

基于互调原理的交直交变流系统中的间谐波分析

李琼林, 刘会金, 张振环, 陈红坤

(武汉大学电气工程学院, 湖北省 武汉市 430072)

Interharmonic Analysis in the AC/DC/AC System Based on Intermodulation Theory

LI Qiong-lin, LIU Hui-jin, ZHANG Zhen-huan, CHEN Hong-kun

(School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, Hubei Province, China)

ABSTRACT: Based on modern modulation theory, the uniform modulation model of rectifier and inverter was given, and through the deduction of the frequency transform rules between the AC and DC sides of the converter, the generation course of harmonic and interharmonic can be revealed, and the harmonic and interharmonic analysis can be unified. Considering the interaction between the AC signals of two sides in AC/DC/AC system, the intermodulation production in DC side was analyzed. The frequency trait of the ripple in DC side was deduced detailed under different conditions including ideal and nonideal conditions, utilize frequency transform rules, the generation mechanism of interharmonic in the AC/DC/AC system can be analyzed elaborately. Finally, simulation experiments were presented, and the outcome proved the validity of the theory reasoning.

KEY WORDS: modeling; intermodulation; AC/DC/AC converter; interharmonic; mechanism analysis

摘要: 基于现代调制理论, 首先对整流器和逆变器进行统一调制建模, 通过分析其交直流侧的频率变换关系, 揭示交流侧谐波、间谐波的产生过程。将谐波和间谐波的分析统一起来。并指出直流侧的纹波信号是变流器产生间谐波的直接原因。通过分析交直交变流系统两侧的交流信号在直流侧的互调产物, 考虑两侧变流器之间的相互影响, 针对不同的运行工况, 特别是考虑系统三相不平衡、存在背景谐波等非理想情况下, 详细推导各种情况下交直交变流系统的直流侧的纹波频率特征, 利用交直流侧频率转换规则, 很好地揭示交直交变流系统中的间谐波产生机理。仿真实验验证理论推导的正确性和有效性。

关键词: 建模; 互调; 交直交变流器; 间谐波; 机理分析

基金项目: 国家自然科学基金项目(50677045)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50677045).

0 引言

间谐波指的是介于电压、电流谐波之间, 频率为非整数倍基波频率的分量。随大量电力电子装置在电力系统中的应用, 各种电力电子设备已成为主要的间谐波源, 间谐波问题引起广泛关注^[1-2], 但主要集中在间谐波的信号检测^[3-4]。由于运行工况的变化, 间谐波的频谱具有时变特性, 通过建立准确的谐波源分析模型, 揭示间谐波的产生机理, 预测间谐波频率, 有益于确定间谐波分析所要求的分解频率和采样周期。对于间谐波的测量和抑制也具有指导意义。

交直交变流系统作为一种特殊的换流形式而被广泛应用于现代电力系统中。已有相当多的文献对HVDC系统和交流调速系统进行谐波分析, 但都较少考虑两侧交流系统之间的相互影响^[5-8]。文献[9-10]提出采用双重傅立叶变换方法对单一变流器的输出信号进行谐波分析, 取得较好的效果。文献[11-12]对各种电力电子装置的谐波分析模型进行了归纳, 并对各种模型进行了拓展以期用于间谐波的分析, 但都受到许多条件的限制。文献[13-14]考虑了变流器的实际换流过程, 运用迭代谐波分析方法对AC/DC/AC变流系统进行了建模分析, 但没有对间谐波的产生过程进行详细的推导, 文献[15]以交流调速系统为例, 考虑了两侧交流系统之间的相互影响, 分析了理想工况下的间谐波产生情况, 但没有具体推导两侧交流系统在直流侧的互调产物。而且, 当系统侧或负荷端存在不平衡或系统存在背景谐波情况下, 其内部的调制过程更加复杂, 频谱信息更加丰富。间谐波的产生恰恰与这些因素密切相关, 正是由于这些各种不同频率信号在直流侧的交叉耦合, 在直流侧形成不同频率下的纹波,

并通过变流器向两侧传播,从而在交直交变流器两端的交流侧产生了各种频率的间谐波。

变流器的工作过程实际上就是通过对输入信号进行调制,实现信号频率、幅值的变换过程,当两变流器通过中间直流环节互联时,还必须考虑两者之间的相互影响。本文首先通过开关函数对整流器和逆变器进行统一调制建模,通过分析其交直流侧的频率变换关系揭示交流侧谐波、间谐波的产生过程,将谐波和间谐波的分析统一起来。并基于无源互调原理,通过分析交直交变流器两侧交流系统在直流侧的互调产物,考虑两侧变流器之间的相互影响,针对不同的运行工况,特别是考虑系统三相不平衡、存在背景谐波等非理想情况下,通过推导交直交变流系统在各种情况下直流侧的纹波频率、利用交直流侧频率转换规则,揭示交直交变流系统中的间谐波产生机理。仿真实验验证理论推导的正确性和有效性。

1 变流器的分析建模

1.1 变流器的统一调制建模

1.1.1 变流器的调制模型

图 1 为典型的三相 6 脉波换流器模型,定义用于变流器谐波分析的开关函数 s_a, s_b, s_c , 理想情况下,对于整流器,其直流侧电压和交流侧电流满足

$$\begin{cases} u_{DC} = u_a s_{ua} + u_b s_{ub} + u_c s_{uc} \\ i_a = i_{DC} s_{ia} \\ i_b = i_{DC} s_{ib} \\ i_c = i_{DC} s_{ic} \end{cases} \quad (1)$$

