

# 基于脉冲重心理论的间接矩阵变换器网侧电流谐波抑制方法

梅 杨, 李梦笛, 牛世衡

(北京市电力节能关键技术协同创新中心, 北方工业大学, 北京 100144)

**摘要:**为降低谐波含量,提高间接矩阵变换器网侧电能质量,本文提出了一种抑制网侧电流谐波的零矢量脉宽分布方式,在基于双空间矢量脉宽调制策略下,通过引入脉冲重心方法,对网侧电流谐波进行数学建模,然后利用 MAPLE2017 数学软件探寻网侧电流谐波含量与零矢量脉宽分布的影响作用机理,并以此求取令电流谐波总畸变率 (Total Harmonic Distortion, THD) 最小的脉宽分布方式。仿真和实验结果表明,提出的脉宽分布方式可实现间接矩阵变换器的输入输出电流正弦,网侧功率因数接近于 1。比起传统的对称分布方式,在不同输出频率下网侧电流 THD 均会下降,在设定输出频率 20 Hz 时,THD 降低 9.5%。由此可见,建立的数学模型正确,提出的零矢量脉宽分布可有效抑制间接矩阵变换器网侧电流谐波,提高性能。

**关键词:** 间接矩阵变换器; 电流谐波; 脉冲重心; 脉宽分布

**DOI:** 10. 12067/ATEEE2007029      **文章编号:** 1003-3076(2020)12-0019-09      **中图分类号:** TM46

## 1 引言

近年来,随着电力系统行业的发展,对各电力电子变换器并网要求也愈发严苛<sup>[1]</sup>,间接矩阵变换器 (Indirect Matrix Converter, IMC) 作为新型电力电子变换器具有单位功率因数、能量双向流动、箝位电路简单、结构紧凑体积重量小,具有极大的应用潜力<sup>[2,3]</sup>。其能量双向流动的特点符合当下建设节能型社会的需求,但日益严苛的并网要求迫切需对其网侧电流谐波进行分析并提出抑制方法。由于 IMC 进行调制时,整流与逆变侧相互耦合,输出与输入侧相互影响,导致网侧电流谐波含量丰富,阻碍其实现并网功能,将制约 IMC 的应用潜力和发展前景。

已有文献多侧重于电力电子变换器控制策略的研究<sup>[4,5]</sup>,针对电力电子变换器网侧电流谐波分析和抑制近年来鲜见研究。对其谐波问题大多采用建立系统传递函数数学模型,经过数学推导确立输入电流各次谐波含量及其总含量,针对其中的特定次谐波采用谐波注入法进行消除<sup>[6,7]</sup>,达到抑制谐波的需求。但 IMC 拓扑结构复杂,常采用空间矢量脉

宽调制 (Space Vector Pulse Width Modulation, SVPWM, SVM) 策略进行系统控制,整流与逆变侧相互耦合,谐波成分复杂多变。对其输出侧电流谐波分析研究具有科研成果<sup>[8]</sup>,但对网侧电流谐波分析与抑制研究较少。文献[9]对 IMC 进行了数学模型推导,只能定性分析其网侧电流谐波影响因素;文献[10]提出了一种抑制网侧电流谐波的控制策略,但依旧未能深入研究和探讨清楚谐波产生的原理以及其成分和含量;文献[11]引入脉冲重心方法,对基于双 SVM 调制策略下对零矢量脉宽平均分布的输入电流谐波进行了定量分析,明确了输入电流谐波成分和各自含量,但只对特定的分布方式进行分析具有一定的局限性,同时也没有提出抑制电流谐波的方法,导致其无法有效抑制。

本文基于双 SVM 调制策略,引入脉冲重心方法<sup>[12]</sup>,采用傅里叶分解确立输入电流各次谐波数学公式,并提出零矢量脉宽分布方式,建立网侧电流谐波 THD 关于输出频率与零矢量位置数学模型,定量计算确定不同输出频率下网侧电流谐波最小零矢量脉宽,构建 PWM 脉冲序列,达到抑制网侧电流谐波的目的。

**收稿日期:** 2020-07-21  
**基金项目:** 国家自然科学基金项目(51477003)、北京市自然科学基金项目(3192012)  
**作者简介:** 梅 杨(1981-),女,湖北籍,教授,博士,研究方向为电力电子与电力传动;  
李梦笛(1996-),女,河南籍,硕士研究生,研究方向为电力电子与电力传动。

2 间接矩阵变换器调制策略

IMC 拓扑结构如图 1 所示,由 LC 滤波器、整流电路、钳位电路和逆变电路四部分构成,其中为了抑制 LC 谐振,滤波器的电感上并联有阻尼电阻。整流电路由六个双向开关(  $S_{ap}S_{an}S_{bp}S_{bn}S_{cp}S_{cn}$  )组成,

每个双向开关都由两个带有反并联二极管的 IGBT 连接而成(例如  $S_{ap}$ , 包括  $S_{app}S_{apn}$  ),由此实现能量双向流动;逆变电路由三个桥臂(  $S_AS_BS_C$  )六个开关组成,每个桥臂由两个开关组成(例如  $S_A$  包括  $S_{Ap}S_{An}$  ),每个开关由一个带有反并联二极管的 IGBT 连接。

