

PWM 整流变频系统谐波特性研究

明开云

(珠海格力电器股份有限公司, 广东 珠海 519070)

摘要: 针对输配电系统中的 PWM 整流变频系统谐波危害问题, 文章基于输配电系统主电路拓扑, 介绍了 PWM 整流控制和 SPWM 调制的基本原理, 并基于二重傅里叶变换详细分析了 PWM 整流系统谐波产生的主要机理及谐波频带的分布, 推导出调制比、变压器漏抗对网侧谐波的影响。仿真结果验证了该 PWM 整流变频系统谐波特性理论分析的正确性。

关键词: PWM 整流器; 变频系统; 谐波分析; 二重傅里叶变换; 漏抗

中图分类号: TM461; TM714.1

文献标识码: A

文章编号: 2095-3631(2017)03-0042-08

doi:10.13889/j.issn.2095-3631.2017.03.008

Harmonic Characteristics of Variable Frequency System Based on PWM Rectifier

MING Kaiyun

(GREE Electric Appliances Inc. of Zhuhai, Zhuhai, Guangdong 519070, China)

Abstract: In order to solve the problem of harmonic harm of PWM rectifier variable frequency system in power transmission and distribution system, it introduced the basic principle of PWM rectifier control and SPWM modulation according to the main circuit topology of the system, analyzed the main generation mechanism of harmonics and the distribution of harmonic frequency spectrum in the PWM rectifier system through the double Fourier transform, and deduced the influence of modulation depth and transformer leakage inductance on grid side harmonics. Simulation results verified the correctness of the harmonic characteristics analysis.

Keywords: PWM rectifier; variable frequency system; harmonics analysis; double Fourier transform; leakage inductance

0 引言

PWM 整流控制技术可以控制直流电压和网侧功率因数以及能量的双向流动, 因而在输配电系统中得到广泛应用^[1-3], 但随着配电系统中 PWM 整流控制的变频系统日趋增多, PWM 整流电路的谐波危害也不容忽视^[4-7]。目前大多数的谐波分析方法均采用仿真模型得到谐波频谱^[8-9], 这种方法直观、易于实现, 但由于得到的是图形结果, 不能直接用于下一步计算; 而关于 PWM 整流控制的谐波产生机理、谐波频带如何分布、系统存在哪些对谐波产生重大影响的关键因素等方面的研究较少。为了更好地分析 PWM 整流谐波产生的机理

及谐波分布情况, 本文首先从输配电系统的主电路拓扑出发, 介绍了 PWM 整流控制原理, 从而进行深入的谐波分析^[10]; 其次通过引入二重傅里叶变换研究 SPWM 调制算法^[11], 得到谐波的表达式; 并通过分析变压器等效模型和谐波相量图, 研究了变压器的漏感对输入侧谐波的影响。

1 PWM 整流控制输配电系统

1.1 输配电系统主电路拓扑

PWM 整流控制的输配电系统如图 1 所示, 变压器将输入高压变为低压, 其本身带有电感 L_{eq} 及线路阻抗 R_2 , 在低压端接入补偿电容柜 C_f , 后端接入其他感性负载 R_x , L_x (如照明、电梯、风机、水泵等); 同时, 后端接入 PWM 整流控制的变频装置, 装置的回路中包含阀侧电感 L_1 及线路阻抗 R_1 。

收稿日期: 2017-02-12

作者简介: 明开云 (1982-), 男, 工程师, 主要从事中央空调变频传动系统技术研究。

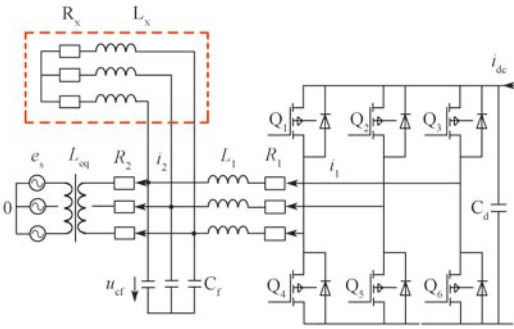


图1 输配电系统主电路拓扑

Fig.1 Main circuit topology of power transmission and distribution system

忽略负载 R_x , L_x 和电阻 R_1 , R_2 , 整个系统主电路拓扑简化后如图2所示。图中, e_s 为电网电压, u_a , u_b , u_c 为变流器交流端电压, $Q_1 \sim Q_6$ 为 IGBT, C_d 为直流侧支撑电容器, V_{dc} 为中间直流电压。

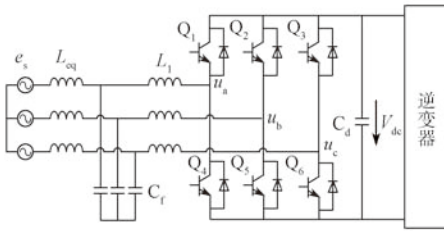


图2 三相电压型 PWM 整流器电路拓扑

Fig.2 Circuit topology of three-phase voltage PWM rectifier

1.2 PWM 整流器控制策略

建立以电网电压角速度同步旋转的 dq 坐标系, 将 d 轴定向于电网电压矢量, q 轴超前 d 轴 90° 。控制系统采用双闭环控制结构。为实现功率因数可控运行, 其中间直流电压给定值 V_{dc}^* 与直流电压 V_{dc} 相比较, 经电流 PI 调节器调节输出 u_d^* 和 u_q^* ; 经过解耦补偿项和电网电压扰动前馈补偿项运算, 得到网侧变流器参考电压给定值 u_d^* 和 u_q^* ; 经反变换得三相调制波, 再通过 SPWM 调制给出各开关器件的驱动信号。整个 PWM 整流器控制原理如图3所示。