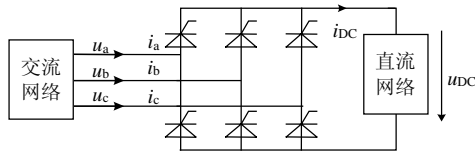


图 1 三相变流器模型

Fig. 1 Model of three-phase converter

对于逆变器,其交流侧电压和直流侧电流满足

$$\begin{cases} i_{DC} = i_a s_{ia} + i_b s_{ib} + i_c s_{ic} \\ u_a = u_{DC} s_{ua} \\ u_b = u_{DC} s_{ub} \\ u_c = u_{DC} s_{uc} \end{cases} \quad (2)$$

式中 s_{ua}, s_{ub}, s_{uc} 与 s_{ia}, s_{ib}, s_{ic} 分别对应 a、b、c 三相的电压、电流开关函数。可见,整流器和逆变器具有统一的数学表达形式,所以可对它们进行统一分析,其交直流侧的变量均可通过开关函数的调制

联系起来。

1.1.2 变流器交直流侧的频率变换

变流器主要有 2 种控制方式,即相控方式和 PWM 调制方式,图 2(a)、(b)分别对应 2 种控制方式下开关函数对理想直流电流的调制过程。考虑更一般的情况,假设直流侧电流含有纹波,以图 2(c)为例对变流器交直流侧之间的频率变换关系进行分析。为简化分析过程,假设直流侧电流只包含频率为 f_z 的纹波分量,并假设初相角为 0。即

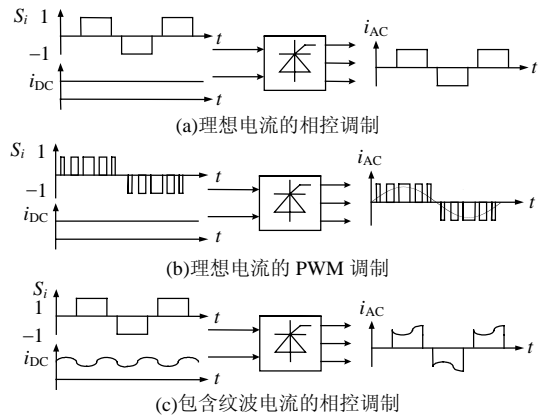


图 2 换流器的等效调制过程示意图

Fig. 2 Sketch map for the equivalent modulation course of converter

$$i_{DC} = I_d + a_z \sin(\omega_z t) \quad (3)$$

其中 $\omega_z = 2\pi f_z$ 。以相控方式为例,对于三相 6 脉波变流器而言,其开关函数可描述为

$$s_{ia} = k(\cos \omega t - \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \frac{1}{7} \cos 7\omega t - \dots) \quad (4)$$

将式(3)、(4)代入式(1)可得

$$\begin{aligned} i_a(t) &= i_{DC}(t) s_{ia}(t) = [I_d + a_z \sin(\omega_z t)] \cdot \\ &k(\cos \omega t - (\cos 5\omega t)/5 + (\cos 7\omega t)/7 - \dots) = \\ &kI_d(\cos \omega t - (\cos 5\omega t)/5 + (\cos 7\omega t)/7 - \dots) + \\ &ka_z[\sin(\omega + \omega_z)t - \sin(\omega - \omega_z)t]/2 - \\ &ka_z[\sin(5\omega + \omega_z)t - \sin(5\omega t - \omega_z)t]/10 + \\ &ka_z[\sin(7\omega t + \omega_z)t - \sin(7\omega - \omega_z)t]/14 - \dots \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)右边第 1 项正对应于开关函数对理想直流电流的调制,与常规的谐波分析结果相一致。对于后面几项,如果 $\omega_z = n\omega, n=1, 2, \dots$, 即直流侧的纹波信号频率为系统基波电压的整数倍,由式(5)可见,在交流侧将产生 $6k \pm (n+1)\omega$ 和 $6k \pm (n-1)\omega$ 非特征谐波分量,而当 $\omega_z \neq n\omega$ 时,在交流侧则会出现 $(6k \pm 1)\omega + \omega_z$ 和 $(6k \pm 1)\omega - \omega_z$ 等间谐波分量。可见,直流侧的非整数倍基波频率的纹波是交流侧产生间谐波的直接原因。

同理,对于 PWM 调制方式,其调制策略、调

制比和载波比一旦确定, 其对应的开关函数也随之确定, 同样可按照上述调制方法对交流侧的谐波、间谐波产生过程进行分析。由于整流器和逆变器在数学上具有统一的数学表达形式, 类似的可对逆变器交直流侧进行频率变换分析。

可见, 变流器的交直流侧之间的频率变换关系等效为特定的开关函数对另一信号的调制过程, 其交流侧的信号频率将由开关函数和直流侧信号频率唯一决定。变流器所采用的控制方式一旦确定, 其开关函数的表达形式也随之确定, 所以对于交直交交流系统交流侧的信号进行频谱分析, 关键在于分析两侧交流系统在直流侧的相互影响, 确定直流侧信号的频率特征。