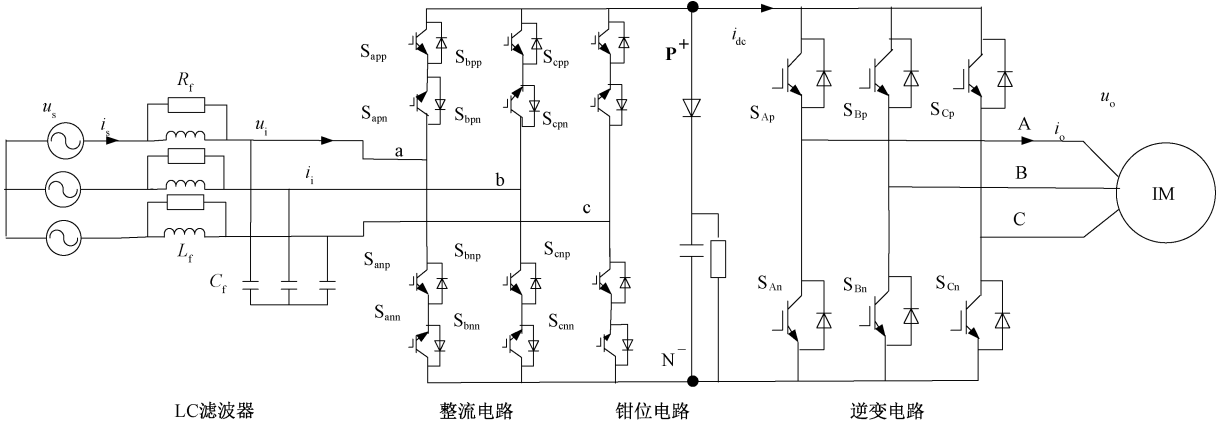


图 1 间接矩阵变换器拓扑

Fig.1 Topology of IMC

IMC 常用于驱动异步电机,最常使用的调制方式为双空间矢量脉宽调制(SVM),即整流电路和逆变电路分别采用电流 SVPWM 和电压 SVPWM<sup>[13]</sup>,如图 2 所示,其中  $I_1$  开关状态(100 001)按照  $S_{ap}S_{an}S_{bp}S_{bn}S_{cp}S_{cn}$  的顺序排列,1 表示开关导通,0 表示开关关断;  $U_1$  开关状态(100)按照  $S_AS_BS_C$  的顺序排列,1 表示该桥臂上管导通,0 表示该桥臂下管导通。

如下:

$$\begin{cases} d_{\mu} = m_{rec} \sin(\pi/3 - \theta_{rec}) \\ d_{\nu} = m_{rec} \sin(\theta_{rec}) \\ d_{\alpha 1} = m_{rec} \sin(\pi/3 - \theta_{rec}) \cdot m_{inv} \sin(\pi/3 - \theta_{inv}) \\ d_{\beta 1} = m_{rec} \sin(\pi/3 - \theta_{rec}) \cdot m_{inv} \sin(\theta_{inv}) \\ d_{\alpha 2} = m_{rec} \sin(\theta_{rec}) \cdot m_{inv} \sin(\pi/3 - \theta_{inv}) \\ d_{\beta 2} = m_{rec} \sin(\theta_{rec}) \cdot m_{inv} \sin(\theta_{inv}) \\ d_0 = d_{01} + d_{02} + d_{03} + d_{04} + d_{0rec} \\ = 1 - d_{\alpha 1} - d_{\beta 1} - d_{\alpha 2} - d_{\beta 2} \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $m_{rec} = 1$ ,  $m_{inv} = 2U_{om}^*/(\sqrt{3}U_{im})$ ,  $U_{om}^*$  和  $U_{im}$  分别为输出电压参考矢量和输入相电压矢量幅值;  $\theta_{rec}$  和  $\theta_{inv}$  分别为输入电流参考矢量扇区角和输出电压参考矢量扇区角。

本方法中零矢量的分布并无系统确定的方式,通常的做法是将逆变侧 4 个零矢量对称分布。零矢量的分布将显著影响到网侧电流谐波含量和大小,且上述 PWM 的计算方法基于传递函数的方式无法估计和计算零矢量分布对谐波的影响作用。

3 网侧电流谐波作用机理及抑制方法分析

3.1 脉冲重心方法

本文引入脉冲重心方法<sup>[12]</sup>,确立网侧电流各次

整流电路和逆变电路分布采用三段式和九段式脉宽分布,分布方式如图 3(a) 所示,其中整流电路电流零矢量  $0_{rec}$  排在非零电流矢量  $\mu, \nu$  中间;逆变侧首尾排布 2 个零电压矢量、中间排布 3 个零电压矢量、4 个非零电压矢量  $\alpha_1, \beta_1, \alpha_2, \beta_2$  排在零电压矢量中间。IMC 采用这样的脉宽排布方式简化了换流过程且提高了换流的可靠性,各脉宽占空比计算