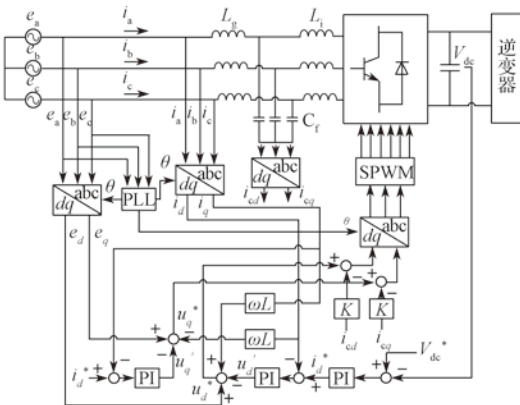


图3 PWM 整流器控制原理图

Fig.3 Control schematic diagram of PWM rectifier

2 PWM 调制对变频系统谐波的影响

为了分析 PWM 整流控制的开关频率对系统的影响, 需分析输出电压的傅里叶变换。在 SPWM 调制中, 存在载波和调制波两个时间变量:

$$x(t) = \omega_c t + \theta_c \quad (1)$$

$$y(t) = \omega_0 t + \theta_0 \quad (2)$$

式中: $x(t)$ ——载波变量; $y(t)$ ——调制波变量; ω_c ——载波角频率; ω_0 ——调制波角频率; θ_c ——载波相位偏移角; θ_0 ——调制波相位偏移角; 载波比 $k = \frac{\omega_c}{\omega_0}$ 。

变量 $x(t)$ 和 $y(t)$ 为周期性的信号且相互独立。根据单位元理论, 输出相桥臂电压为 $f(t) = f[x(t), y(t)]$; 并且在单位元里, 无论变量 $x(t)$ 和 $y(t)$ 如何变化, $f(t)$ 总是常数。

根据傅里叶变换理论, 任何时变函数 $f(t)$ 都可以表示为谐波分量之和:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin n\omega t + b_n \cos n\omega t] \quad (3)$$

$$\text{式中: } a_0 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) dt;$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \cos n\omega t dt;$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(t) \sin n\omega t dt;$$

n 为谐波次数, $n=1, 2, 3, \dots$ 。

对于双变量控制的波形 $f(x, y)$, 可以推导出一个与式(3)类似的傅里叶谐波分量表达式:

$$f(x, y) = \frac{A_{00}}{2} + \sum_{n_0=1}^{\infty} (A_{0n_0} \cos n_0 y + B_{0n_0} \sin n_0 y) + \sum_{m=1}^{\infty} (A_{m0} \cos mx + B_{m0} \sin mx) + \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n_0=1}^{\infty} [A_{mn_0} \cos(mx + n_0 y) + B_{mn_0} \sin(mx + n_0 y)] \quad (4)$$

$$\text{其中: } A_{00} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) dx dy;$$

$$A_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \cos(mx + n_0 y) dx dy; \quad (5)$$

$$B_{mn} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x, y) \sin(mx + n_0 y) dx dy. \quad (6)$$

将式(1)和式(2)代入式(4),则为傅里叶函数的时变形式。式(4)中右边第一项为直流偏置分量,第二项为基波和基带谐波分量,第三项为载波谐波分量,第四项为边带谐波分量, m 为载波的索引变量, n_0 为基带的索引变量。

当载波为三角波时,SPWM规则采样原理如图4所示。

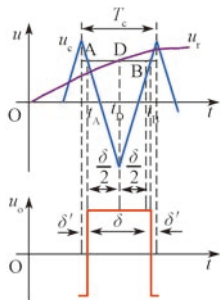


图4 SPWM规则采样原理图

Fig.4 Schematic diagram of SPWM regular-sample

载波相位偏移角 θ_c 和调制波相位偏移角 θ_0 为任意值。在三相PWM整流中,一般a相 $\theta_0=0$ 。为了方便计算,令 $\theta_c=0$,这对谐波特性分析没有影响。根据式(4),利用贝塞尔函数,可以算出规则采样PWM波的电压傅里叶级数表达式:

$$v_{an}(t) = \frac{1}{2} V_{dc} M \cos \omega_0 t + \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n_0=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_{n_0} \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \times \sin \left[(m+n_0) \frac{\pi}{2} \right] \cos (m\omega_c + n_0\omega_0 t) \quad (7)$$

其中, $m > 0$, $n_0=0$ 所对应的载波谐波被并入到边带谐波表达式中。

式(7)中,调制比 $M = \frac{\hat{V}_m}{\hat{V}_c}$, $\hat{V}_m$ 和 $\hat{V}_c$ 分别是调制电压、载波电压的幅值,在SPWM调制中, $0 < M < 1$;

