

脉宽调制(PWM)技术—— 回顾、现状及展望

清华大学 李永东

摘要:本文对电气传动和能量变换控制系统中普遍采用的共用核心技术——PWM 控制技术进行了简要的回顾,并分析了诸多 PWM 控制方案的优缺点。最后,文章试图指出目前研究的几个热点和将来发展的趋势。

叙词:脉宽调制 动向

PWM Control Technique——State of Arts and Trends

Li Yongdong

Abstract: This paper presents the state of art of PWM Control technique which is commonly used in electrical drive and energy conversion system, the advantages and disadvantages of each method are discussed. Finally, some research focus and development trends in the field are highlighted.

一、前 言

随着电压型逆变器在高性能电力电子装置,如交流传动、不间断电源和有源滤波器中的应用越来越广泛,PWM 控制技术作为这些系统的共用及核心技术,引起人们的高度重视,并得到深入的研究。所谓 PWM 技术就是利用半导体器件的开通和关断把直流电压变成一定形状的电压脉冲序列,以实现变频、变压及控制和消除谐波的目标的一门技术。目前已经提出并得到应用的 PWM 控制方案就不下十种。关于 PWM 控制技术的文章在很多著名的电力电子国际会议上,如 PESC、IECON、EPE 年会上已形成专题。尤其是微处理器应用于 PWM 技术数字化以后,花样更是不断翻新,从最初追求电压波形的正弦,到电流波形的正弦,再到磁通的正弦;从效率最优,转矩脉动最少,再到消除噪音等,PWM 控制技术的发展经历了一个不断创新和不断完善的过程。目前仍有新的方案不断提出,说明了这项技术的研究方兴未艾。本文试图对这一过程做一简单回顾。

说起 PWM 技术,一般认为,1964 年 A·Schonung 和 H·Stemmler 在《BBC 评论》上发表的文章,把通讯系统的调制技术应用到交流传动中,产生了正弦脉宽调制(SPWM)变频变压的思想,从而为交流传动的推广应用开辟了新的领域^[1]。毫无疑问,这种脉宽调制技术使交流传动在大功率(电力机车)、高精度(数控机床)、高动态响应(轧钢)等工业领域的应用成为可能。到目前为止,SPWM 在各种应用场合仍占主导地位,并一直是人们研究的热点。从最初采用模拟电路完成三角调制波和参考正弦波的比较,产生 PWM 信号以控制功率器件的开关,到目前采用全数字化的方案,完成实时在线的 PWM 信号的输出,英国 Bristol 大学的 S·R·Bowes 作了大量工作,提出了规则采样数字化 PWM 方案,对自然采样规律做了简单的近似,为 PWM 控制信号的实时计算提供了理论依据^[2]。在此基础上,Bowes 等人又提出了准优化 PWM(suboptimal PWM)技术及用于高压高频的准优化 PWM 技术,以提高电压利用率^[3,4],其实质是在基波上叠加一个幅值为基波 1/4 的三次谐波。在这一点上,准优化 PWM 和电压空间矢量 PWM(SVPWM)具有某种异曲同工之处^[5,6]。但 SVPWM 是从磁通幅值不变(在 α 、 β 坐标系的轨迹为恒幅圆,在时域为正弦波形)得到的,其等效调制波形含有一定的三次谐波。由

于具有控制简单、数字化实现方便的特点,目前已有替代传统 SPWM 的趋势。虽然准优化及空间矢量 PWM 技术已经具有优化 PWM 的某些特征,但是,它们毕竟还不是真正意义上的优化。

事实上,优化 PWM 的方法提出的时间更早。1962 年,A·Kemick 等人在 AIEE 杂志发表的“消除谐波静止逆变器”的文章中,已经看到了后来被 F·G·Tumbull^[11]和 H·S·Patel,R·G·Hoft^[12]推广了的消除低次谐波 PWM 的踪迹。这种优化(即求极大或极小)PWM 的概念进一步被 G·S·Buja、F·C·Zach 和 K·Taniguchi 所采纳,并用于实现电流谐波畸变率(THD)最小^[13]、效率最优^[14]及转矩脉动最小^[15]。尽管最优化 PWM 具有计算复杂、实时控制较难等缺点,但由于它有一般 PWM 方法所不具备的特殊优点,如电压利用率高、开关次数少及可实现特定优化目标等。因此,人们一直没有放弃这方面的研究。目前,随着微处理器运算速度的不断提高,已出现实时完成优化 PWM 的方案^[16]。

另外值得一提的是 A·B·Plunkett 在 1980 年提出的电流滞环比较 PWM 技术^[17]及在此基础上发展起来的全数字化方案——无差拍控制(deadbeat control)PWM 技术^[18]。这两种方法均具有实现简单的特点。第一种方案采用模拟技术,当功率器件开关频率足够高时,可得到非常接近理想正弦的电流波形。第二种方案考虑了数字化采样时间的影响,以电流误差等于零为目标,通过电流电压的反馈,可以达到很好的效果,并成为一种较简单实用的数字化 PWM 方案,在逆变器及有源滤波器中得到越来越广泛的应用^[19,20]。

从 80 年代中期以来,人们对 PWM 逆变器产生的有声和电磁噪音给予了越来越多的关注。普通 PWM 逆变器的电压、电流中含有不少谐波成分,这些谐波产生的转矩脉动作用在定转子上,使电机绕组产生振动而发出噪声。为了解决这个问题,一种方法是提高开关频率,使之超过人耳能感受的范围;另一种方法即本文要介绍的随机 PWM 方法^[21,22],它从改变谐波的频谱分布入手,使逆变器输出电压、电流的谐波均匀地分布在较宽的频带范围内,以达到抑制噪声和机械共振的目的。