图 2 双 SVM 空间矢量图

Fig.2 Space vector by using double SVM method

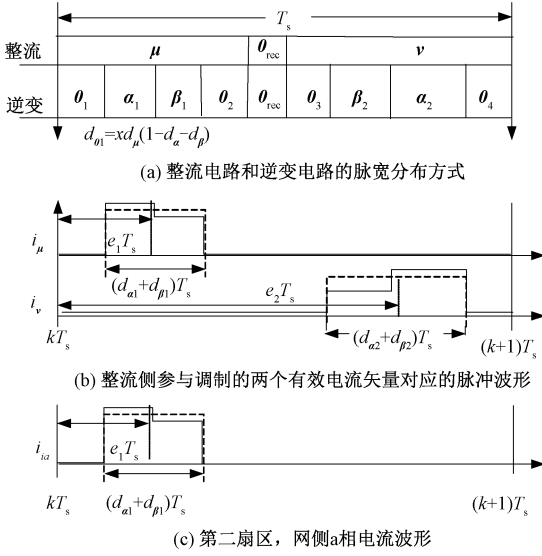


图3 双SVM矢量分布图

Fig.3 Vector distribution by using double SVM method

谐波含量数学表达式。基于双SVM调制策略下IMC在调制过程中将会产生电流脉冲,因此定义单周期内有脉冲 $y_p(t)$ 如图4所示。

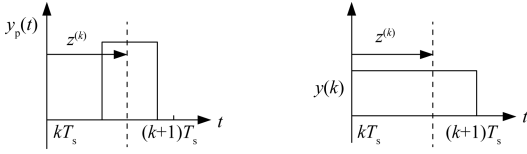


图4 单周期脉冲

Fig.4 Single period pulse

可定义此脉冲的几何重心到 $kT_s$ 的距离为脉冲重心,通过数学推导得到定义如下:

$$z(t) \big|_{t=kT_s} = z^{(k)} = \frac{\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} y_p(t) (t - kT_s) dt}{\int_{kT_s}^{(k+1)T_s} y_p(t) dt} \quad (2)$$

$y^{(k)}$ 为此脉冲在第 $k$ 个周期内平均值,表征在这个周期内脉冲的等效作用,利用冲量等效原理计算可得表达式为:

$$y(t) \big|_{t=kT_s} = y^{(k)} = \frac{1}{T_s} \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} y_p(t) dt \quad (3)$$

文献[11]中经过理论推导后得到脉冲重心、平均值与输出响应之间的关系:

$$v(t) = y(t) - \frac{d(y(t)z(t))}{dt} \quad (4)$$

式中, $y(t)$ 为脉冲单周期平均值函数; $z(t)$ 为脉冲重心瞬时值函数; $v(t)$ 为单周期脉冲函数 $y_p(t)$ 特性完全等效的函数。网侧电流被视为周期性脉冲

信号,以a相电流为例,脉冲单周期平均值函数 $y(t)$ 可近似为期望值 $i_{sa}^*(t)$ ,则 $i_{sa}(t)$ 可用式(5)计算:

$$i_{sa}(t) = i_{sa}^*(t) - d(z(t) \cdot i_{sa}^*(t)) / dt \quad (5)$$

传统双SVM零矢量脉宽平均分布方式如图3所示,图3中以整流侧处于第二扇区,开关状态由(100 001)、(001 001)组成;逆变侧处于第二扇区,开关状态由(100)、(110)组成,以网侧电流 $i_{sa}$ 为例分析。只有当电流矢量 $i_{\mu}$ 作用时,网侧电流a相存在,即在调制周期内 $i_{sa}$ 波形如图3(c)所示。在不同的扇区内同理可得网侧电流的脉冲波形。图3中的 $i_{sa}$ 脉冲宽度由占空比 $d_{\mu}$ 、 $d_v$ 决定, $d_{01}$ 、 $d_{02}$ 、 $d_{03}$ 、 $d_{04}$ 平均分配, $i_{sa}$ 在单周期内可视为脉冲信号,通过引入脉冲重心方法可发现零矢量脉宽分布变化,即零矢量占空比、作用时间直接改变网侧电流脉冲的脉冲重心,影响网侧电流谐波含量。由此可见利用脉冲重心方法能够量化脉冲宽度、位置,分析不同分布方式对网侧电流谐波影响作用。

### 3.2 零矢量脉宽分布方式

传统双SVM零矢量脉宽平均分布方式具有一定的局限性,因此本文提出一种新的零矢量脉宽分布方式,即改变占空比 $d_{01}$ 、 $d_{02}$ ,占空比 $d_{03}$ 、 $d_{04}$ 平均分配,探寻网侧电流谐波含量与零矢量脉宽分布的影响作用机理,同时求取令谐波最小的脉宽分布方式。设置占空比系数 $x$ 如图5所示,使得占空比 $d_{01}$ 、 $d_{02}$ 可变。

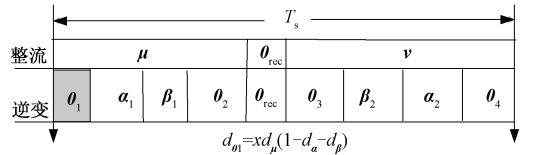


图5 占空比系数

Fig.5 Duty ratio coefficient

各零矢量占空比计算如下:

$$\begin{cases} d_{01} = xd_{\mu}(1 - d_{\alpha} - d_{\beta}) \\ d_{02} = (1 - x)d_{\mu}(1 - d_{\alpha} - d_{\beta}) \\ d_{03} = \frac{d_v(1 - d_{\alpha} - d_{\beta})}{2} \\ d_{04} = \frac{d_v(1 - d_{\alpha} - d_{\beta})}{2} \end{cases} \quad (6)$$

式中, $x \in (0, 1)$ 使两个零矢量 $d_{01}$ 、 $d_{02}$ 在 $\mu$ 区内可任意取值,分析零矢量脉宽位置对网侧电流谐波影响。通过分析可得网侧a相输入电流 $i_{sa}$ 的脉冲重心