$J_{n_0}(\xi)$ 为贝塞尔函数,变量 $\xi = m \frac{\pi}{2} M$ 。

贝塞尔函数表达式为

$$J_{n_0}(\xi) = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} e^{-j\xi \cos \theta} \cos n_0 \theta d\theta}{2\pi j^{-n_0}}, \quad n_0=0, 1, 2, \dots \quad (8)$$

根据三相对称原理,可以分别求出 $v_{bn}(t)$ 和 $v_{cn}(t)$,即分别滞后与超前 $v_{an}(t)$ 120° 。线电压 $v_{ab}(t) = v_{an}(t) - v_{bn}(t)$,则 $v_{ab}(t)$ 为

$$v_{ab}(t) = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} M \cos \left(\omega_0 t + \frac{\pi}{6} \right) + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n_0=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_{n_0} \left(m \frac{\pi}{2} M \right) \sin \left[(n_0+m) \frac{\pi}{2} \right] \times \sin \frac{n_0 \pi}{3} \times \cos \left[m\omega_c t + n_0 \left(\omega_0 t - \frac{\pi}{3} \right) + \frac{\pi}{2} \right] \quad (9)$$

根据式(7)可以得出:奇数倍载波频率周围的奇次边带谐波分量和偶数倍载波频率周围的偶次边带谐波分量都被式中 $\sin(m+n_0) \frac{\pi}{2}$ 项完全消除。

对比式(7)和式(9)发现,由于相桥臂间谐波的抵消作用,线电压中不存在载波谐波,而相电压的载波谐波则由于 $\sin m \frac{\pi}{2}$ 项的作用没有出现奇次载波谐波。

根据式(9)可以得到如下结论:

(1) 线电压 $v_{ab}(t)$ 不含有载波谐波;

(2) 由于存在 $\sin[(n_0+m) \frac{\pi}{2}]$ 项,不会出现 $m \pm n_0$ 为偶数的边带频率;

(3) 由于存在 $\sin \frac{n_0 \pi}{3}$ 项,不会出现3倍频的边带频率;

(4) 由于在第一个载波谐波组($m=1$)中所有的奇次边带谐波都被消除,因而在这一组中的主要边带谐波会出现在频率 $\omega_c \pm 2\omega_0$ 和 $\omega_c \pm 4\omega_0$ ($n > 7$ 的边带谐波已经不明显了);

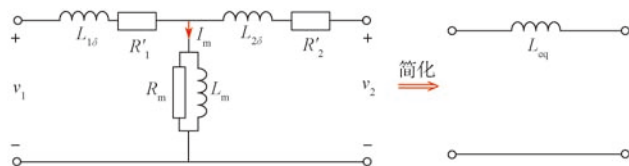
(5) 对于第二个载波谐波组,主要的边带谐波会出现在频率 $2\omega_c \pm \omega_0$ 和 $2\omega_c \pm 2\omega_0$ 处;

(6) 调制比不会影响谐波的频谱分布,但是会影响谐波的幅度。

可见,整个变频系统的网侧谐波主要是PWM整流控制中SPWM方式产生的谐波。由于载波频率远大于调制波频率,因此谐波频率的分布主要受载波频率的影响,且主要集中在载波及两倍载波频率的周围。

3 变压器漏感对变频系统谐波的影响

为了分析变压器对系统谐波的影响,有必要对变压器等效电路进行分析。变压器的等效电路如图5所示。



(a) 变压器的等效电路 (b) 变压器的近似等效电路

图5 变压器的等效电路

Fig.5 Equivalent circuits of transformer

图5(a)中, R'_1 是一次侧绕组电阻, $L_{1\delta}$ 是一次侧漏电感, R'_2 是二次侧绕组电阻, $L_{2\delta}$ 是二次侧漏电感, L_m 与 R_m 并联称为励磁阻抗。对于实际变压器,由于励磁阻抗远远大于漏电抗,流过的励磁电流 I_m 很小,相对于额定电流可以忽略不计,因此励磁阻抗可以忽略。另外,漏电抗远远大于绕组电阻值,则简化后的近似等

效电路如图 5 (b) 所示, 其中 $L_{eq}=L_{1\delta}+L_{2\delta}$ 。漏电抗的大小可以通过变压器的短路实验测定, 工程中经验值取为

$$I_{eq} = \frac{U_{ab}^2 \times U\%}{S_n \times 2\pi f} \quad (10)$$

式中: S_n ——变压器容量; f ——工频频率; $U\%$ ——变压器短路阻抗电压 (380 V 配电系统中, 一般选用 6%) ; U_{ab} ——低压侧线电压。

设 a 相输入电压为 $u_{sN}(t) = \sqrt{2}U_{sN} \cos \omega t$ 。对于单位功率因数的三相电压型 PWM 整流电路, 忽略线路阻抗时, a 相等效电路如图 6 所示, 系统谐波相量如图 7 所示。

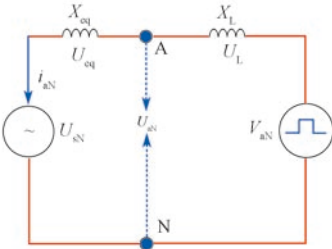


图 6 单相等效电路图

Fig.6 Single phase equivalent circuit

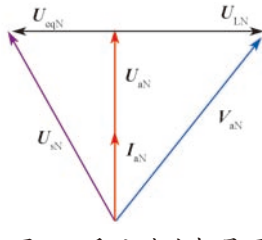


图 7 系统谐波相量图

Fig.7 System harmonic vector diagram

取图 6 中电压 U_{aN} 作为 PWM 整流器输入锁相电压, PWM 整流系统的等效谐波数学模型为

$$\begin{cases} V_{aN} = U_{aN} + nX_L I_{aN} \\ U_{aN} = U_{sN} + nX_{eq} I_{aN} \end{cases} \quad (11)$$

