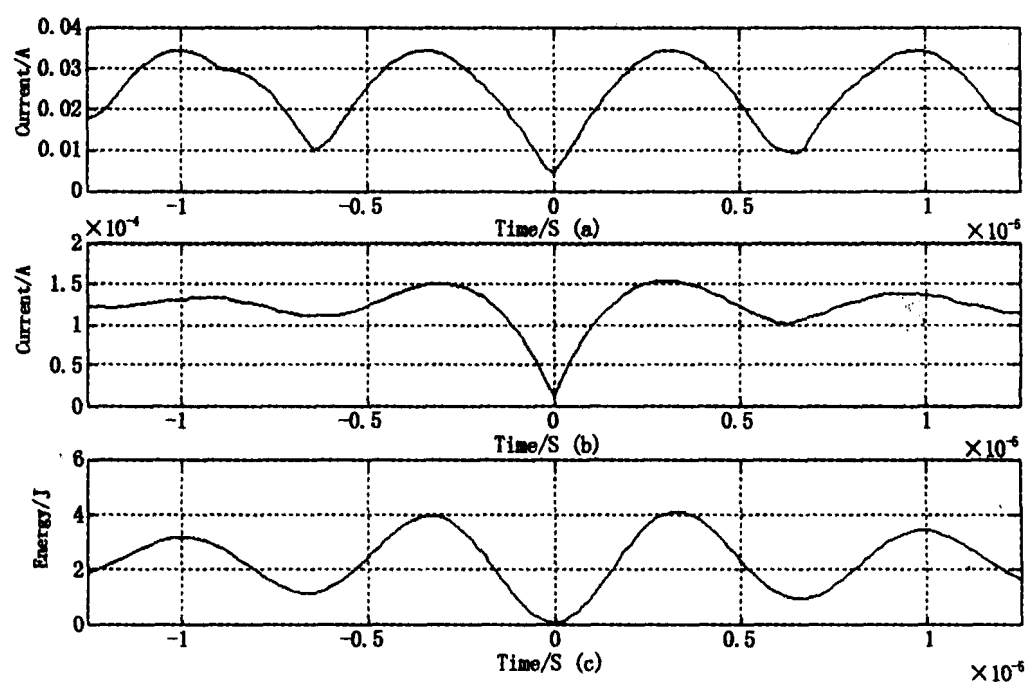
进一步考察两个桥臂 IGBT 参数和 RLC 参数不同的情况, 此时两支路共模电流 i_{cm1} 和 i_{cm2} 的电流波形形状不可能完全一致。此时, 两支路共模电流的失真与相移是同时发生的, 为了便于分析, 可以分为单纯幅值误差和单纯自由振荡频率不同两种情况。

将共模电流 i_{cm2} 的流电路径 RLC 电路中的 R 值加大为 200Ω , 则共模电流 i_{cm2} 的幅值明显小于共模电流 i_{cm1} 的幅值。按前述步长均匀变化, 连续调整滞后和超前时间, 研究共模电流频谱最大值、平均值以及共模电流能量随对管驱动脉冲延时的变化规律, 如图 5 所示。

图 5 中结果表明, 当两支路共模电流幅值不一致时, 共模电流的能量、频谱最大值和平均值随对管驱动脉冲延时的变化规律与幅值没有失真情况下完全相同, 只是各个时间点的幅值有所差别。说明两支路共模电流的幅值不一致只影响总共模电流的噪声水平, 而对共模噪声的变化规律则没有什么影响, 整个曲线呈对称衰减振荡。