如下:

$$z(t) = \begin{cases} \frac{e_1 d_\mu + e_2 d_\nu}{d_\mu + d_\nu} T_s & N_r = 1, 4 \\ e_1 T_s & N_r = 2, 5 \\ e_2 T_s & N_r = 3, 6 \end{cases} \quad (7)$$

式中,  $N_r$  为扇区号, 且有  $e_1$  和  $e_2$ :

$$\begin{cases} e_1 = x d_\mu (1 - d_\alpha - d_\beta) + \frac{d_\mu (d_\alpha + d_\beta)}{2} \\ e_2 = 1 - \frac{d_\nu}{2} \end{cases} \quad (8)$$

利用傅里叶分解公式对网侧 a 相输入电流  $i_{sa}(t)$  分解可得:

$$i_{sa}(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \sin(n\omega_i t) + b_n \cos(n\omega_i t)] \quad (9)$$

式中,  $\omega_i$  为网侧 a 相电流基波角频率, 由于网侧输入电流为奇函数, 公式推导后有:

$$\begin{cases} a_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} [i_{sa}(t) \sin(n\omega_i t)] dt & n = 2k - 1, k = 1, 2, 3, \dots \\ a_n = 0 & n = 2k, k = 1, 2, 3, \dots \\ b_n = 0 \end{cases} \quad (10)$$

从式(10)可得知, 网侧输入电流谐波含量只有奇数次谐波。将式(5)、式(7)、式(8)代入式(10)可得式(11)。

$$\begin{aligned} a_n = & \frac{4}{T} \int_0^{T/2} [i_{sa}^*(t) \sin(n\omega_i t)] dt + \frac{4}{T} \int_0^{T/6} \left\{ \frac{d}{dt} \left[ \frac{e_1 d_\mu + e_2 d_\nu}{d_\mu + d_\nu} T_s i_{sa}^*(t) \right] \sin(n\omega_i t) \right\} dt + \\ & \frac{4}{T} \int_{T/6}^{T/3} \left\{ \frac{d}{dt} [e_1 T_s i_{sa}^*(t)] \sin(n\omega_i t) \right\} dt + \frac{4}{T} \int_{T/3}^{T/2} \left\{ \frac{d}{dt} [e_2 T_s i_{sa}^*(t)] \sin(n\omega_i t) \right\} dt \end{aligned} \quad (11)$$

式中, 在双 SVM 中  $i_{sa}^*(t)$  为理想正弦函数, 即可令  $i_{sa}^*(t)$  为:

$$i_{sa}^*(t) = I_i \sin(\omega_i t) \quad (12)$$

式中,  $I_i$  为输入相电流峰值, 联立式(1)、式(8)、式(11)、式(12)可得网侧电流各次谐波表达式:

$$\begin{aligned} a_n = & \frac{4}{T} \int_0^{T/2} [I_i \sin(\omega_i t) \sin(n\omega_i t)] dt + \frac{4}{T} \int_0^{T/6} \left\{ \frac{d}{dt} \left[ \frac{X}{M} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega_i t\right) N \right] \sin(n\omega_i t) \right\} dt + \\ & \frac{4}{T} \int_0^{T/6} \left\{ \frac{d}{dt} \left[ \frac{Y}{M} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega_i t\right) N \right] \sin(n\omega_i t) \right\} dt + \frac{4}{T} \int_0^{T/6} \left\{ \frac{d}{dt} \left[ \frac{Z}{M} \sin(\omega_i t) N \right] \sin(n\omega_i t) \right\} dt + \\ & \frac{4}{T} \int_{T/6}^{T/3} \left[ \frac{d}{dt} (XN) \sin(n\omega_i t) \right] dt + \frac{4}{T} \int_{T/6}^{T/3} \left[ \frac{d}{dt} (YN) \sin(n\omega_i t) \right] dt + \frac{4}{T} \int_{T/3}^{T/2} \left[ \frac{d}{dt} (ZN) \sin(n\omega_i t) \right] dt \end{aligned} \quad (13)$$

式中

$$\begin{aligned} X = x \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega_i t\right) \left[ 1 - m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega_o t\right) - m \sin(\omega_o t) \right], Y = \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega_i t\right) \left[ m \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega_o t\right) + m \sin(\omega_o t) \right]}{2} \\ Z = \left[ 1 - \frac{\sin(\omega_i t)}{2} \right], M = \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega_i t\right) + \sin(\omega_i t), N = T_s I_i \sin(\omega_i t) \end{aligned}$$