1.2 交直交交流系统的互调

1.2.1 无源互调产物的基本理论

当 2 个或 2 个以上的信号在具有非线性无源器件中混合时, 将产生无源互调产物(passive intermodulation, PIM)^[16-17]。为分析无源互调产物的产生和无源互调的基本理论, 不失一般性, 考虑一种简单的情形, 即非线性器件由频率分别为 f_1 和 f_2 的 2 个信号激励, 即有

$$U_i = U_1 \cos(2\pi f_1 t) + U_2 \cos(2\pi f_2 t) \quad (6)$$

式中: U_i 为输入合成信号; U_1 和 U_2 为 2 个激励信号的幅度。非线性器件的传递函数可表示为一个 n 阶幂级数:

$$\begin{aligned} U_o = & a_1 U_i + a_2 U_i^2 + \dots + a_n U_i^n = a_1 [U_1 \cos(2\pi f_1 t) + \\ & U_2 \cos(2\pi f_2 t)] + a_2 [U_1 \cos(2\pi f_1 t) + \\ & U_2 \cos(2\pi f_2 t)]^2 + a_3 [U_1 \cos(2\pi f_1 t) + \\ & U_2 \cos(2\pi f_2 t)]^3 + \dots + a_n [U_1 \cos(2\pi f_1 t) + \\ & U_2 \cos(2\pi f_2 t)]^n \end{aligned} \quad (7)$$

式中: U_o 为输出信号; a_1 、 a_2 、 \dots 、 a_n 为依赖于非线性器件特性的系数。对式(7)进行展开, 输出信号 U_o 的频谱不仅包括原始的激励信号和许多新产生的谐波信号频率, 还包含的互调产物, 其频率为

$$f_{im} = |mf_1 \pm nf_2|, \quad m, n = 0, 1, 2, \dots \quad (8)$$

显然, 对于线性器件, 则不会产生上述产物。

1.2.2 AC/DC/AC 变流系统两侧交流信号的互调

图 3 为一通用 AC/DC/AC 变流系统的示意图, 两侧的整流器和逆变器均为典型的非线性无源器件, 假设系统侧的基波电压频率为 f_1 , 逆变器输出基波电压频率为 f_2 , 为分析两侧交流信号在直流侧的相互影响, 将整个变流器作为一个整体加以考虑, 将两侧交流信号作为 2 个独立的输入信号源,

输入频率分别为 f_1 、 f_2 , 而将其直流侧作为系统输出进行分析, 由式(8)可知, 其输出应该包含有 $mf_1 \pm nf_2$ 频率的互调产物, 但由于变流器自身调制特点, 对于 6 脉波变流器(整流和逆变均以相控方式为例), 在满足理想供电和三相负载对称条件下, 在直流侧只会出现 6 倍频的频率信号, 所以, 直流侧信号的互调产物也应该遵循 6 倍频关系, 即

$$f_{im}^{DC} = |6mf_1 \pm 6nf_2|, \quad m, n = 0, 1, 2, \dots \quad (9)$$

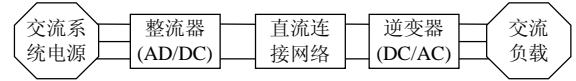


图 3 AC/DC/AC 变流系统示意图

Fig. 3 Configuration of AC/DC/AC conversion system

所以, 由于两侧交流信号的互调, 在直流侧不仅包含 $6kf_1$ 、 $6kf_2$ 等特征谐波分量, 还会出现式(9)所示互调产物。

对于 PWM 控制方式, 由于变流器的频率变换关系不再满足 6 倍频关系, 而与开关频率有关, 当系统电压不平衡或存在背景谐波, 三相负载不对称等非理想情况下, 直流侧会出现非特征谐波。对这些情况, 应该具体分析, 假设在这些情况下, 整流器和逆变器在直流侧产生的谐波信号频率系列分别为 f_r^{DC} 、 f_i^{DC} , 则其互调产物满足

$$f_{im}^{DC} = |f_r^{DC} \pm f_i^{DC}| \quad (10)$$

2 理想工况下的间谐波产生机理分析

2.1 直流侧

理想情况下, 对于三相 6 脉波相控变流器, 直流侧电压主要包括 3 部分: $f_r^{DC} = 6kf_1$; $f_i^{DC} = 6kf_2$; $f_{im}^{DC} = |6mf_1 \pm 6nf_2|$ 。其中, f_r^{DC} 、 f_i^{DC} 、 f_{im}^{DC} 分别为整流器、逆变器在直流侧产生的特征谐波, 及两侧交流系统在直流侧的互调产物。

2.2 系统侧

由于开关函数主要包含 $6k \pm 1$ 次频率分量, 一方面, 由于开关函数对直流量的调制在系统侧将会产生频率为 $(6k \pm 1)f_1$ 特征谐波分量; 另一方面, 由于交直交变流器在直流侧的耦合, f_i^{DC} 、 f_{im}^{DC} 分量将对系统侧产生影响, 整流器开关函数对其调制的结果为

$$\begin{cases} f_{id}^s = |(6k \pm 1)f_1 \pm 6kf_2| = |6k(f_1 \pm f_2) \pm f_1| \\ f_{im}^s = |(6k \pm 1)f_1 \pm (6mf_1 \pm 6nf_2)| \end{cases} \quad (11)$$