式中: V_{aN} ——a 相整流器阀侧相电压矢量; U_{sN} ——网侧电压矢量; I_{aN} ——线电流矢量; X_{eq} ——变压器漏电抗, $X_{eq}=\omega L_{eq}$; X_L ——整流器输入电抗, $X_L=\omega L$ 。

由上述分析中知, 相电压 V_{aN} 中 n 次 ($n=mk \pm n_0$) 谐波的角频率为 $\omega_c \pm 2\omega_0$, $\omega_c \pm 4\omega_0$, $\dots$, $2\omega_c \pm \omega_0$, $2\omega_c \pm 3\omega_0$, $\dots$, 即谐波次数 n 为 $k \pm 2$, $k \pm 4$, $\dots$, $2k \pm 1$, $2k \pm 3$, $\dots$ 。

3.1 网侧电流谐波的影响

在单相等效电路中, n 次谐波的阻抗为 $Z_n=n(X_{eq}+X_L)$ 。由式 (11) 可得

$$I_{aN} = \frac{V_{aN} - U_{sN}}{Z_n} = \frac{V_{aN} - U_{sN}}{n(X_L + X_{eq})} \quad (12)$$

由于基波角频率 $\omega_0=\omega$, 基波线电流有效值为

$$I_{a1} = \frac{\frac{M}{2} V_{dc} - U_{sN}}{X_L + X_{eq}} \quad (13)$$

由式 (13) 可知, 由于基波频率低, 变压器漏电抗 X_{eq} 对基波电流的影响不大, 且调制比越大, 基波电流越大。

n 次谐波线电流为

$$I_{an}(t) = \frac{2V_{dc}}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n_0=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_{n_0}(\xi) \sin[(m+n_0)\frac{\pi}{2}] \times \cos(m\omega_c + n_0\omega_0 t) \times [n(X_L + X_{eq})]^{-1} \quad (14)$$

谐波电流 I_{an} 主要的载波频率谐波及边带谐波有效

值如表 1 所示。表中, $a_m = \frac{2V_{dc}}{\sqrt{2}\pi mn(X_L + X_{eq})}$, 从而有

$$a_1 = ma_{m_0}$$

表 1 谐波电流 I_{an} 的主要载波谐波及边带谐波有效值

Tab. 1 Effective values of main carrier harmonics and sideband harmonics of I_{an}

	载波谐波						边带谐波					
	$n_0=0$	$n_0=\pm 1$	$n_0=\pm 2$	$n_0=\pm 3$	$n_0=\pm 4$	$n_0=\pm 5$	$n_0=\pm \dots$	$n_0=0$	$n_0=\pm 1$	$n_0=\pm 2$	$n_0=\pm 3$	$n_0=\pm \dots$
$m=1$	$a_1 J_0(M\frac{\pi}{2})$	0	$a_1 J_2(M\frac{\pi}{2})$	0	$a_1 J_4(M\frac{\pi}{2})$	0	$\dots$	$a_1 J_0(M\frac{\pi}{2})$	0	$a_1 J_2(M\frac{\pi}{2})$	0	$a_1 J_4(M\frac{\pi}{2})$
$m=2$	0	$\frac{a_2}{2} J_1(M\pi)$	0	$\frac{a_2}{2} J_3(M\pi)$	0	$\frac{a_2}{2} J_5(M\pi)$	$\dots$	$\frac{a_2}{2} J_1(M\pi)$	0	$\frac{a_2}{2} J_3(M\pi)$	0	$\frac{a_2}{2} J_5(M\pi)$
$m=3$	$\frac{a_3}{3} J_0(M\frac{3\pi}{2})$	0	$\frac{a_3}{3} J_2(M\frac{3\pi}{2})$	0	$\frac{a_3}{3} J_4(M\frac{3\pi}{2})$	0	$\dots$	$\frac{a_3}{3} J_0(M\frac{3\pi}{2})$	0	$\frac{a_3}{3} J_2(M\frac{3\pi}{2})$	0	$\frac{a_3}{3} J_4(M\frac{3\pi}{2})$
$m=4$	0	$\frac{a_4}{4} J_1(2M\pi)$	0	$\frac{a_4}{4} J_3(2M\pi)$	0	$\frac{a_4}{4} J_5(2M\pi)$	$\dots$	$\frac{a_4}{4} J_1(2M\pi)$	0	$\frac{a_4}{4} J_3(2M\pi)$	0	$\frac{a_4}{4} J_5(2M\pi)$
$m=5$	$\frac{a_5}{5} J_0(M\frac{5\pi}{2})$	0	$\frac{a_5}{5} J_2(M\frac{5\pi}{2})$	0	$\frac{a_5}{5} J_4(M\frac{5\pi}{2})$	0	$\dots$	$\frac{a_5}{5} J_0(M\frac{5\pi}{2})$	0	$\frac{a_5}{5} J_2(M\frac{5\pi}{2})$	0	$\frac{a_5}{5} J_4(M\frac{5\pi}{2})$
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$