其中,  $\omega_o$  为输出电流合成矢量角频率。

为确定网侧电流谐波最小零矢量分布方式, 需建立网侧电流总谐波数学表达式, 由于 20 次以上的谐波含量很低, 鉴于国标规定要求, 在建立网侧电流

模型时, 计算其  $THD$  只考虑了 20 次以内的谐波含量。根据式(13)和  $THD$  定义可推得  $THD$  表达式式(14)。

$$\left\{ \frac{4}{T} \int_0^{T/2} [I_i \sin(\omega_i t) \sin(n\omega_i t)] dt + \frac{4}{T} \int_0^{T/6} \left\{ \frac{d}{dt} \left[ \frac{X}{M} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega_i t\right) N \right] \sin(n\omega_i t) \right\} dt + \right.$$
$$THD = \left\{ \sum_{n=0}^{20} \frac{4}{T} \int_0^{T/6} \left\{ \frac{d}{dt} \left[ \frac{Y}{M} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \omega_i t\right) N \right] \sin(n\omega_i t) \right\} dt + \right.$$
$$\frac{4}{T} \int_0^{T/6} \left\{ \frac{d}{dt} \left[ \frac{Z}{M} \sin(\omega_i t) N \right] \sin(n\omega_i t) \right\} dt + \frac{4}{T} \int_{T/6}^{T/3} \left[ \frac{d}{dt} (XN) \sin(n\omega_i t) \right] dt +$$
$$\left. \left. \frac{4}{T} \int_{T/6}^{T/3} \left[ \frac{d}{dt} (YN) \sin(n\omega_i t) \right] dt + \frac{4}{T} \int_{T/3}^{T/2} \left[ \frac{d}{dt} (ZN) \sin(n\omega_i t) \right] dt \right\}^2 \right\}^{1/2} \quad (14)$$

显然式(14)非常复杂,很难确定网侧电流 *THD* 影响作用因素,故而利用 MAPLE2017 数学软件,分析和展示 *THD*、输出频率*f<sub>o</sub>*与占空比系数*x*的等量关系和作用规律,如图 6(a)所示。由此可以直观地确立在不同工况下,*THD*与零矢量脉宽分布之间的影响作用机理。图 6(b)即为在输出频率 20 Hz 时,*THD*与零矢量占空比系数*x*的作用规律。

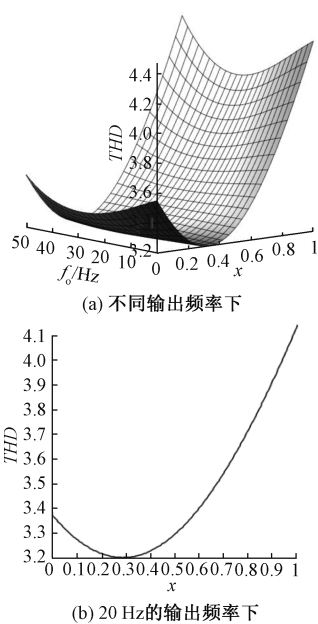


图 6 网侧电流 THD 与零矢量脉宽分布之间的关系图  
Fig.6 Diagram of relationship between the grid current THDs and zero vector pulse width distribution

从图 6 可以看出,在输出电流频率一定时,网侧电流总谐波与零矢量占空比系数*x*呈开口向上的抛物线关系,即在任意输出频率下存在一个零矢量占空比系数*x*使网侧电流总谐波含量最小。网侧电流总谐波含量最小时零矢量占空比系数*x*见表 1。

表 1 中所示,计算出最小谐波含量所对应的占空比系数*x*值,即可指导双 SVM 中脉宽排布方式,其各种输出频率下的任意情况也可根据以上步骤进行计算最小电流谐波含量对应的占空比系数*x*,根

据最小谐波零矢量占空比系数的计算,提出最小谐波零矢量脉宽分布,最终达到抑制网侧电流总谐波含量的目的。

表 1 不同方式最小谐波占空比系数及含量

Tab.1 Minimum harmonic duty ratio coefficient and its content in different ways

输出频率/Hz	占空比系数 <i>x</i>	最小谐波含量 (%)	输出频率/Hz	占空比系数 <i>x</i>	最小谐波含量 (%)
5	0.32	3.19	30	0.288	3.2
10	0.3	3.21	35	0.284	3.19
15	0.3	3.2	40	0.302	3.21
20	0.3	3.19	45	0.311	3.19
25	0.297	3.21	50	0.324	3.2

4 仿真分析

利用 MATLAB/Simulink 软件对上述两种脉宽分布方式进行仿真验证,其中 *LC* 滤波器中参数设置电感值为 220 μH,电容值 4.7 μF;电源电压幅值 400 V,频率 50 Hz;采样频率为 20 kHz,负载为三相异步电机,其主要参数如表 2 所示。

表 2 异步电机参数

Tab.2 Parameters of induction motor

变量	参数	变量	参数
额定功率/W	2 200	定子电感/H	0.249 8
定子电阻/Ω	2.54	转子电感/H	0.249 8
转子电阻/Ω	1.67	互感 <i>L<sub>m</sub></i> /H	0.236 6

以输出频率为 20 Hz 为例,采用零矢量脉宽平均分布方式,得到网侧 a 相电流和输出 A 相电流如图 7(a)所示,其中网侧 a 相电流 *THD* 为 3.57%;采用本文提出的最小谐波零矢量脉宽分布方式,得到网侧 a 相电流和输出 A 相电流如图 7(b)所示,其中网侧 a 相电流的 *THD* 为 3.4%,同样情况下,相比采用平均分布方式 *THD* 降低 4.8%。