综上所述,我们将 PWM 控制技术分为三大类,即正弦 PWM(包括以电压、电流或磁通的正弦为目标的各种 PWM 方案)、优化 PWM 及随机 PWM。当然从实现方法上来看,大致有模拟式和数字式两种,而数字式中又包括硬件、软件或查表等几种实现方式。从控制特性来看主要可分为两种:开环式(电压或磁通控制型)和闭环式(电流或磁通控制型)。还有其它分类方法及每一大类又包括更细的分类,在下文中对此将有侧重的介绍。

二、正弦 PWM 技术

1. 概述

由于 PWM 变换器具有功率因数高,可同时实现变频、变压及抑制谐波的特点。因此,在交流传动及其它能量变换系统中得到广泛应用。最常用的 PWM 技术即文献[1]中提出的正弦 PWM,简称为 SPWM。这种 PWM 的脉冲宽度按正弦规律变化,因此能有效地抑制低次谐波,并使电机工作在近似正弦的交变电压下,转矩脉动小,大大扩展了交流电机的调速范围。本文中,SPWM 的概念稍有扩展,即不但指电压正弦 PWM,还包括磁通正弦 PWM(空间电压矢量 PWM)和电流正弦 PWM 即电流控制 PWM(滞环比较或无差拍控制)。从电压正弦到电流正弦,离消除转矩脉动的目的更近了。下面分别介绍以上三种正弦 PWM,并侧重其全数字化的实现。

2. 电压正弦 PWM 技术

如前所述,电压 SPWM 技术可以由模拟电路、数字电路或大规模集成电路芯片来实现。采用模拟电路时,由振荡器产生正弦波和三角波信号,然后通过比较器来确定逆变器某一桥臂的开通和关断。这种传统的作法,使系统的元件过多,控制线路复杂,精度也难以保证。目前,由于微处理器的速度和精度不断提高,数字化 PWM 方法发展迅速,典型的有自然采样和规则采样 PWM 两种方法^[2]。在数字化 PWM 方法中,三角波和正弦波的交点时刻可转化为一个采样周期内对输出脉冲宽度时间及间隙时间的计算,由计算机来完成,时间的改变可通过定时器来完成。自然采样 PWM 虽可真实地反应上述控制规律,但是,脉冲宽度 $t_2 = \frac{T_s}{2} [1 + \frac{m}{2} (\sin \omega_1 t_a + \sin \omega_1 t_b)]$ 是一个超越方程,需要计算机迭代求解,难以用于实时控制。当然也可以把事先计算出的数据放在计算机内存中,利用查表的方法输出 PWM 波形。但频率范围变化很大时,将占用大量内存。规则采样 PWM 是对自然采样的简单近似,此时脉冲宽度 $t_2 = \frac{T_s}{2} [1 + m \times \sin(\omega_1 t_k)]$ 或 $t_2 = \frac{T_s}{2} [1 + \frac{m}{2} (\sin \omega_1 t_k + \sin \omega_1 t_{k+1})]$,但此时的 t_k, t_{k+1} 为已知,因此,可用计算机快速计算出每相的脉宽和间隙时间。

规则采样 PWM 具有实现容易、控制线性度好等优点,但它和自然采样 PWM 法一样,具有电压利用率低的缺点(输出电压的有效值只能达到进线电压的 0.864 倍)。为了解决这一问题,S·R·Bowes 等人又于 1985 年提出了准优化 PWM 技术^[3]和用于高压高频的准优化 PWM 技术(HVSOPWM)。Bowes 等人通过对优化 PWM 的详细研究,发现了它的基本特征,并以此为依据,确定了一个特殊的调制函数,对优化 PWM 进行近似。在规则采样 PWM 中,调制函数为正弦波,而准优化 PWM 的调制波为基波和三次谐波的叠加,其数学表达式为 $F(t_k) = m[\sin t_k + \frac{1}{4} \sin 3t_k]$, $t_k = K T_s / 2$ 。加三次谐波后,对相电压没有影响,调制比 m 和输出电压之间的关系仍为线性,但由于三次谐波将基波的峰值消平,因此,当 m 达到 1.2 时,才可能出现过调制(见图 1)。因此,电压利用率提高了近 20%,达到 1 以上。 $m > 1.2$ 后出现过调制,控制规律不再是线性的,谐波也无法被优化。为了保证从 PWM 到方波之间的连续过渡,并具有准优化 PWM 的特征,又提出了 HVSO PWM 方法。根据优化 PWM(如消除谐波法),随着电压基波幅值升高,开关角的分布逐渐向边缘移动这一特点,HVSO PWM 采用两级调制的方法,第一级先将采样信号加以预调制,使其分布向边缘移动,结果导致在半个基波周期的中间范围内将没有调制,而在边缘的调制规律仍采用准优化 PWM 技术。最后得到的波形非常接近优化 PWM 的波形,这就近似实现了优化 PWM 法的实时控制。在实际应用中,可将准优化 PWM 和 HVSO PWM 混合使用,在低频、低压时采用准优化 PWM,在高压高频时切换到 HVSO PWM 方案。

电压正弦 PWM 技术还有其它实现方法,如等面积法、大规模 IC 芯片和连续移相等。限于篇幅,这里不一一介绍。

3. 磁通正弦 PWM 技术

磁通正弦 PWM(即空间电压矢量 SVPWM 法)和电压正弦 PWM 不同,它是从电动机的角度出发,着眼于如何使电机获得幅值恒定的圆形磁场,即正弦磁通^[5]。它以三相对称正弦波电压供电时交流电动机的理想磁通圆为基准,用逆变器不同的开关模式所产生的实际磁通去逼近基准圆磁通,由它们比较的结果决定逆