2.3 逆变器输出侧

同理, 对于 6 脉波相控逆变器, 除频率为 $(6k \pm 1)f_2$ 的特征谐波外, 逆变器输出侧还包含逆变

器开关函数对 f_i^{DC} 、 f_{im}^{DC} 的调制结果:

$$\begin{cases} f_{dr}^i = |(6k \pm 1)f_2 \pm 6kf_1| = |6k(f_2 \pm f_1) \pm f_2| \\ f_{im}^i = |(6k \pm 1)f_2 \pm (6mf_1 \pm 6nf_2)| \end{cases} \quad (12)$$

对于 PWM 控制方式下的变流器, 同样可按上述调制方法进行分析, 唯一不同在于开关函数的表达形式发生相应变化, 从而使直流侧和交流侧的频率特征发生变化, 它们都受调制比、开关频率、调制策略等因素的影响, 所以要针对具体情况进行分析确定。

可见, 理想工况下交流侧间谐波的产生过程, 实际上是两侧不同基波频率的交流系统通过直流连接系统的耦合, 产生互调产物, 并通过变流器调制的结果, 显然, 当 $f_1=f_2$ 时, 互调消失, 不产生间谐波。

3 非理想工况下的直流侧纹波特征分析

实际电力系统大多不满足理想运行条件, 系统电压可能存在不平衡甚至畸变情况, 负荷也可能存在三相不对称。非理想情况下, AC/DC/AC 变流系统的分析将更加复杂, 产生间谐波的现象也更加普遍。但依然遵循上述调制规则, 只是直流侧的频率特征发生较大改变。本文主要对非理想情况下直流侧的频率特征进行分析。

为不失一般性, 同时考虑三相系统电压不平衡和存在畸变情况, 通过对称分量的形式来描述三相不平衡, 定义一系列角频率 ω_m , $m=1,2,\dots$, 其中 ω_m 为任意值, 即不限于为交流系统角频率 ω 的整数倍。三相系统电压表示为

$$e_i = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{s=p,0,n} E_{ms} \sin(\omega_m t + \varphi_i), \quad i = a, b, c \quad (13)$$

式中 φ_i 分别为 α_{ms} 、 $\alpha_{ms} - 2\pi/3$ 、 $\alpha_{ms} + 2\pi/3$ 。如果考虑整流器的换流过程^[12], 则其对应的开关函数可表示为

$$s_{ua} = \sum_{n=1}^{\infty} A_{nu} \sin n\omega t \quad (14)$$

式中 $A_{nu} = \frac{4}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2} \cos \frac{n\pi}{6} \cos \frac{n\mu}{2}$, 显然只有 $n=6k \pm 1$ 时, A_{nu} 才不为 0。联立式(13)、(14)和(1), 可得到三相系统电压不平衡并且存在畸变时直流侧的电压表达式:

$$u_{\text{DC}} = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{s=p,0,n} \frac{1}{2} E_{mp} A_{nu} \left\{ [1 + 2 \cos \frac{2(n+s)\pi}{3}] \cdot \sin[(\omega_m + n\omega)t + \alpha_{ms}] + [1 + 2 \cos \frac{2(n-s)\pi}{3}] \cdot \sin[(\omega_m - n\omega)t + \alpha_{ms}] \right\} \quad (15)$$

(1) 三相不平衡。

考虑三相系统基波电压不平衡情况, 由式(15)可得

$$\begin{cases} u_{\text{DC}}^p = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{3E_{1p}}{2} \{ A_{(6k-1)u} \sin(6k\omega t + \alpha_{1p}) + A_{(6k+1)u} \sin(-6k\omega t + \alpha_{1p}) \} \\ u_{\text{DC}}^n = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{3E_{1n}}{2} \{ A_{(6k+1)u} \sin[(6k+2)\omega t + \alpha_{1n}] + A_{(6k-1)u} \sin[(-6k+2)\omega t + \alpha_{1n}] \} \\ u_{\text{DC}}^0 = 0 \end{cases} \quad (16)$$

式中 u_{DC}^p 、 u_{DC}^n 、 u_{DC}^0 分别为三相系统电压的正、负、零序电压对应的直流电压的响应。可见, 在三相系统电压不平衡条件下, 在直流侧除了产生 $6k$ 次特征谐波电压外, 还将产生 $6k+2$ 次非特征谐波电压。对于由三相元件参数不对称所引起的三相不平衡问题, 可得到同样结论。

由线性电路理论可知, 在直流侧将出现对应次数的谐波电流。考虑两侧系统在直流侧的互调产物, 所以直流侧主要包含的频率分量为

$$\begin{cases} f_r^{\text{DC}} = 2kf_1 \\ f_i^{\text{DC}} = 6kf_2 \\ f_{im}^{\text{DC}} = |2mf_1 \pm 6nf_2| \end{cases} \quad (17)$$