分别对输出频率为 20 Hz、30 Hz、40 Hz 各零矢



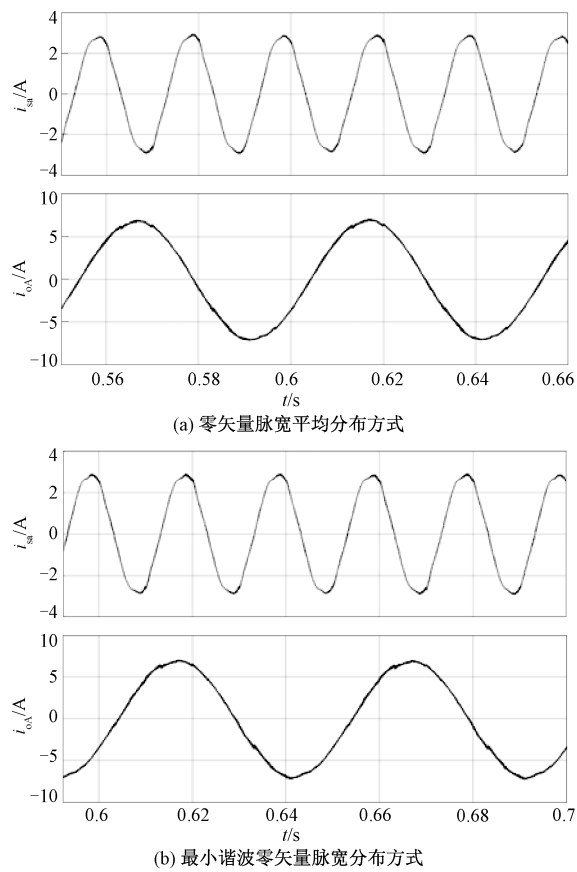


图 7 输出频率为 20 Hz,两种方式下网侧 a 相和输出 A 相电流波形

Fig.7 In the output frequency of 20 Hz, grid current of a-phase and output current of A-phase with two methods

量占空比系数进行大量仿真,并对输入电流进行 FFT 分析后得到谐波含量理论值与仿真值对比如图

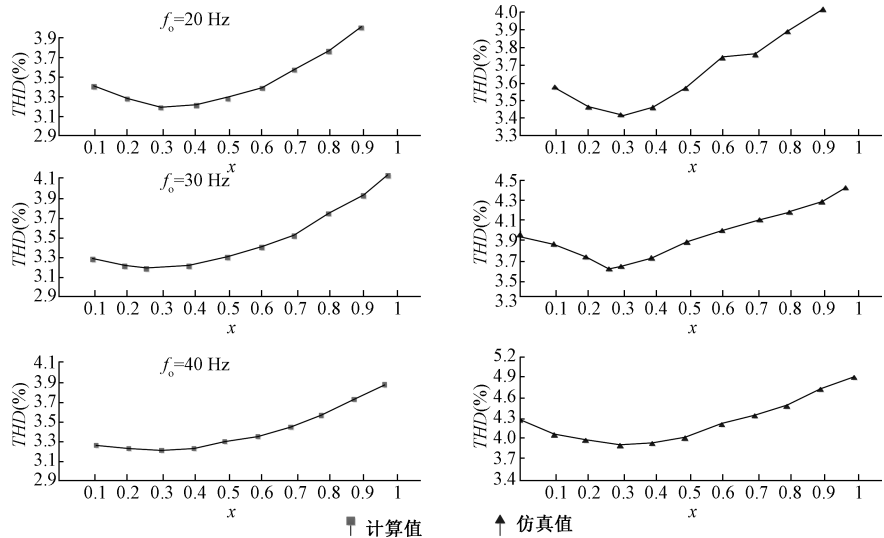


图 8 输入电流谐波含量理论值与仿真值对比

Fig.8 Comparison between theoretical and simulation values of input current harmonic content

8 所示。

从图 8 中可以看出在不同输出频率下,零矢量占空比系数与输入电流谐波含量呈抛物线规则。当输出频率为 20 Hz、30 Hz、40 Hz 时,零矢量占空比系数分别为 0.3、0.288、0.301 网侧电流谐波含量最小,理论值与仿真值趋势吻合,由于 LC 滤波器存在使得仿真值略大于理论值。

5 实验分析

为验证上述理论的正确性,搭建间接矩阵变换器实验样机如图 9 所示。其中 LC 滤波器参数、电机参数都与仿真中设置参数相同。设定开关频率为 20 kHz;输入频率为电网频率 50 Hz;并对输出频率为 20 Hz(电压幅值 130 V)、30 Hz(电压幅值 200 V)做实验验证。

以输出频率 20 Hz 为例,图 10 采用零矢量脉宽平均分布方式后输出电流、网侧电流与网侧电压波形图,从图 10 中可以看出输出电流波形良好,电机正常工作;网侧基波电流与网侧电压同相位,实现位移因数接近于 1,对网侧电流进行 FFT(Fast Fourier Transform)分析可得其谐波含量为 4.83%。

图 11 采用最小谐波零矢量脉宽分布方式后输出电流与网侧电流波形,从图 11 中可以看出输出电流波形良好,电机正常工作;网侧电流正弦度良好,网侧电流和网侧电压同相位,实现功率因数为 1,对网侧电流进行 FFT 分析可得其谐波含量为 4.41%。