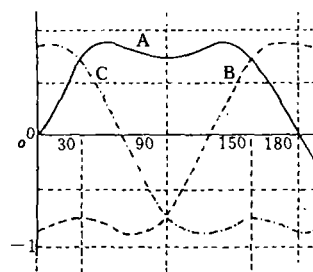


图 1

变器的开关,形成 PWM 波形。由于它把逆变器和电机看成一个整体来处理,所得模型简单,便于微机实时控制,并具有转矩脉动小、噪音低、电压利用高的优点。因此,无论在开环调速系统或闭环控制系统中均得到广泛应用。

在 SVPWM 中,首先定义合成电压矢量为 $\vec{V} = U_a + U_b \cdot a + U_c \cdot a^2, a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ 。对于 180° 导通型逆变器来说,三相桥臂的开关只有 8 个导通状态,包括 6 个非零矢量和 2 个零矢量。在忽略定子电阻压降时,对应 6 个非零矢量磁通的运动轨迹为六边形。此时磁通的大小和角速度都是波动的,从而引起转矩脉动、电机损耗等现象。此法可用于对调速精度要求不高的场合,如 1985 年 Depenbrock 教授提出的转矩自调整调速系统,一直采用此方法控制磁通。目前多采用控制电压矢量导通时间的方法,用尽可能多的多边形磁通轨迹逼近理想的圆形磁通。具体方法有两种:一种是磁通开环式,即三矢量合成法磁通正弦 PWM,另一种是磁通闭环式,即比较判断式磁通正弦 PWM。

第一种方法采用两个非零矢量和一个零矢量合成一个等效的电压矢量。当采样时间足够短时,理论上合成电压矢量是任意的,三个矢量施加的时间可由三角正弦定理求得。 $t_1 = K \sin \delta, t_2 = K \sin(60^\circ - \delta), t_0 = T_s -$

$t_1 - t_2, K = \frac{2\omega\phi T_s}{\sqrt{3} E_d}, t_1, t_2$ 可以一次加满,也可以平均分

多次施加在整个采样区间。在低速时,可大大改善电压波形和转矩特性。至于零矢量使用(000)还是(111),应以减少开关器件动作次数为原则。在两个连续的采样周期内对电压矢量进行积分,可以得 SVPWM 的隐含调制函数如下(见图 2)。

$$f(t) = \begin{cases} \sqrt{3} \sin \omega_1 t & (0^\circ \leq \omega_1 t < 30^\circ) \\ \sin(\omega_1 t + 30^\circ) & (30^\circ \leq \omega_1 t < 90^\circ) \end{cases}$$

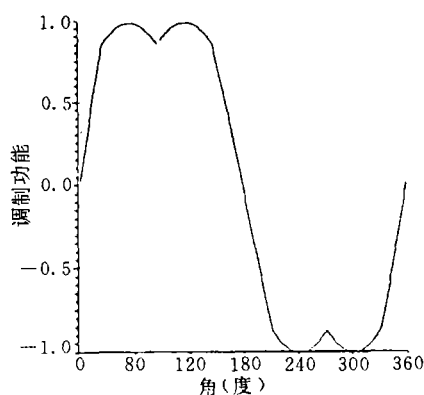


图 2

从上述分析及图 2 可以看出, SVPWM 的调制波相当于在原正弦波上叠加了一个三次谐波,在这一点上,和前述次优化 PWM 有异曲同工之处。理论分析表明 SVPWM 具有如下优点:①输出电压正弦波调制时提高 15%;②谐波电流有效值的总和接近优化(最少)。由于以上优点及实时计算简单, SVPWM 目前在实用调速系统中应用越来越广泛。当然它还有很多变种,这里不详细介绍。

第二种方法采用磁通闭环的方式产生 PWM 波形。因为在低速时定子电阻的影响变大,如果仍采用固定时间内顺序给出矢量的办法,则不能保证磁通轨迹的形状和大小。另外零矢量的引入也造成磁通轨迹的畸变,使其幅值下降,系统带负载能力下降。在磁通开环系统中,往往通过函数发生器的方式进行补偿,但效果不总是很理想。事实上,最有效的方法乃是引入磁通的反馈,通过闭环的方式来控制磁通的大小和变化的速度。闭环实现的方法可以是 PI 调节器,也可以用无差拍(deadbeat)方式来比较估算磁通和给定磁通,并根据误差决定所施加的下一个电压矢量,来形成 PWM 波形。这种方法在高性能变频器或调速系统,如转矩直接控制系统中已被广泛采用。其控制性能在很大程度上取决于磁通观测的准确性。在低速时,定子电阻、开关器件的导通压降、逆变器互锁时间的影响都应在考虑之内。为了更有效地改善低速磁通和电流的波形,又提出了矢量合成法和叠加补偿法^[7]等。有效地抑制了电机的脉动和噪音。

4. 电流正弦 PWM 技术

交流电机的控制性能主要取决于转矩或者电流的控制质量(在磁通恒定的条件下)。为了满足电机控制良好的动态响应,并在极低转速下亦能平稳运转这一要求,经常采用电流的闭环控制,即电流正弦 PWM 技术。此外,在有源滤波及各种 DC-AC 电源中也广泛应用这一技术。目前,实现电流控制 PWM 逆变器的方法很多,大致有 PI 控制、滞环控制及无差拍控制几种,均具有控制简单、动态响应快和电压利用率高的特点。