(2) 系统电压存在背景谐波。

当变流器工作在背景谐波情况下, 即系统电压波形存在畸变, 并假设 $\omega_m = m\omega$, 则其直流侧电压响应为

$$u_{\text{DC}} = \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{3E_m}{2} \{ A_{(6k-1)u} \sin[(\omega_m + (6k-1)\omega)t + \alpha_m] + A_{(6k+1)u} \sin[(\omega_m - (6k+1)\omega)t + \alpha_m] \} \quad (18)$$

由式(18)可知, u_{DC} 将包含频率为 $[m \pm (6k-1)]\omega$ 的非特征谐波。

所以, 除频率为 $6kf_1$ 的特征谐波外, 直流侧电压还包含 $|f_m + (6k-1)f_1|$ 和 $|f_m - (6k+1)f_1|$ 的频率分量。考虑逆变器的影响及两侧交流系统在直流侧的互调, 直流侧包含以下频率分量: ① $f_r^{\text{DC}}: 6kf_1$, $(6k+m-1)f_1$, $(6k-m+1)f_1$; ② $f_{im}^{\text{DC}}: |6mf_1 \pm 6nf_2|$, $[6k \pm (m-1)]f_1 \pm 6nf_2$; ③ $f_i^{\text{DC}} = 6kf_2$ 。

在此直流纹波基础上, 对于两侧交流系统, 同样可采用前述的调制规则进行推导。可见, 非理想工况下, 由于其直流侧频率信号的多样性, 经过变流器开关函数的调制, 在两侧交流系统将会产生更加丰富的频谱。对于负荷不对称情况, 由于整流器和逆变器建模的统一性, 可进行类似分析。

4 仿真验证

4.1 算例 1

为验证变流器调制建模的正确性，进行直流侧电压含有纹波情况下逆变器输出的频谱分析。图 4 为 AC/DC/AC 变流系统对应的 Matlab/Simulink 系统仿真模型。本算例中直流侧电压由 200 V 直流电压叠加

幅值为 80 V，频率为 360 Hz 的谐波电压组成，逆变器采用 180° 导电相控方式，输出基波频率为 70 Hz。图 5 分别为直流侧电压和 a 相输出电流的波形及频谱。由图 5 可见，除 350、490 Hz 等特征谐波外，逆变器输出电流还包含有 10、130、290、410、430、490 Hz 等频率分量、显然满足 $|(6k \pm 1) \times 70 \pm 360|$ Hz 的关系。

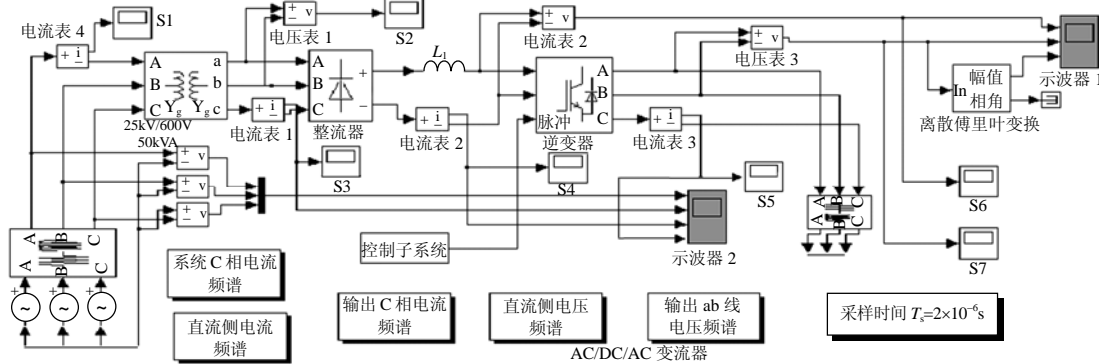


图 4 交直交交流系统仿真模型

Fig. 4 Simulation model of AC/DC/AC system

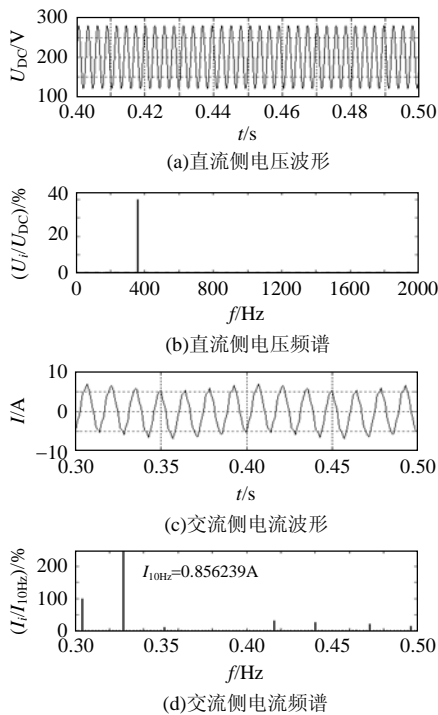


图 5 逆变器直流侧电压和交流侧电流波形及频谱
Fig. 5 Figure and spectrum for the DC voltage and AC current of inverter

4.2 算例 2

为验证交直交交流系统两侧交流系统在直流侧的互调产物，整流器和逆变器均采用相控换流方式，整流采用二极管自然换相，逆变采用相控 180° 导电方式，实际应用中(以变频调速为例)，其逆变侧输出频率随着负载发生变化，分别以 75 Hz 和 50 Hz 为例说明两侧交流系统在直流侧的互调产物。图 6