分别对输出频率为 20 Hz、30 Hz、各零矢量占空比系数做多次实验,并对输入电流进行 FFT 分析后

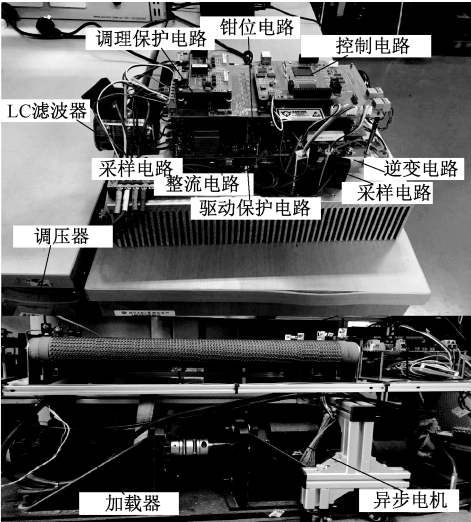


图 9 间接矩阵变换器实验样机  
Fig.9 Experimental prototype of IMC

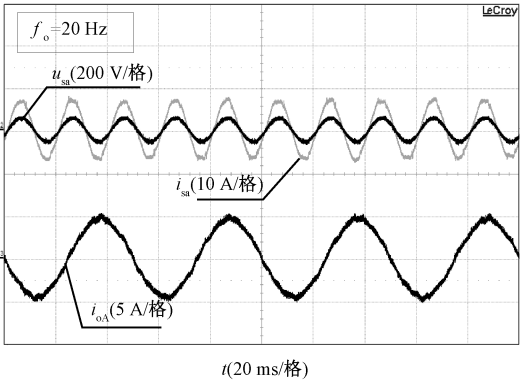


图 11 最小谐波零矢量脉宽分布下网侧  
a 相电压、网侧 a 相电流、输出 A 相电流  
Fig.11 Grid voltage and current of A-phase,output current  
of A-phase under minimum harmonic zero vector  
pulse width distribution

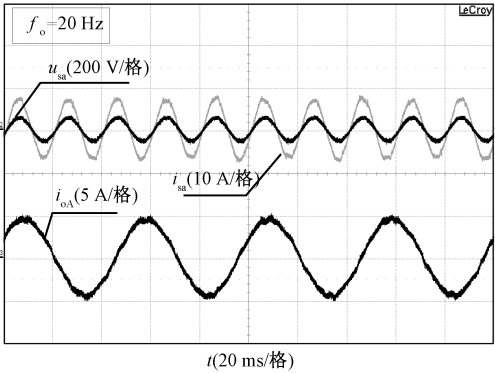


图 10 零矢量脉宽平均分布下网侧 A 相电压、  
网侧 A 相电流、输出 A 相电流  
Fig.10 Grid voltage and current of A-phase,output current of  
A-phase under zero vector pulse width average distribution

得到谐波含量理论值与实验值对比如图 12 所示。  
从图 12 中可以看出实验值较理论值趋势保持  
高度吻合,由于电网自身谐波含量较大,因此网侧电

流谐波含量实验值与理论值相差较大。输出频率为  
20 Hz,零矢量脉宽平均分布时网侧电流谐波含量为  
4.83%;最小谐波零矢量脉宽分布方式时网侧电流  
谐波含量为 4.41%,相比谐波含量减小 9.5%。输  
出频率为 30 Hz,零矢量脉宽平均分布时网侧电流  
谐波含量为 6.14%;最小谐波零矢量脉宽分布方式  
时网侧电流谐波含量为 5.88%,相比谐波含量减小  
4.2%,网侧输入电流得到抑制。同理,本文描述的  
方法也适用于改变占空比  $d_{03}$ 、 $d_{04}$ , 占空比  $d_{01}$ 、 $d_{02}$   
平均的零矢量分布方式。

6 结论

本文引入脉冲重心方法,基于双 SVM 调制策略  
建立了一套网侧输入电流谐波含量计算方法,同时  
提出零矢量脉宽分布方式,并通过计算得到最小谐  
波零矢量脉宽分布位置,构建 PWM 脉宽,从而抑制

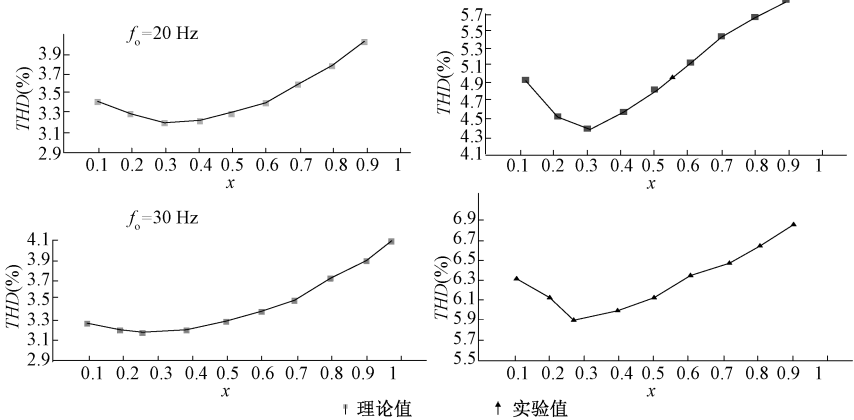


图 12 输入电流谐波含量理论值与实验值对比  
Fig.12 Comparison between theoretical and experimental values of input current harmonic content

网侧输入电流谐波。并在理论分析的基础上,通过大量的仿真与实验进行验证,结果表明:

(1)两种零矢量脉宽分布方式均可实现良好的输入输出特性。且构建数学模型通过计算可知,网侧输入电流谐波含量关于零矢量占空比系数和输出频率成抛物线。仿真、实验值趋势与理论值趋势相同,表明理论分析的正确性。

(2)通过计算可得最小谐波零矢量脉宽分布位置,在输出频率为 20 Hz 时最小谐波零矢量脉宽分布网侧电流谐波含量分别降低了 9.5%;输出频率为 30 Hz 时降低了 4.2%,因此网侧电流谐波得到了抑制。且输出电流波形良好,输出性能与传统方法基本一致,表明提出的谐波抑制方法可行且有效,提高 IMC 系统性能。