最初的电流反馈控制即采用通常的 PI 调节器的方法分别控制三相电流,PI 调节器的输出和三角波进行比较产生 PWM 信号,此方法的问题是电流反馈需要加较大滤波,以保证其谐波成分远比三角波的频率低。此外,电流的相位在矢量控制系统中也很重要,因此提出一些前馈的方法来补偿电流相移^[8]。一种改进的方法是把 PI 调节器放在 d-q 坐标系,这样所需调节的电流为直流量,调节器的输出经旋转变换变为三相正弦电压,再和三角波比较输出 PWM 信号,这就是典型的电压正弦 PWM 技术。

实现电流控制的另一种常用方法是 A·B·Plunkett 提出的电流滞环 PWM,即把正弦电流参考波形和电流的实际波形通过滞环比较器进行比较,其结果决定逆变器桥臂上下开关元件的导通和关断^[17]。这种方法的优点是控制简单,用模拟器件很容易实现。另外,当功率器件工作在开关频率很高的情况时(小功率的 Power mosfet 或 IGBT),响应非常快并对负载及参数变化不敏感。过去曾广泛地应用于小功率高精度的调速或有源滤波系统中,最初的转矩直接控制系统也是采用这种方法来控制磁通和转矩的。但是,模拟器件用于系统核心的控制与目前的全数字化趋势很不协调。此外,这种方法中的滞环宽度一般固定,因此,开关频率不固定,随着电机电抗大小及反电势变化而变化,有时会出现很窄的脉冲和很大的电流尖峰。直流电压不够高、反电势太大(高速时)或电流太小时,电流控制效果均不理想。后来又提出了很多改进办法,如采用解耦控制以消除各相之间的影响^[8];用查表选取电压矢量的方法来优化开关次数^[9];用带宽变化或自适应调节来得到大致固定的开关频率^[8]等。最后在普通比较器后加一采样保持器,以一定的采样频率动作,即可得到固定开关频率的 Δ 调制法^[10]。实际上,这样就和全数字化控制非常接近。因为在采样周期内,电流误差完全失控,所以为了达到一般 PWM 的控制效果,需要非常高的采样频率,否则由于电流上升和下降的速度不同,将产生不对称脉动。

为了解决在有限采样频率下实现电流的有效控制,J·Holtz 和 A.Kawamura 等人提出了电流预测控制^[19]和无差拍控制^[20]的思想。所谓电流预测控制就是在采样周期的开始,根据电流的当时误差和负载情况选择一个使误差趋于零的电压矢量,去控制逆变器的开关。因此,这是一种典型的全数字

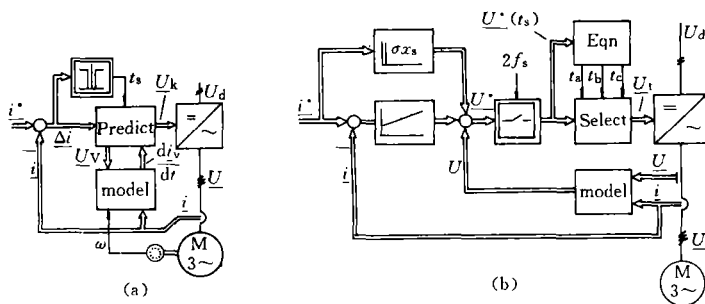


图 3

化 PWM 方案(见图 3)。在电流无差拍控制中还用到了电机模型,根据选取模型的精度不同,派生出几种效果很好的 PWM 控制方法。这种控制思想和前面所述磁通闭环 PWM 是非常类似的。不过这里得到的电压矢量可以是任意的,因为电流和电压之间的关系受电机参数决定,比磁通和电压之间的关系复杂。最后,计算所得任意电压矢量可用合成的方法来求得^[18]。在全

数字化交流电机控制系统中,这种方法用得越来越多。

三、优化 PWM 技术

1. 概述

正弦 PWM 一般随着功率器件开关频率的提高会得到很好的性能,因此在中小功率电机控制系统中被广泛采用。但对于大容量或电流型逆变器来说,太高的开关频率会导致大的开关损耗,因而是不可取的。况且大功率器件,如 GTO 的开关频率目前还不能做得很高,在这种情况下,优化 PWM 技术正好派上用场。优化 PWM 即根据某一特定目标将所有工作频率范围内的开关角度预先计算出来,然后通过查表或其他方式输出,形成 PWM 波形。由于每个周期只有可数的几次开关动作,因此,开关角度小的变化对谐波含量影响很大。一般采用大型计算机在整个工作频率范围内寻优,计算出一个周期内实现某一特定目标所有的开关角度,并去除可能的局部优化结果,因此是非常费时的,难以实现动态控制。目前均采取存表,然后通过少量插值计算的方法或通过近似简化计算的方法来输出 PWM 波形。随着微处理器计算速度的提高,也有实时计算优化波形的方案出现^[16]。

2. 谐波消除法

事实上,早在 60 年代初人们就发现,在方波电压中加几次开关动作,可大大消弱某次特定的低次谐波,如 3,5,7 次等,从而使输出的电流波形非常接近正弦波^[11]。这种方法在 70 年代被 Patel 和 Hoft 采用付里叶分析的方法所推广,从理论上证明了消除任意次谐波的可能性,但受功率器件开关频率的限制,一般只把影响系统性能的低次谐波消除掉^[12]。这种方法中基波电压可以超过进线电压,因此电压利用率很高。此外,还可以用有限的开关频率实现系统的高性能,因此在大功率或电流型逆变器中应用较多。其主要缺点是实时控制困难,并且高次谐波的幅值大大增加了,这会引起损耗增加。