(3) 单纯自由振荡频率误差

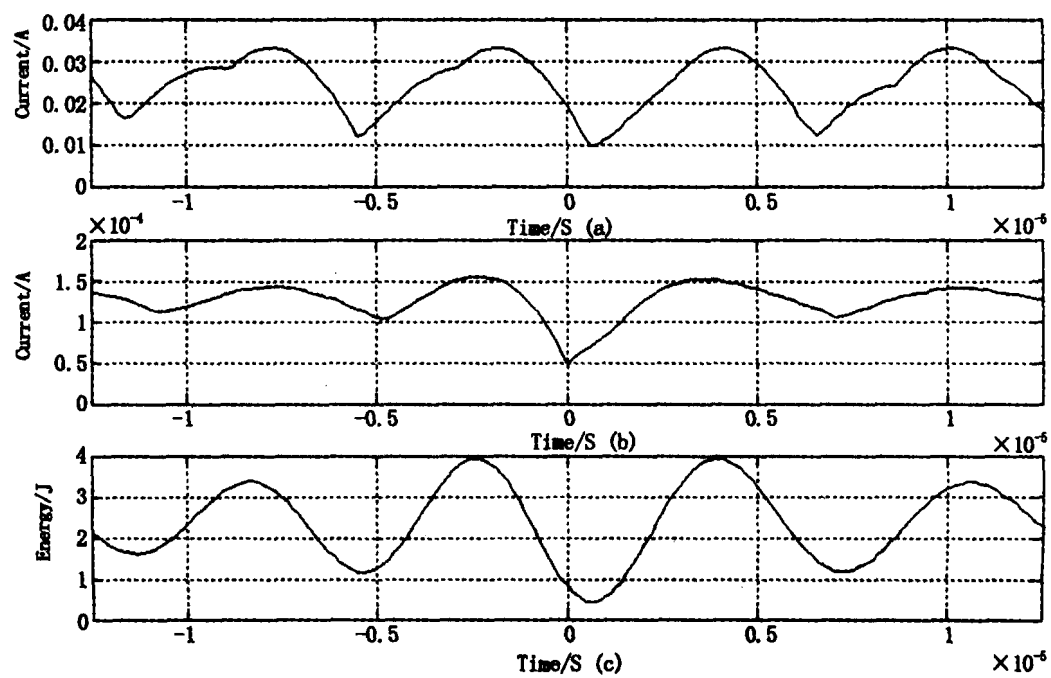
改变 RLC2 电路的参数, 使得 $R = 150 \Omega$, $L = 1 \text{ mH}$, $C = 0.818 \text{ nF}$, 共模电流 i_{cm2} 自由振荡频率增大为 176 kHz , RLC1 电路参数不变, 共模电流 i_{cm1} 自由振荡频率仍为 160 kHz 不变。此时, 总共模电流的波形与前两种情况明显不同, 不再是单纯的衰减振荡波形。



(a) 频谱最大值;(b) 频谱平均值;(c) 共模电流能量

图 5 单纯幅值误差下评估指标与对管驱动延时的关系

连续调整滞后时间,使其按前述规律均匀变化,研究共模电流频谱最大值、平均值以及共模电流能量随对管驱动脉冲延时的变化规律,如图 6 所示。结果表明,频谱平均值的最小值仍然在延时时间为 0 时出现,而频谱最大值及共模电流能量的最小值却不是,且其他极大值与极小值出现的时间两者也不相同。共模电流能量及频谱最大值、平均值波形不再按原点对称。这主要是因为总共模电流频谱已经不是单峰值,而出现了多个峰,振荡频率的变化严重影响了总共模电流的变化规律。



(a) 频谱最大值;(b) 频谱平均值;(c) 共模电流能量

图 6 单纯自由振荡频率误差下评估指标与对管驱动延时的关系

图 4 和图 5 表明在单纯波形相移和单纯幅值误差时,共模电流能量、频谱最大值和频谱平均值关于驱

驱动脉冲延时为 0 对称,且当延时时间为 $\pm kT$ 时,三者达到极小值;当延时时间为 $\pm kT/2$ 时,三者达到极大值。但是,共模电流能量的极大值随延时时间增大而降低,极小值随延时时间增大而提高,共模电流能量在整个驱动脉冲延时时间内呈“V”字型对称衰减振荡,而共模电流频谱最大值和平均值却没有这样的特征,它们的极大值和极小值基本上相同。另外,图 6 说明在单纯自由振荡频率误差时,共模电流能量也是基本上呈衰减振荡波形,只是不再关于驱动脉冲延时为 0 对称,但这并不能影响对共模噪声水平的评估。因此共模电流能量随驱动脉冲延时的变化规律与工作情况的关系不大,是一种理想的共模电流评估指标。

总之,不管是从计算量方面还是从不同工作情况下来分析,共模电流能量相对于共模电流频谱最大值和平均值来说,都更适合作为共模电流的评估指标。

3 共模电流能量的噪声评估方法

以上讨论的共模电流能量是在一个开关周期内的能量,数学上它仅能反映该开关周期内 2 个孤立共模电流脉冲的频谱能量,而开关变换器的开关动作是持续不断的。以逆变器为例,在一个基波周期内有很多个开关周期,且每两次开关动作之间的间隔时间是变化的。故下面将分析单个开关周期内共模电流频谱与实际总共模电流频谱之间的关系,以说明上述能量指标是适用的。

假设单个开关周期内共模噪声电流可分解为以下频率成分

$$i_{cm} = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn\omega t + \theta_n} \quad (3)$$

其中 A_n, θ_n 分别为 n 次谐波的幅值和相角。假设逆变器载波比为 C ,则实际共模电流可视为波形相同但出现时刻(即相位)不同的 C 个单开关周期共模电流的迭加。因此实际的总共模电流可表示为

$$\begin{aligned} i_{cm} &= \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn\omega t + \theta_n} (1 + e^{ja_1} + e^{ja_2} + \cdots + e^{ja_{C-1}}) \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{jn\omega t + \theta_n} \sum_{l=0}^{C-1} e^{ja_l} \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $a_0 \sim a_{C-1}$ 分别为 C 个重复出现的单开关周期共模电流波形的相角,其中令 a_0 为 0。角度 $a_0 \sim a_{C-1}$ 在运行中是不断变化的。对于各次谐波而言,考虑最不利的情况,令 $a_0 = a_1 = \cdots = a_{C-1} = 1$,此时共模电流变为