对应输入输出频率分别为 60、50 Hz，简称为 60-50Hz。由频谱可见，直流侧除了 $6k \times 50$ 、 $6k \times 60$ Hz 等特征频率外，还包含 60、120、180、240、420 Hz 等非特征谐波，这些频率显然也满足 $|6m \times 60 \pm 6n \times 50|$ 的规律。图 7 对应输入输出频率分别为 60、75 Hz，简称为 60-75Hz。其互调产物同样满足 $|6m \times$

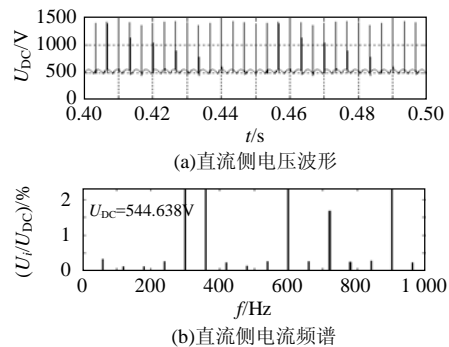


图 6 60-50Hz 直流侧电压波形及频谱
Fig. 6 DC voltage and its spectrum for 60-50Hz

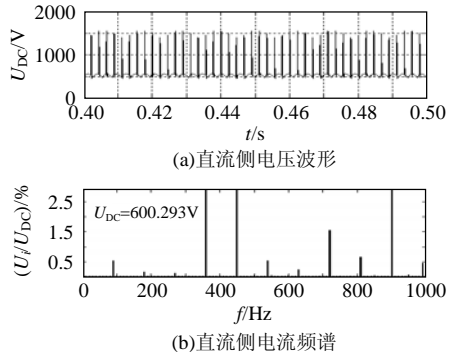


图 7 60-75 Hz 直流侧电压波形及频谱
Fig. 7 DC voltage and its spectrum for 60-75Hz

$60 \pm 6n \times 75$ 的规律。

4.3 算例3

对交直交交流系统交流侧间谐波的产生情况分析如下：

(1) 理想工况下(60-75Hz)。

系统参数： $U_s=25\ 000/\sqrt{3}\text{ V}$ ， $L_s=1\text{ H}$ ， $R_s=20\ \Omega$ ， $L_{DC}=5\text{ mH}$ ， $L_1=50\text{ mH}$ ， $R_1=10\ \Omega$ ，系统变压器为25kV/600V，Y-Y连接。图8为系统侧和逆变器输出侧的电流波形和频谱，由图8可见，在系统侧将产生30、150、210、330、390Hz等间谐波分量。由图10可看出，逆变器输出侧则包含15、105、175、195、285、435Hz等间谐波分量，系统侧和输出侧的频率特征分别遵循式(11)、(12)的规律。只是某些频率分量的含量非常小。

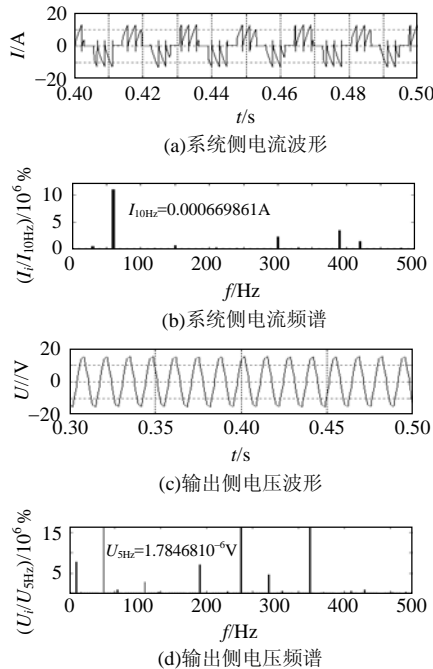


图8 60-75Hz 系统侧电流和输出侧电压波形及频谱
Fig. 8 System side current, outside voltage and their spectrums for 60-75Hz

(2) 三相不平衡(60-75Hz)。

系统参数保持不变，假设c相系统电压存在10%不平衡。图9分别给出三相不平衡情况下的直流侧、系统侧和输出侧的电流波形及频谱。由于三相不平衡，在直流侧将出现90、120、180、240、270、480、540Hz等非特征量、在系统侧则出现30、120、150、180、210、240、330、390、420Hz等间谐波分量。在输出侧则有15、45、165、195、255、285、405、435Hz等频率的间谐波分量。