3. 效率最优 PWM

人们过去认为谐波消除法会自动实现系统的高性能,但理论分析表明,此法并没有自动导致效率最优和转矩脉动最小^[14]。事实上,消除谐波法有两个解,即基波幅值可正可负。如:

$$U_n = S(-1)^m \frac{2U_d}{n\pi} \left[1 - 2 \sum_{i=1}^m (-1)^{i+1} \cos n\alpha_i \right]$$

其中, S 代表符号,可取正或负,均可消除同样的谐波,但得到的 PWM 波形却大不一样,如图 4 所示。理论分析表明图 4b 所示 PWM 模式更接近效率最优 PWM。因为效率和负载大小有关,在求解效率最优 PWM 的过程中,应考虑电机和负载的不同,但结果表明,这种不同造成的影响可忽略不计^[14]。在用数字计算机求解最优化 PWM 时,初始点的选择非常重要。并且由于局部

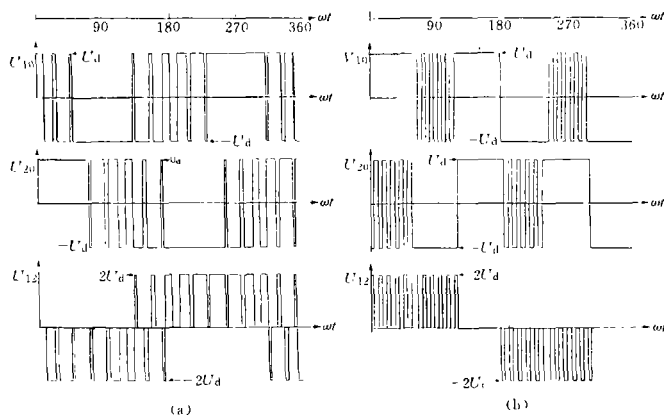


图 4

最优化的存在,需要计算所有的开关角度才能将其剔除。在文献[14]中,计算了开关角度为 3 个和 5 个时的所有导致效率最优的 PWM 模式,分别得到 4 个和 8 个全局最优结果,并且,在电压从零到额定范围变化时,每个优化 PWM 模式作用的区段是不同的。因此,在整个电压范围内,效率最优 PWM 的开关角度不是连续变化的,如图 5 所示,这几乎是所有优化 PWM 的共同特征。

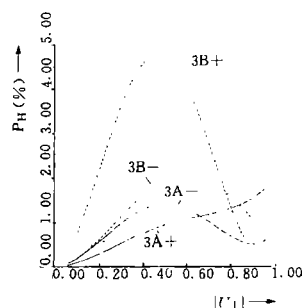


图 5

4. 转矩脉动最小 PWM

根据同样的方法,F·C·Fach 等人还计算了实现转矩脉动最小的优化 PWM 模式。对于开关角为 3 个的情况,得出 6 组最优 PWM 模式,3 组对应基波电压为正时,3 组对应基波电压为负。对应电压为正时的 PWM 波形如图 6 所示。

值得一提的是 Taniguchi^[15]证明了消除转矩脉动的有效方法并不是将逆变器所有的谐波都去掉,只要满足 $V_5/V_7 = 5/7$ 这一条件,即可使对低速特性影响最大的 6 次转矩脉动等于零。此外,他还从理论上证明,当用过调制的梯形波代替正弦波时,可降低开关频率,并且有几个特殊的波形满足局部最优条件,即可实现转矩脉动为零(见图 7)。此时系统调压只能采取在直流侧加斩波器的方法来实现。

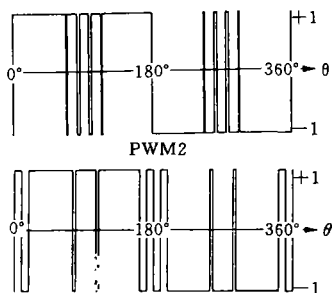


图 6

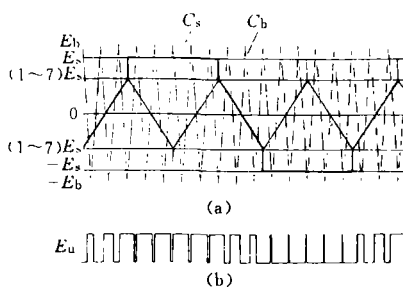


图 7

实际上,上述最优 PWM 技术的概念是由 G. S. Buja 和 G. B. Indri 于 1977 年在文献[13]中提出来的。不过,那里的目标函数既不是低次谐波,也不是效率或转矩脉动,而是所有谐波电流的有效值,即

$$THD i_o = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{n=3}^{\infty} \left[\frac{U_n}{n\omega_1 l} \right]^2}$$

文献[13]中计算了开关角度分别为 1、2、3、4 时的最优 PWM 模式,成为优化 PWM 的经典结果,并一再被各国学者所引用和进一步研究。图 8 给出开关角度为 4 时的优化 PWM 模式的角度分布,从这里我们再次看到优化 PWM 在整个电压范围内的不连续性。