$$i_{cm\Sigma} = \sum_{n=0}^{N-1} CA_n e^{jn\omega t + \theta_n} \quad (5)$$

即实际的总共模电流中,各次谐波的幅值可视为单开关周期共模电流频谱中相应次谐波的 C 倍。既然如此,实际总共模电流的时/频域能量可表为:

$$\epsilon_{cm\Sigma} = \sum_{n=0}^{N-1} |CA_n|^2 = C^2 \sum_{n=0}^{N-1} |A_n|^2 = C^2 \epsilon_{cm} \quad (6)$$

由此可见,考虑最不利的情况,实际共模电流的时/频域能量与按公式(6)计算的单开关周期内共模电流时域能量之间存在正比关系。故利用公式(6)计算的能量指标可以同比反映实际共模电流的频谱能量。

考虑到共模电流的频谱范围,FFT 的计算量大,不适合在线计算。而确定驱动脉冲相位调整趋向,只需知道共模噪声总体水平的变化趋势,并不需共模噪声的详细频谱。鉴于此,共模电流在一个开关周期内的“能量”可以作为理想的共模噪声水平评估指标应用到共模电磁干扰抑制的闭环控制系统中。

4 结论

分析了单相全桥变换器的共模电磁干扰,指出双极性 SPWM 调制下,变换器的共模干扰理论上为 0。但在实际装置中,由于驱动电路的传输延时不一致,导致两桥臂对角开关管驱动脉冲不能严格同步,从而使变换器共模干扰变大。

研究了两桥臂共模电流单纯波形相移、单纯幅值误差以及单纯自由振荡频率误差3种不同状态下,共模电流能量频谱最大值和频谱平均值与变换器对管驱动脉冲延时之间的关系。结果表明,共模电流能量在整个驱动脉冲延时时间内呈“V”字型对称衰减振荡,与工作状态无关,而共模电流频谱最大值和频谱平均值却没有这样的特征。而且,共模电流能量的计算不像共模电流频谱最大值和平均值一样,需要进行傅立叶变换,计算非常简单方便,计算量很小。

最后,讨论了单个开关周期内共模电流频谱与实际总共模电流频谱之间的关系,以此进一步地说明了共模电流能量是一种理想的共模电流评估指标。

参考文献:

- [1] Liu Q, Wang D, Boroyevich F. Frequency-domain EMI noise emission characterization of switching power modules in converter systems [C]. In: 20th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC2005. USA: IEEE, 2005. 787 - 792.
- [2] 姜艳姝, 徐殿国, 刘 宇, 等. PWM 驱动系统中感应电动机共模模型的研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(12): 149 - 155.
- [3] 戚哲龙, 钟玉林, 孙旭东, 等. 用于传导电磁干扰分析的接地回路模型与参数[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(7): 156 - 161.
- [4] Yong-gao ZHANG, Kai ZHANG, Yun-bin ZHOU, Yong KANG. Common Mode EMI Suppression Based on Simulated Annealing Algorithm[C]. Proceedings of the 6th World Congress on Control and Automation, Dalian China, 2006, 2(9): 8 448 - 8 452.
- [5] 裴雪军, 康 勇, 熊 健, 等. PWM 逆变器共模传导电磁干扰的预测[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 83 - 88.
- [6] Meng Jin, Ma Weiming. A New Technique for Modeling and Analysis of Mixed-Mode Conducted EMI Noise[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19(6): 1 679 - 1 687.
- [7] Dunham Jackson. Fourier series and orthogonal polynomials[M]. Dover: Dover Publications, 2004.
- [8] Du D. Numerical Methods in Engineering with MATLAB[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 2005.

Study on Rapid Noise Evaluating Methods of Common Mode Electro-Magnetic Interference Suppression

GAO Yan-li, ZHANG Yong-gao

(School of Mechanical and Electrical Engineering, East China Jiaotong University, Nanchang 330013, China)

Abstract: Mechanism of common mode noise produced in single-phase full-bridge converter with bipolar SPWM is analyzed. Technology of the common-mode EMI suppression controlled by digital closed-loop is presented. The feedback of control system is a single-value indicator that can quickly reflect and calculate the size of common-mode noise. The paper studies the relationship between inverter-driven pulse delay of the tube and three evaluating index including common-mode current spectrum maximum, the average spectrum and common mode current energy. It also compares computational complexity of the three types of indicators. The results show that the common mode current energy does not require achieving rapid Fourier transformation. Meanwhile, the relationship between common mode current energy and the pulse delay in different working states is basically the same. The paper reveals the common mode current energy is an ideal indicator of rapid assessing noise.

Key words: single-phase full-bridge; evaluating method; maximal spectrum; average spectrum; common mode current energy

(责任编辑:王建华)