## 参考文献 (References):

- [1] 吴杰, 赵丽霞, 赵凡凡, 等 (Wu Jie, Zhao Lixia, Zhao Fanfan, et al.). 一种改善三相不平衡下逆变器并网系统电能质量的新方法 (A new method to improve power quality of inverter grid system under three-phase unbalance) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (11): 8-13.
- [2] 李刚, 孙凯, 黄立培 (Li Gang, Sun Kai, Huang Lipai). 双级矩阵变换器输入电压不平衡控制策略 (Control strategy of two-stage matrix converter under unbalanced input voltages) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2009, 28 (4): 6-9.
- [3] 李辉, 阳春华, 邓文浪 (Li Hui, Yang Chunhua, Deng Wenlang). 矩阵变换器交流励磁系统控制策略研究 (Investigation of control strategy for matrix-converter-excited system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2011, 30 (4): 56-59, 69.
- [4] 孙盼, 孙军, 吴旭升, 等 (Sun Pan, Sun Jun, Wu Xusheng, et al.). 间接矩阵变换器优化 SVPWM 及其简化的同步控制 (Optimized space vector pulse width modulation and simplified synchronization control of indirect matrix converter) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2019, 34 (10): 2187-2193.
- [5] Bordons C, Montero C. Basic principles of MPC for power converters: bridging the gap between theory and practice [J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2015, 9 (3): 31-43.
- [6] 陈国呈, 蔡立清, 周勤利, 等 (Chen Guocheng, Cai Liqing, Zhou Qinli, et al.). 基于锯齿载波的最少开关次数调制波的 PWM 数学分析 (Mathematical analysis on least switching PWM based on sawtooth carrier wave) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2015, 34 (11): 1-10.
- [7] 朱信威, 朱晓莹, 戴鹏 (Zhu Xinwei, Zhu Xiaoying, Dai Peng). 有源钳位型三电平特定谐波消除调制方法研究 (Research on selected harmonic elimination PWM technique applicable to active NPC three-level inverter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (7): 20-27.
- [8] 朱建林, 张建华, 郭有贵, 等 (Zhu Jianlin, Zhang Jianhua, Guo Yougui, et al.). 过调制矩阵变换器的电压传输特性及谐波分析 (Voltage transfer characteristic and harmonic analysis of matrix converter under over modulation) [J]. 中国电机工程学报 (Proceeding of the CSEE), 2007, 27 (10): 110-113.
- [9] 杨小鲁, 郭前岗, 周西峰 (Yang Xiaolu, Guo Qiangang). 双空间矢量调制下双级矩阵变换器的谐波分析 (Harmonic analysis of two-stage matrix converter based on double SVM method) [J]. 微型机与应用 (Microcomputer & Its Applications), 2016, 35 (9): 74-77.
- [10] 夏益辉, 乔鸣忠, 张晓峰, 等 (Xia Yihui, Qiao Mingzhong, Zhang Xiaofeng, et al.). 矩阵变换器间接空间矢量过调制策略分析与研究 (The analysis and research of indirect space vector over-modulation strategy for matrix converter) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2015, 30 (21): 24-30.
- [11] 梅杨, 陈丽莎, 王闪闪 (Yang Mei, Chen Lisha, Wang Shanshan). 考虑不同调制策略的间接矩阵变换器输入电流谐波特性分析 (Analysis on the input current of indirect matrix converter under different modulation strategies) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2018, 33 (12): 2850-2860.
- [12] 秦显慧, 周波, 黄海涛, 等 (Qin Xianhui, Zhou Bo, Huang Haitao, et al.). 不对称调制下双级矩阵变换器的谐波分析 (Harmonic analysis of two-stage matrix converter using asymmetric modulation) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2016, 31 (2): 102-111.
- [13] 孙佃升, 李殿祥 (Sun Diansheng, Li Dianxiang). 基于双空间矢量调制的矩阵式变换器优化控制 (Optimal control of matrix converters based on double space vector modulation) [J]. 电气自动化 (Electrical Automation), 2015, 37 (4): 13-15, 60.



# Harmonic suppression method based on the pulse barycenter theory for the grid current of indirect matrix converter

MEI Yang, LI Meng-di, NIU Shi-heng

( Collaborative Innovation Center of Key Power Energy-Saving Technologies in Beijing,  
North China University of Technology University, Beijing 100144, China)

**Abstract:** In order to restraint the harmonics and improve the grid power quality of the IMC, this paper proposes a zero vector pulse width distribution method to suppress the grid current harmonics. In the method, the mathematical model of the grid current harmonics is built based on the space vector pulse width modulation strategy by introducing the pulse barycenter theory. The interaction mechanism between the grid current harmonics and the zero vector pulse width distribution is studied by using the MAPLE2017, and the pulse width distribution method which minimizes the total harmonic distortion is obtained. Simulation and experimental results show that good sinusoidal input/output currents and unity input power factor are achieved by using the proposed pulse width distribution method. Compared with the conventional symmetrical distribution method, the grid current THDs are decreased under different output frequencies, especially the THD is reduced by 4.2% with the output frequency of 30Hz, which demonstrate that the established mathematical model is correct, and the grid current harmonics of the indirect matrix converter can be suppressed effectively by using the proposed method.

**Key words:** indirect matrix converter (IMC); current harmonic; pulse barycenter; pulse sequence