目前,随着计算机技术的发展,人们期待已久的优化 PWM 模式的实时完成将成为现实^[16]。

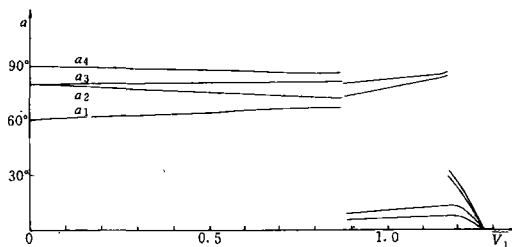


图 8

四、随机 PWM 技术

1. 随机 PWM 概述

普通 PWM 逆变器的电流中含有较大的谐波成分,此谐波电流将引起脉动转矩。脉动转矩作用在电机定、转子之间的气隙中,使电机定子产生振动而发出噪音,其强度和频率范围取决于脉动转矩的大小和交变频率。以空间矢量 PWM 逆变器为例,理论和实验表明,其幅值大的谐波电流主要分布在一倍和两倍的 PWM 调制频率 f 的频带内。因而,由谐波电流引起的电磁噪音集中在 f 和 $2f$ 频率附近。由于 GTR 逆变器的开关频率一般在 2kHz 左右,电磁噪音正处于人耳的敏感频率范围,使人的听觉受到损害。此外,电流中一些幅度较大的中频谐波成分,还容易引起电机的机械共振,导致系统的稳定性降低。

为了解决以上问题,一种方法是提高开关频率,使之超过 18kHz ,但是这种方法伴随着较高的开关损耗。另一种方法就是本文要讨论的随机 PWM 控制方法,它从改变噪音的频谱分布入手,使逆变器输出电压的谐波成分均匀地分布在较宽的频带范围内,以达到抑制噪音和机械共振的目的。

我们知道,PWM 逆变器的电压控制是通过控制开关器件的占空比来实现的,所谓占空比跟开关器件的导通位置(即导通角)和开关频率无关,然而导通位置和开关频率的改变却影响着输出电压的频谱分布。如果导通位置或开关频率以随机的方式加以改变,逆变器输出电压就得到一个宽而均匀的连续频谱,某些幅值较大的谐波成分就能被有效地抑制住,这就是随机 PWM 的基本原理。

任何一种随机 PWM 方式的实现都离不开随机信号的产生。由于理想的随机信号较难获取,可采用伪随机信号来代替。伪随机信号实际上是周期性的确定性信号,但它的功率谱较宽,自相关函数又接近 δ 函数,所以可用它替代随机信号。

产生伪随机信号的方法有几种,按大类可分为软件方式和硬件方式两类。用软件形成伪随机序列一般采用混合同余法,其依据是数论中的同余关系。设 a, b, c, m 均为自然数, d 是 $a \cdot c$ 除以 m 后的余数,即 $d = a \cdot c \pmod{m}$ 。由上式得一递推关系为: $k_{i+1} = ck_i \pmod{m}$, $i = 0, 1, 2, \dots$ 。利用上式,可以产生一个数列,它们的每一个数均在 0 和 1 之间。可以证明,各数彼此独立,均匀地分布在 0 和 1 之间,均值为 0.5。

若用硬件方式实现随机信号,可采用 MM5437 芯片或利用 N 个移位寄存器级联,并适当反馈来产生伪随机信号。例如,由两个四位的移位寄存器级联后并适当反馈来产生。如图 9 所示,寄存器第 2,3 位异或的结果与寄存器第 4,8 位异或的结果相异或,其结果作为右移输入,即有 $P = (D^2X \oplus D^3X) \oplus (D^4X \oplus D^8X)$ 。但对 MCS8098 微机而言,如果有足够的存贮空间,可将离线计算好的伪随机序列存于 EPROM 中,然后采用查表方法产生伪随机信号。此方法因采用软件离线计算,故简单易行。

基于随机 PWM 的基本原理,可以把 PWM 的实现方式分为三类,即随机开关频率 PWM、随机脉冲位置 PWM 和随机开关 PWM^[21]。下面对这三种方式的工作原理分别加以阐述。

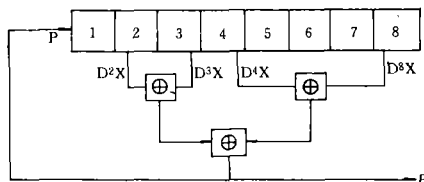


图 9

2. 随机开关频率 PWM

随机开关频率方式是日前随机 PWM 最常用的一种方式。如前所述,开关频率 f_s 决定了大部分电磁噪音的频谱分布。在 f_s 一定时,频谱也就一定。此频率下的谐波电压 V_{fs} 可表示为 $V_{fs} = V_m \cos(2\pi f_s T)$ 。如果 f_s 改变,则频谱相应地变化。设 f_s 按某一规律变化,则谐波电压不再集中在 f_s 频率下,而分布在 $f_s(t)$ 频率范围内,由谐波电流引起的电磁噪音也将分布在 $f_s(t)$ 的范围内。所以,为尽量减小某一特定频率噪音,希望 $f_s(t)$ 的频率变化范围尽可能大。但一方面因开关损耗散热的限制, f_s 存在上限值,另一方面如果 f_s 变到较小时,虽然某一特定频率噪音大大消弱,但由于电机低次谐波电流增加,电机效率下降,噪音的总分贝数增大,尤其是低频噪音的增加可能会发生共振现象,因此, f_s 存在下限值。由上式可知,噪音的分布情况直接与 $f_s(t)$ 有关。如果 $f_s(t)$ 为一特定带宽函数,两相邻的调制频率之间相关联、噪音为按特定规律重复的有色噪音。为克服这一缺点,可使 $f_s(t)$ 为一限带的白噪音信号,以达到抑制某一噪音的目的。随机开关频率方式的 PWM 就是基于这一原理,通过随机改变开关频率而使电机电磁噪音近似为限带白噪音。尽管噪音的总分贝数未变,但有色噪音强度将大幅度削弱,从而有利于逆变器的现场运行。