(3) 系统电压畸变(60-50Hz)。

假设系统电压存在背景谐波，谐波频率为

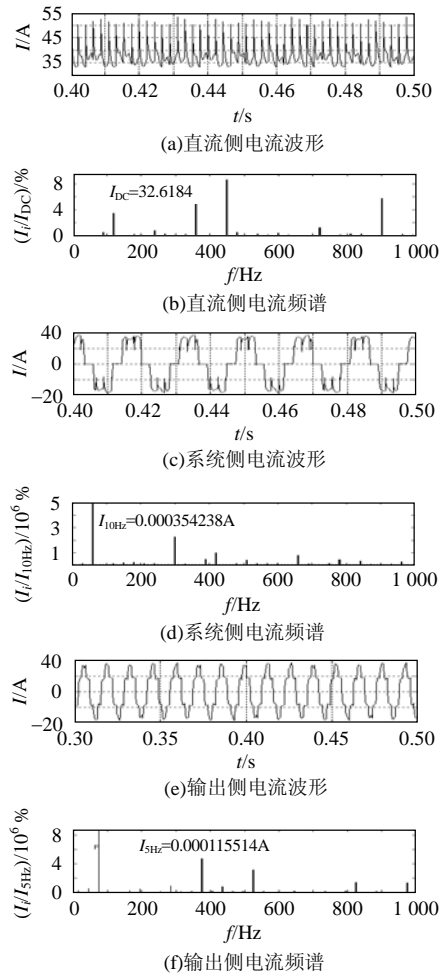


图9 不平衡条件下电流波形及频谱
Fig. 9 Currents and their spectrums under unbalance condition

120 Hz，含量为基波的10%，其它参数保持不变。图10分别给出此条件下直流侧、系统侧和输出侧的电流波形。由于系统电压畸变，在直流侧将出现30、60、90、120、150、300、390、420、540Hz等非特征量、在系统侧则出现30、90、120、150、180、240、330、390、420Hz等间谐波分量。在输出侧15、75、135、285、345、435、465Hz等间谐波分量相对比较明显。

(4) 相控整流+PWM 逆变方式。

逆变器采用双极性PWM调制，输出频率为50Hz，载波频率为2000Hz，调制比为0.85，直流侧参数 $L_{DC}=10^{-5}\text{ mH}$ ， $C_{DC}=5 \times 10^{-2}\text{ F}$ ，其它参数保持不变。

逆变器采用PWM控制方式，由于开关频率比较高，逆变器自身产生的谐波比较小，所以整流器和逆变器之间的相互影响也比较小。直流侧主要考虑整流器的影响。由图11可见，系统侧主要是整流器所产生的特征谐波；逆变器输出侧电流只会在

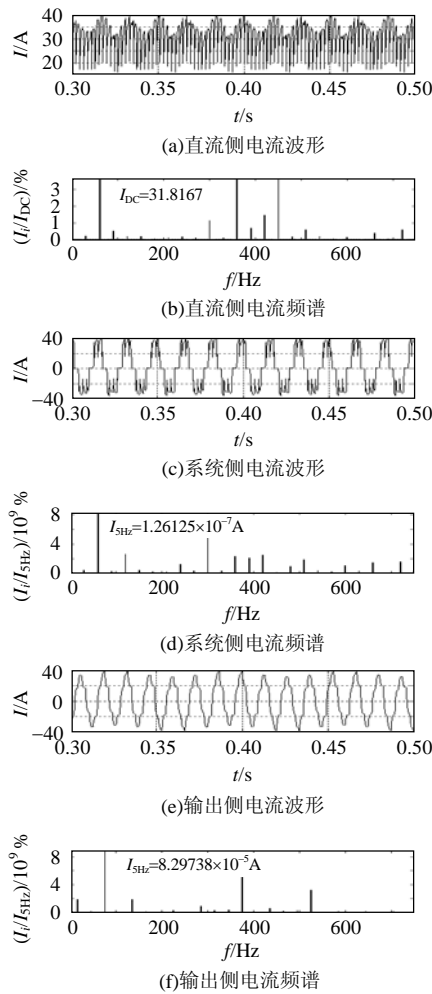


图 10 系统电压存在畸变条件下的电流波形及频谱
Fig. 10 Currents and their spectrums under the malformed system voltage

开关频率附近出现高频谐波。

5 结论

(1) 通过对变流器进行统一调制建模，将整流器和逆变器的分析模型很好地统一起来。

(2) 通过分析变流器交直流侧间的频率变换关系，将谐波和间谐波的产生过程可统一起来，并指出变流器直流侧纹波是交流侧产生间谐波的直接原因。

(3) 对交直交交流系统进行谐波分析，必须考虑两侧变流器间的相互影响，通过互调原理，推导了两侧交流系统在直流侧的互调产物。

(4) 变流器运行工况的改变会影响直流侧的纹波特征，但不会改变交直流侧之间的调制规则。

(5) 直流侧的系统参数对谐波和间谐波的量值有很大影响，但不会改变其频率特征。

(6) 本文以三相六脉波相控变流器为例所采用的分析方法可直接延拓到其它多脉波和其它控

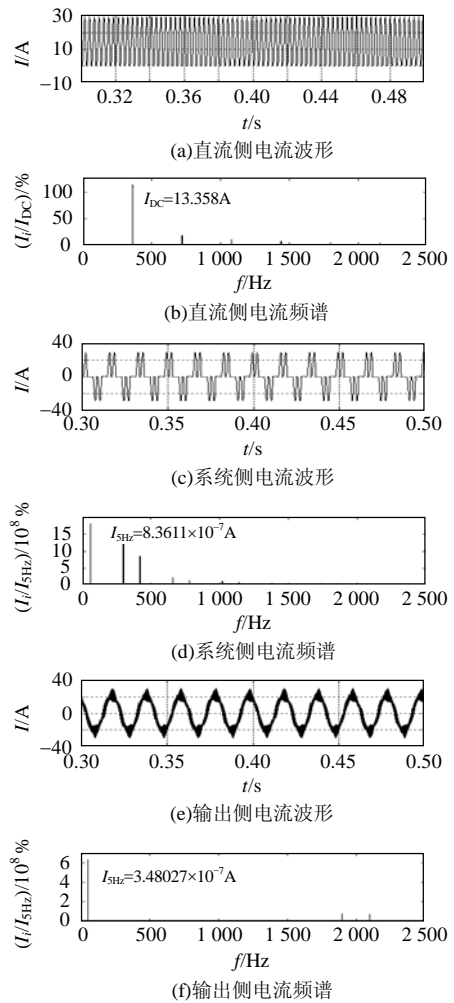


图 11 逆变器为 PWM 控制下电流波形及频谱
Fig. 11 Currents and their spectrums when inverter is modulated by PWM strategy