由表 1 可以发现, 谐波电流 I_{an} 的载波谐波出现在奇次波上。根据贝塞尔函数曲线可知, 随着 m 的增加, 载波谐波有效值在衰减; 而边带角频率出现在 $\omega_c \pm 2\omega_0$ 和 $\omega_c \pm 4\omega_0$ 以及 $2\omega_c \pm \omega_0$ 和 $2\omega_c \pm 3\omega_0$ 处, 也就是当 m 与 n 之和为奇数时。

综上分析可知, $I_{an}(t)$ 的谐波主要为载波谐波及其附近的边带谐波。频率较高, 变压器漏感对谐波的阻抗作用强, 所以变压器的漏感对于输入电流谐波有抑制作用。频率越高, 抑制作用越强。

求出基波电流和谐波电流的表达式, 进而可以分析网侧电流 $i_{aN}(t)$ 的畸变率 THD_i :

$$THD_i = \frac{\sqrt{I_a^2 - I_{a1}^2}}{I_{a1}} = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} \sqrt{I_{an}^2}}{I_{a1}} \quad (15)$$

当 $m=1$ 时, 即第一载波组及边带谐波电流的有效值为

$$I_{m1}^2 = [a_1 \sum_{\substack{n=2k \\ k=0}}^{\infty} J_n(M\frac{\pi}{2})]^2 \quad (16)$$

由于边带谐波中幅值较高的是 $\omega_c \pm 2\omega_0$ 和 $\omega_c \pm 4\omega_0$, 第一载波组其他边带谐波幅值太小, 可以忽略不计。式 (16) 简化后变为

$$I_{m1}^2 = a_1^2 [J_0^2(\frac{\pi}{2}M) + J_2^2(\frac{\pi}{2}M) + J_4^2(\frac{\pi}{2}M)] \quad (17)$$

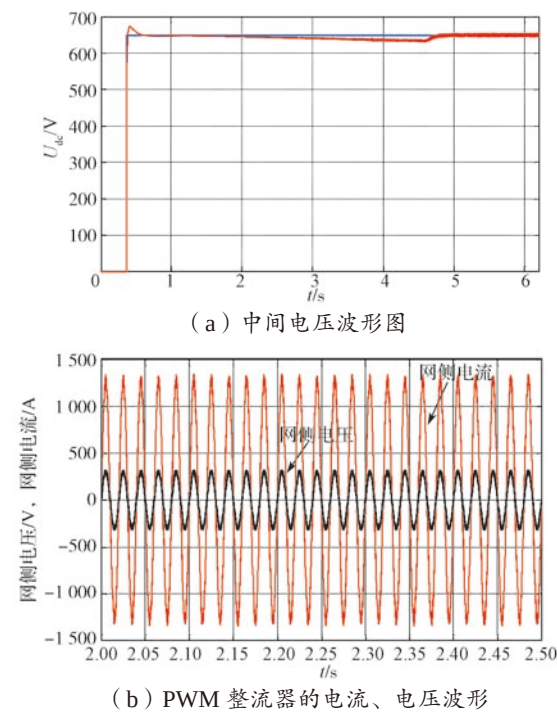


图 9 基于 PWM 变频系统的仿真波形
Fig. 9 Simulation waveforms of the PWM conversion system

4.2.1 载波频率对系统谐波的影响

当变压器容量为 2 MVA，短路阻抗 6%，永磁电机输出功率为 560 kW，PWM 整流控制载波频率分别为 3 000 Hz 和 1 500 Hz 时的仿真结果如图 10 ~ 图 12 所示。

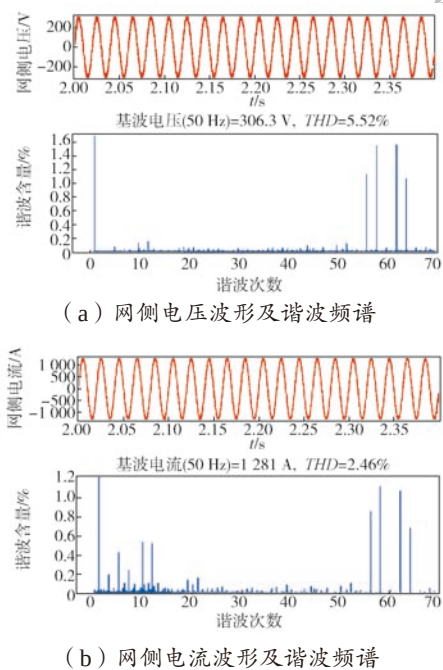


图 10 载波频率为 3 000 Hz 时网侧电压、电流仿真波形
Fig. 10 Simulation waveforms of the grid-side voltage and current when carrier frequency is 3 000 Hz

从图 10 可以看出，网侧电压、电流的谐波次数主要集中在 56，58，62 和 64 次，即 $k \pm 2$ 和 $k \pm 4$ 处，电压的谐波含量为 5.52%，电流谐波含量为 2.46%。从图 11 可以看出，网侧电压、电流的谐波次数主要集