随机开关频率可以通过规则采样或自然采样来实现。在规则采样中,设逆变器输出的一个周期内有 N 个采样周期,而每 60° 范围内(电压空间矢量控制中的一个扇区)可以有 N_s 个采样周期, N 和 N_s 均可随机地分别改变,这样就随机地改变了开关频率。自然采样方式可以采用传统的三角波调制,与参考电压信号相比较的三角波载波信号的斜率可随机地改变(见图 10),若采用空间矢量 PWM,则通过随机地改变电压矢量每次转过的角度来实现。

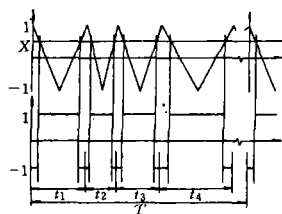


图 10

3. 随机脉冲位置 PWM

随机脉冲位置 PWM 是一种简单而有效的随机 PWM 控制策略。设逆变器输出电压的一个基波周期被均匀地分成 N 个相等的采样周期(规则采样),每个采样周期的宽度为 T_s 。图 11 所示的三个开关变量 A、B、C 的脉冲,要么位于采样周期的开始部分(超前方式),要么位于采样周期的结束部分(滞后方式),而每个采样周期的具体调制方式(超前边缘调制还是滞后边缘调制)则随机地加以选择。

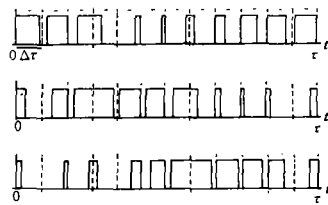


图 11

考察两个相邻采样周期并假设两种调制方式出现的概率相等。可以看出,两个脉冲被隔开的比例为 75%,仅有 25% 的脉冲彼此相连,因此,等效的开关频率 f_{sw} 为原来的 3/4。 N 的选择应考虑开关损耗的限制下尽量改善输出质量。

值得一提的是,这种方式只需要一个一位的随机信号发生器,这种随机信号发生器在市场上很容易买到,比如 MM5437 芯片。

4. 随机开关 PWM

随机开关 PWM 是最早发表的随机 PWM 控制策略,其基本原理如图 12 所示,以 A 相为例,用参考电压 a^* (正弦波)与

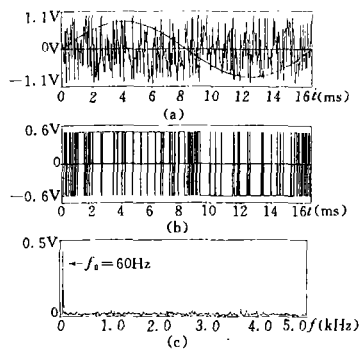


图 12

一服从均匀分布的随机信号 γ 相比较,以此决定 A 相电压置 0 还是置 1。如果 $\gamma < a^*$, 则开关信号被置为 1, 反之,若是 $\gamma > a^*$, 则开关信号被置 0。当参考电压 a^* 的幅值增大时, $\gamma < a^*$ 的概率增加,输出电压的有效值变大,也就实现了逆变器的输出调压。输出电压的基波周期则由参考电压的周期决定。从这一点来看,它与正弦波 PWM 极为相似,只不过载波信号由三角波变成随机信号而已。这里的随机信号对应的概念是一个幅值为随机数的信号。只要参考电压一个基波范围内随机数的个数足够多,即随机信号频率足够高,则输出电压的波形就能满足一定的性能要求,如电流畸变小,谐波分量少等。

随机开关 PWM 的实现极为简单,而且不需要开关时间的准确计算。它尤其适合于通过高开关频率实现输出电流高性能的场合,如以 MOSFET 为开关器件的低功率逆变器。这相对限制了它的使用范围。

为了解决这一问题,降低开关频率,加拿大的 D. Vincenti 和澳大利亚的 V. G. Agelidis 教授提出了一种新型的随机开关 PWM 控制方法^[22]。这种方法的思路是:以过调制的梯形波取代正弦控制波,使开关信号在一个周期内有 240° 范围无调制波形、从而降低开关频率,如图 13 所示。由正弦基波加入 17% 的三次谐波得到过饱和的梯形波,以此梯形波作为控制波形就可以使逆变器输出幅值由 0.866 提高到 1,而且在图中所示的过调制方式下,一个基波周期内仅有 120° 范围有调制波形,而在其他 240° 范围内开关器件不动作,从而有效地降低了平均开关频率。这种方法的性能较好,这一点可从图 13 所示的输出线电压频谱看出。

这种改进的随机开关 PWM 方法,虽然开关频率下降了 $2/3$,但因其控制波形固定,逆变器调压无法通过自身实现,调压需要在直流侧进行。但受这一思路启发,我们可以把调制部分从两侧各 30° 移至中间 60° 范围,这样就可通过改变调制波形占空比来实现对输出电压的幅度调节。

综上所述,随机 PWM 的实现方式是多种多样的,而本文对这些方式的划分也并非绝对。如随机开关 PWM 方法中,虽然所给随机信号是幅值量随机变化的,但与参考信号比较的结果还是导致开关频率的变化,所以随机开关和随机开关频率这两种方式并没有十分严格的界限,只是随机开关 PWM 的频谱分布更广一些罢了。

五、结 论

(1)随着计算机技术的不断进步,数字化 PWM 已逐步取代模拟式 PWM,成为电力电子装置共用的核心技术。交流电机调速性能的不断提高在很大程度上是由于 PWM 技术的不断进步。目前广泛应用的是在规则采样 PWM 的基础上发展起来的准优化 PWM 法,即三次谐波叠加法和电压空间矢量 PWM 法,均具有计算简单、实时控制容易的特点。