制控制方式的变流器谐波间谐波分析。

最后的仿真实验结果与前述理论推导具有很好的一致性，验证了本文理论推导的正确性和有效性。

参考文献

- [1] Yacamini R, Power system harmonics. IV. Interharmonics[J]. Power Engineering Journal, 1996, 10(4): 185-193.
- [2] Erich W G. Interharmonics in power systems[C]. IEEE Power Engineering Society Summer Meeting, Knoxville, TN, USA, 2001.
- [3] 任震, 黄群古, 黄雯莹, 等. 基于多频带小波变换的电力系统谐波分析新方法[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(12): 38-41.
Ren Zhen, Huang Qungu, Huang Wenying, et al. New methods of power system harmonics analysis based on wavelet transform with multi frequency band[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(12): 38-41(in Chinese).
- [4] 马秉伟, 刘会金, 周莉, 等. 一种基于自回归模型的间谐波谱估计的改进算法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 79-83.
Ma Bingwei, Liu Huijin, Zhou Li, et al. An improved algorithm of interharmonic spectral estimation based on AR model [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(15): 79-83(in Chinese).
- [5] Li Huahu, Morrison R. The use of the modulation theory to calculate

- the harmonic distortion in HVDC systems operating on an unbalanced supply[J]. IEEE Trans. on Power Systems, 1997, 12(2): 973-980.
- [6] Xu W, Dommel H W, Hughes M B, et al. Modeling of adjustable speed drives for power system harmonic analysis[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 1999, 14(2): 595-601.
- [7] Rifai M B, Ortmeryer T H, McQuillan W J. Evaluation of current interharmonics from AC drives[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 2000, 15(3): 1094-1098.
- [8] Hu L, Yacamini R. Harmonic transfer through converters and HVDC links[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 1992, 7(3): 514-525.
- [9] 王立乔, 林平, 张仲超. 最小开关损耗空间矢量调制的谐波分析[J]. 电力系统自动化, 2003, 27(21): 30-34.
Wang Liqiao, Lin Ping, Zhang Zhongchao. Harmonic analysis of minimum switch loss space vector modulation[J]. Automation of Electric Power Systems, 2003, 27(21): 30-34(in Chinese).
- [10] 王鸿雁, 张超, 王小峰, 等. 基于控制自由度组合的多电平 PWM 方法及其理论分析[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(6): 42-48.
Wang Hongyan, Zhang Chao, Wang Xiaofeng, et al. Multilevel PWM methods based on control degrees of freedom combination and its theoretical analysis[J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(6): 42-48(in Chinese).
- [11] Carbone R, Menniti D, Morrison R E, et al. Harmonic and interharmonic distortion modeling in multiconverter system[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 1995, 10(3): 1685-1692.
- [12] IEEE PES Harmonic Working Group. Characteristics and modeling of harmonic source power electronic devices[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2001, 16(4): 791-800.
- [13] Carbone R, De Rosa F, Langella R, et al. A new approach to model AC/DC/AC conversion systems[C]. IEEE/PES Summer Meeting, Calabria, Italy, 2001.
- [14] Carbone R, Lo S A, Marine P, et al. A frequency domain model for AC/DC/AC conversion systems[C]. IEEE Power Tech'99 Conference, Naples, Italy, 1999.
- [15] De Rosa F, Langella R, Sollazzo A, et al. On the inter-harmonics components generated by adjustable speed drives[J]. IEEE Trans. on Power Delivery, 2005, 20(4): 2535-2543.
- [16] Schulz D E O. Theory of intermodulation and harmonic generation in traveling-wave masers[J]. Proceedings of IEEE, 1964, 52(6): 644-656.
- [17] 王天顺. 互调干扰研究[J]. 航空电子技术, 1997, (4): 14-17.
Wang Tianshun. Study on the intermodulation interference[J]. Avionics Technology, 1997, (4): 14-17(in Chinese).

收稿日期: 2007-06-05。

作者简介:

李琼林(1980—), 男, 博士研究生, 从事电力电子、电能质量分析与控制等方面的研究, yingshanli_2001@sina.com;

刘会金(1952—), 男, 教授, 博士生导师, 湖北大冶人, 主要从事电能质量和电力系统自动化等方面的研究;

张振环(1980—), 男, 博士研究生, 主要从事电能质量分析、有源电力滤波器控制等方面的研究;

陈红坤(1968—), 男, 博士, 副教授, 主要从事电能质量分析、电力系统运行与控制方面的研究和教学。

(编辑 谷子)