中在 26，28，32，34，57，59 和 61 次，即 $k \pm 2$ ， $k \pm 4$ 以及 $2k \pm 1$ ， $2k \pm 3$ 处，其中电压的谐波含量为 5.82%，电流谐波含量为 5.17%。由图 12 可知，1 500 Hz 时谐波含量总量明显高于 3 000 Hz 时，因此，当外部其他输出条件不变，将载波频率从 1 500 Hz 提高到 3 000 Hz，电压谐波含量可由 5.82% 降低到 5.52%，减少了 5%；电流谐波含量由 5.17% 降低到 2.46%，减少了 52.4%。可见，载波频率升高对电压谐波含量改善不大，但是极大地降低了电流谐波含量；同时，电压、电流主要谐波成分随着载波频率改变而改变，主要为载波频率的 1 倍频附近的偶次和 2 倍频附近的奇次，验证了理论分析的正确性。

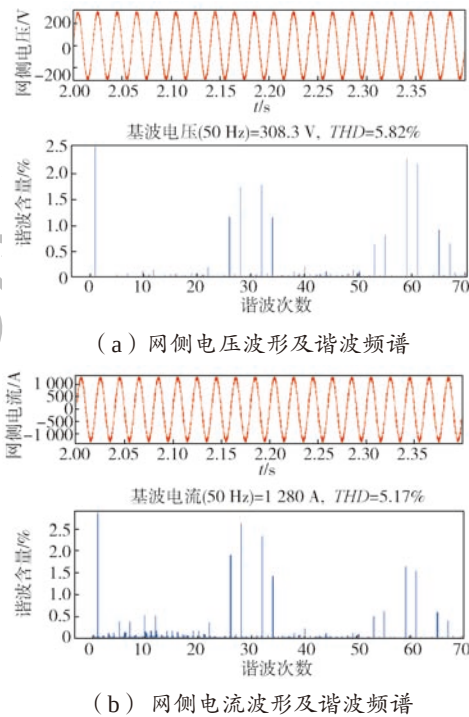


图 11 载波频率 1 500 Hz 时网侧电压、电流仿真波形
Fig. 11 Simulation waveforms of the grid-side voltage and current when the carrier frequency is 1 500 Hz

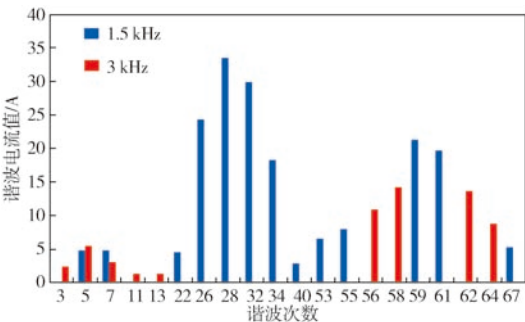


图 12 3 000 Hz 与 1 500 Hz 载波频率下网侧电流谐波对比
Fig.12 Harmonics contrast of the grid-side currents under 1 500 Hz and 3 000 Hz carrier frequencies

4.2.2 功率大小（调制比的大小）对谐波的影响

当变压器容量为 2 MVA，短路阻抗为 6%，网侧

PWM 整流控制的载波频率为 1 500 Hz，输出功率为额定功率的 60%（即 326 kW）时仿真结果如图 13 所示。由图可知，电压、电流波形的畸变小，电压谐波含量为 5.92%，电流谐波含量为 9.18%。

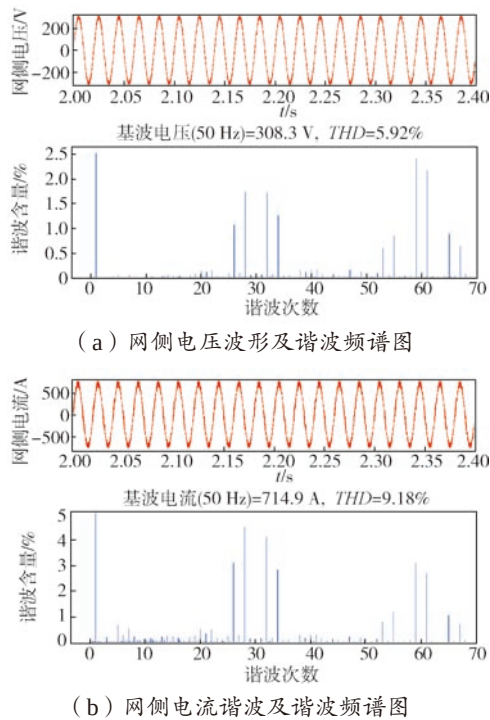


图 13 输出功率 326 kW、载波频率 1 500 Hz 时网侧电压、电流波形

Fig.13 Simulation waveforms of the grid-side voltage and current while the carrier frequency is 1 500 Hz and out power is 326 kW

图 14 为电机输出功率为 560 kW 与 326 kW 时网侧电流谐波频率对比图。可以看出，无论功率为 560 kW 还是 326 kW，载波频率为 1 500 Hz 时电流谐波都主要集中在 26，28，32，34，55，59 及 61 等次数上，但是功率越大，电流谐波含量越低。可见，在相同外部条件下，电机输出功率由 326 kW 升高到 560 kW 后，网侧电压的谐波含量变化不大，仅由 5.92% 降低到 5.82%，减少了 1.7%；网侧电流谐波含量降低较多，由原来 9.18% 降低到 5.17%，减少了 43.7%。因此，功率升高（即调制比升高），电压、电流谐波含量同时降低，其中电流