(2)所有 PWM 技术的不同之处全在于谐波控制的不同。从空间矢量 PWM 加入三次谐波到优化 PWM 加入 3 的所有整数次谐波和其他谐波,我们看到:谐波除了具有增加损耗这一不

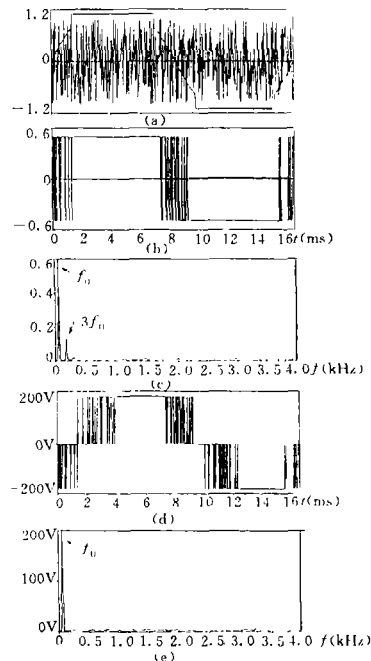


图 13

利因素外,还可在某种情况下变成一个有利因素。如目前各国学者集中研究的方波电机或逆变器供电电机(CFM)中,谐波已被最大限度地用来产生电磁转矩和功率。

(3)由于 PWM 逆变器的开关损耗随着功率和频率的增加而迅速增加,因此,在高频化和大功率方面还有大量工作。目前提高开关频率的一个方法是采用谐振技术及在此基础上发展起来的软开关技术。在大功率装置方面,除尽量采用优化 PWM 模式外,多电平逆变器也越来越受到人们的重视。此时开关损耗问题转化为多管串联后的均压问题。

(4)消除机械和电磁噪音的最佳方法并不是盲目地提高工作频率,这里,随机 PWM 技术提供了一个分析问题的全新思路。

参考文献

- 1 Schonung A & Stemmler H. Static Frequency Changer with Subharmonics Control in Conjunction with Reversible Variable Speed AC Drives. BBC Rev. Aug/Sept, 1964.
- 2 Bowes S R. New Sinusoidal Pulsewidth Modulated Inverter. Proc. IEE, 1975, 122(11)
- 3 Bowes S R & Midoun A. Suboptimal Switching Strategies for Microprocessor-controlled PWM Inverter Drives. *ibid*, 1985, 132(3)
- 4 Bowes S R & Midoun A. Microprocessor Implementation of New Optimal PWM Switching Strategies. *Ibid*, 1988, 133(5)
- 5 Murai Y et al. New PWM Method for Fully Digitized Inverters. IEEE Trans. on IA, 1987, IA-23(5)
- 6 陈国呈、金东海. 最优化 PWM 模式下变频器的输出特性. 首届全国交流电机调速传动学术会议论文集, 1989.
- 7 司保军. 高性能直接转矩控制系统研究. 清华大学硕士论文, 1994.
- 8 Malesani L & Tenti P. A Novel Hysteresis Control Method for Current Controlled VSI PWM Inverters with Constant Modulation Frequency. IEEE Trans. on IA, 1990, 26(1)
- 9 Kazmierkowski M P Dzieciakowski M A & Sulowski W. Novel Space Vector Based Current Controllers for PWM Inverters. IEEE Trans. PE, 1991, 6(1)
- 10 Kheraluwala M & D M D. Delta Modulation Strategies for Resonant Link Inverters. IEEE PESC' 87 Conf. Rec., 1987.
- 11 Turnbull F G. Selected Harmonic Reduction in Static AC-AC Inverters. AIEE Trans. (communication and electronics) 1964, 83(7)
- 12 Patel H S & Hoft R G. Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverter, Part A, B IEEE Trans. 1973, IA-9.
- 13 Buja G S & Indri G B. Optimal Pulsewidth Modulation for Feeding AC Motors. IEEE Trans. on IA, 1977, IA-13(1)
- 14 Zach F C. Efficiency Optimal Control for AC Drives with PWM Inverters. IEEE Trans. on IA, 1985, IA-21(4)
- 15 Taniguchi K Irie H. Trapezoidal Modulating Signal for Three-phase PWM Inverter. IEEE Trans. on IE, 1986, IE-33(2)
- 16 Sun J & Grotstollen H. Pulsewidth Modulation Based on Real-time Solution of Algebraic Harmonic Elimination Equations. IECON Proc. sept., 1994, 79-84.
- 17 Plunkett A B. A Current-controlled PWM Transistor Inverter Drive. IEEE/IAS Annual meeting conference record, 1979.
- 18 Kawamura A Haneyoshi T & Hoft R G. Deadbeat Controlled PWM Inverter with Parameter Estimation Using Only Voltage Sensors. IEEE PESC' 86 Conf. Rec., 1986.
- 19 Hotz J & Stadtfeld S. A Predictive Controller for the Stator Current Vector of AC Machines Fed From a Switched Voltage Source. IPEC Conf. Rec., 1983.
- 20 Gokkhale K P Kawamura A & Hoft R G. Deadbeat Microprocessor Control of PWM Inverter for Sinusoidal Output Waveform Synthesis. IEEE Trans., 1987, IA-23(5)
- 21 Trzynadlowsky A M Pedersen J K & Legowski S. Random Pulsewidth Modulation Techniques for Converter-fed Drive Systems-a Review. IEEE Trans., 1994, 30(5)
- 22 Agelidis V G & Vincenti D. Optimum Non-deterministic PWM for Three-phase Inverters. IEEE IECON Conf. Rec., 1993.

收稿日期:1995-12-22