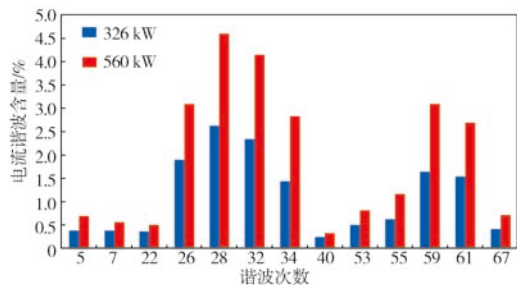


图 14 电机输出 560 kW 与 326 kW 网侧电流谐波频率对比

Fig.14 Harmonics contrast of the grid-side currents as the output power is 560 kW and is 326 kW

谐波降低尤为明显。

4.2.3 变压器短路阻抗对谐波的影响

当变压器容量 2 MVA、将短路阻抗由 6% 变化到 8%、载波频率取 1 500 Hz、输出功率取 560 kW 时，仿真结果如图 15 所示。由图可看出，电压的谐波含量为 7.17%，电流谐波含量 5.08%，主要谐波含量集中在 26，28，32，34，55，59 及 61 等次数上。

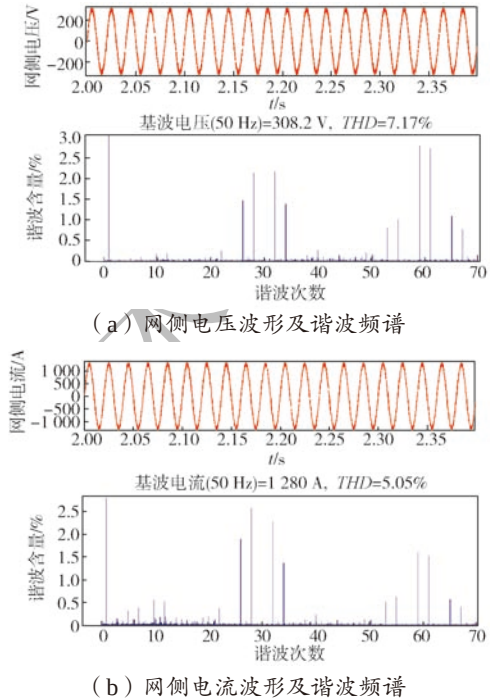


图 15 输出 560 kW、变压器短路阻抗 8% 时网侧电压、电流波形

Fig.15 Simulation waveforms of the grid-side current as the output power is 560 kW and the transformer short-circuit impedance is 8%

图 16、17 分别表示变压器短路阻抗为 6% 和 8% 时的网侧电压、电流的谐波频谱对比图。由图 16 和图 17 可以看出，当变压器短路阻抗由 6% 增加到 8% 时，电压谐波含量由 5.82% 增大到 7.17%，增加了 23%；电流谐波含量由 5.17% 降低 5.08%，降低了 1.7%。可以看出，当变压器的短路阻抗增加时，电压谐波含量升高较多，而电流谐波含量则降低，充分验证了理论分析的准确性。

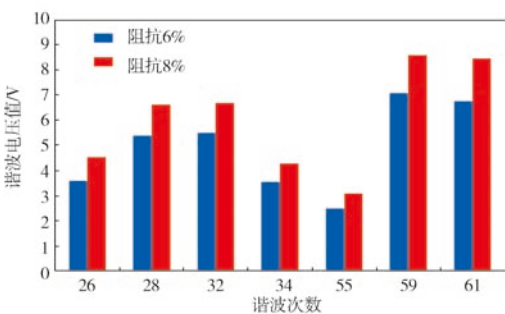


图 16 短路阻抗差异对网侧电压谐波的影响

Fig.16 Harmonics contrast of the grid-side voltages with different short-circuit impedances

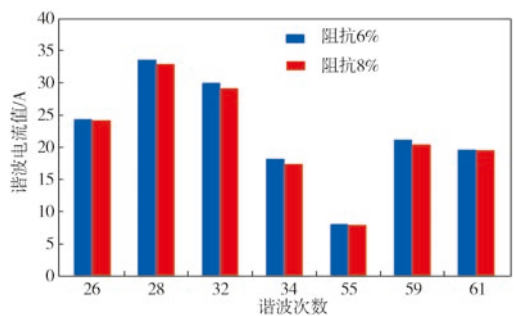


图 17 短路阻抗差异对网侧电流谐波的影响
Fig.17 Harmonics contrast of the grid-side currents with different short-circuit impedances

4.3 仿真结果分析

综上所述可知：（1）谐波频带主要集中在 $k \pm 2$ ， $k \pm 4$ 以及 $2k \pm 1$ ， $2k \pm 3$ 次数上；（2）基于 PWM 整流变频传动系统的谐波含量受载波频率、功率大小（调制比）和变压器短路阻抗大小的影响。载波频率提高时，电流、电压谐波含量都降低，电流谐波降低尤为明显；调制比增加时，电压、电流谐波降低，且电流谐波降低特别明显；变压器短路阻抗增加时，电压谐波增加，而电流谐波含量则降低。

5 结语

输配电系统中的谐波不仅污染公用电网、增加系统的损耗、降低系统的效率，还会干扰通信信号，严重时会影响用电设备、人员的安全。本文通过引入二重傅里叶变换对正弦波脉宽调制进行分解，进而对其中的谐波含量进行分析。由分析可知，为适应复杂多变的配电环境、实现与配电系统的最优匹配、最大程度减少 PWM 整流变频传动系统谐波产生的影响，必须对载波频率、调制深度以及变压器短路阻抗等关键影响因素进行优化

匹配，根据不同的应用场合进行不同的参数配置。但本文只是针对 PWM 整流变频传动系统谐波特性进行分析，对其谐波的综合治理措施仍需开展进一步的研究。

参考文献：

[1] KAZMIERKOWSKI M P, KRISHNAN R, BLAABJERG F. Control in power electronics: selected problems [M]. USA: Academic Press, 2002.

[2] BOSE B K. Modern power electronics and AC drives [M]. Beijing: China Machine Press, 2003.

[3] RODRIGUEZ J R, DIXON J W, ESPINOZA J R, et al. PWM regenerative rectifiers: state of the art [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005,52(1): 5-22.

[4] HOLMES D A, LIPO A T. 电力电子变换器 PWM 技术原理与实践 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2010.

[5] 伍小杰, 罗悦华, 乔树通. 三相电压型 PWM 整流器控制技术综述 [J]. 电工技术学报, 2005, 20(12): 7-12.

WU X J, LUO Y H, QIAO S T. A Control Technical Summary of Three-Phase Voltage-Source PWM Rectifiers [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20(12): 7-12.

[6] 王正仕, 陈辉明. 具有无功和谐波补偿功能的并网逆变器设计 [J]. 电力系统自动化, 2007, 31(13): 67-71.

WANG Z S, CHEN H M. Design of Grid-tied Inverters with the Functions of Reactive and Harmonic Compensation [J]. Automation of Electric Power Systems, 2007, 31(13): 67-71.

[7] 肖湘宁. 电能质量分析与控制 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2004: 164-201.

[8] RATHNAKUMAR D, LAKSHMANA PERUMAL J, SRINIVASAN T. A new software implementation of space vector PWM [C] // IEEE southeastcon 2005: Excellence in Engineering, Science and Technology. Ft. Lauderdale, UK, 2005, 133(1): 131-136.

[9] 何国军, 王旭峰. CRH2 动车组三电平 PWM 整流器仿真及谐波分析 [J]. 电力学报, 2010, 25(6): 455-457.

HE G J, WANG X F. Three-Level PWM Rectifier Simulation and Harmonic Analysis of CRH2 Electric Multiple Units [J]. Journal of Electric Power, 2010, 25(6): 455-457.

[10] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.

[11] 王兆安, 杨君, 刘进军, 等. 谐波抑制和无功功率补偿 [M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.



（上接第 16 页）随着储能式车辆牵引变流器的批量装车应用，后续将进行变流器的持续改进和适应性优化设计，以配合车辆需求进行不断优化完善。

参考文献：

[1] 赵明花, 牛锡平, 杨丹燕, 等. 我国自主研发 100% 低地板轻轨车 [J]. 机车电传动, 2013(3): 59-63.

ZHAO M H, NIU X P, YANG D Y, et al. Domestic Independent-developed 100% Low Floor Light Rail Vehicle [J]. Electric Drive for Locomotives, 2013(3): 59-63.

[2] 胡基贵, 刘天赋. 从现代有轨电车技术的发展看中国研究方向 [J]. 机车电传动, 2016(2): 1-4.

HU J G, LIU T F. Technical Development Direction of China Modern Tramcar [J]. Electric Drive for Locomotives, 2016(2): 1-4.

[3] 高巧云, 崔学深, 张健, 等. 超级电容+蓄电池混合储能直流系统工作特性研究 [J]. 现代电力, 2013, 30(6): 27-31.

GAO Q Y, CUI X S, ZHANG J, et al. Research on Operation

Characteristics of Super Capacitor-battery Hybrid Energy Storage DC System [J]. Modern Electric Power, 2013, 30(6): 27-31.

[4] 唐飞龙. 低地板有轨电车及无网供电技术 [J]. 电力机车与城轨车辆, 2014(2): 7-9.

TANG F L. Low floor tramcar and catenary-less power supply technology [J]. Electric Locomotives & Mass Transit Vehicles, 2014(2): 7-9.

[5] 肖绯雄, 陈旭, 隆孝军, 等. 100% 低地板轻轨车发展与模式 [J]. 机车电传动, 2015(1): 58-61.

XIAO F X, CHEN X, LONG X J, et al. Development and Patterns of 100% Low-floor Light Rail Vehicles [J]. Electric Drive for Locomotives, 2015(1): 58-61.

[6] 袁文辉, 陈文光, 夏文杰, 等. 集成式双向 DC-DC 储能低地板有轨电车牵引系统 [J]. 机车电传动, 2016(4): 73-76.

YUAN W Y, CHEN W G, XIA W J, et al. Integrated Bidirectional DC-DC Energy Storage Low-floor Trams Traction System [J]. Electric Drive for Locomotives, 2016(4): 73-76.

[7] 王兆安, 黄俊. 电力电子技术 [M]. 4 版. 北京: 机械工业出版社, 2000.