

摘要

计算机仿真是一门系统科学。计算机仿真技术为采用功率半导体变流装置的现代交流调速系统的分析、设计、调试等提供了现代化的有效手段。一般 PWM 变频器采用 SPWM 波调制。采用计算机控制的 SPWM 调速系统，由于其控制精度高而获得广泛的应用。然而，此调速系统结构非常复杂，这给分析、研究和设计带来了难度。另一方面 SPWM 半导体变流装置非正弦供电下调速电机的运行条件和运行性能与常规电网正弦电压供电下大不相同，使得经典的交流电机理论、传统的控制系统分析方法不能完全适应；完全采用理论分析的方法在现代交流调速系统的分析、研究、开发、设计中较难凑效，难以解决实际问题。在这样的情况下采用计算机仿真的办法最为实用，是解决这类工程问题的有力工具。

本仿真系统详细分析了 SPWM 调制的原理，在此基础上，给出了 SPWM 序列的优化算法；通过对异步电动机的电磁原理的系统分析从而推导出了 SPWM 变频器—异步电动机调速系统的动态和静态模型，为了分析方便，特别是在数字仿真中为避免变量数值过大引起某些特殊计算过程失败（如矩阵指数的病态溢出问题），将这些方程式化为了采用标么制（P. U.）的形式。本论文还详细的研究了 SPWM 变频器—异步电动机系统仿真的计算方法，如指数矩阵及矩阵求逆的算法等。

本系统仿真通过编程运算，给出了 SPWM 变频器—异步电动机系统的电磁转矩、转速、相电流、相电压的动态和静态仿真波形。本计算机仿真的结果通过与实际调速系统的实验结果相比较，验证了本模型的正确性。因此，本计算机仿真可以作为对于 SPWM 变频器—异步电动机系统的优化和参数调节等其它进一步研究的参考。

关键词：稳态、动态、仿真、模型、调制

Abstract

Computer simulation is a field of systematic science. It supplies the modern valid method of analysis, designing and debug that apply to power semiconductor cycloconverter and inductive motor adjust speed system. General PWM cycloconverter employs SPWM-modulation method. Because of its high precision, this system that is controlled by computer is widely applied. However, its complicate structure brings difficulties to Analyze, study and design. On the other hand, the running condition and running function under unsine-wave power is different from the one under normal power-net power, and the classical theory of inductive motor and analytic method of controller system isn't adaptive. So it is difficult to deal with actual problem in speed adjustment's analysis, studying, development and designing. In this case, Computer simulation is more practical and powerful tool.

This simulation system thoroughly analyze the SPWM- cycloconverter's Modulation principle and put up the optimal algorithm of SPWM-array; By analyzing the electromagnetic principle, it give out the inductive motor's stable and dynamic models. It also fully studied the operate methods.

This paper give out the curve of the stable and dynamic torque, electric current, Phase voltage. This simulation's result is proved by the paper of experiment. Therefore, this computer simulation maybe be as the reference of the more profound studying in this area.

**Keywords: simulation . SPWM-modulation. Inductive motor.
Dynamic . Stable. Model**

第1章 绪论

1.1 系统仿真发展概况

系统仿真是一门系统科学，它是以计算机科学和概率论与数理统计为基础，结合各应用领域的技术科学而形成的边缘学科，同时它又是一门综合性的试验学科。随着各门学科的发展，系统仿真也日新月异地发展着，已成为近十多年来十分活跃的新兴学科。系统仿真与各门技术学科、管理学科、经济学科以至社会学科都有紧密的联系，这正是系统仿真得到日益发展广泛应用的原因。系统仿真不仅是一门应用性很强的学科，同时也是一门实验性学科。对于一些正在规划中的系统或正在设计中的项目，都可以建立相应的仿真模型，通过计算机仿真对系统进行多种方案和参数的实验，预测未来系统或项目的运行参数和经济效益等。对于现有系统作改进时，也可以根据系统仿真模型经过改进以后的系统运行情况以寻求满意的改进方案，特别是一些危险性极大或特别费重的系统，通过构模和仿真实验可以得到最安全的运行参数或节省巨额开支。系统仿真的这种实验性，为它的应用和推广开辟了广阔的前景。

系统仿真的发展与仿真软件和仿真语言的研究开发紧密相联系。仿真软件和仿真语言的发展大体可分为以下四个阶段。第一阶段是通用程序设计语言阶段，如60年代初的仿真语言多用FORTRAN直接编程。第二阶段是初级仿真语言阶段，如60—70年代中开发的面向方程和框图的仿真语言CSSL和MIDAS等。第三阶段是高级仿真语言阶段。从70年代中期到80年代初，许多高级仿真语言问世，其功能比较完善，面向过程和方便用户的特点非常明显，对促进系统仿真的应用起到决定性的作用，这一阶段的代表性的仿真语言有GPSS、PASPIV、Q-GERT、VERT、SLAM、SIMSCRIPT以及DYNAMO等。1984年以来，美国的PRITSKER公司开发的TESS仿真环境，将数据库与系统仿真结合起来并具有数据分析、报告与图形产生、动画显示运行控制等功能，形成一体化仿真软件系统。第四阶段（80年代后期）是专家仿真系统阶段，它的特点是将专家系统与仿真结合起来，使系统仿真具有智能功能，以至可以通过面向过程的自然语言交互，由系统进行构模、确认，进行实验设计和仿真运行、仿真结果分析和修改模型等，从而可以取代仿真专家的工作。在此基础上，还将

进一步发展为智能化的仿真环境。如现在的 MATLAB 仿真语言等。

1.2 计算机仿真在交流调速中的应用及本课题的意义

随着大功率半导体器件的出现和电力电子技术的不断进步,应用半导体变流装置供电的现代交流电机调速系统性能的优化,调速系统结构的复杂程度不断增加,这给分析、研究和设计带来了难度。另一方面半导体变流装置非正弦供电下调速电机的运行条件和运行性能与常规电网正弦电压供电下大不相同,使得经典的交流电机理论、传统的控制系统分析方法不能完全适应;完全采用理论分析的方法在现代交流电机调速系统的分析、研究、开发、设计中较难凑效,难以解决实际问题。而对于每一种新型调速方案若仍采用试制样机进行试探的实验方法也不再现实,因这势必导致开发、研制的经费大幅度增加,研究周期加长,研究方式缺乏柔性。在这样的情况下采用计算机仿真的办法最为实用,是解决这类工程问题的有力工具,它的作用可归纳成以下几个方面:

- (1) 对于已有的交流电机调速系统来说,可以首先通过理论推导建立系统的数学模型,然后进行计算机仿真的研究,再将所得到的仿真结果与实际调速系统的实验结果相比较,验证模型的正确性,反复修改模型,提高仿真精度,直至仿真与实验结果基本一致,以后就可以将这个经过实践论证的仿真模型作为今后设计同类的调速系统的依据,或者作为该类调速系统调试的依据。由于采用仿真的方法确定了参数的调整范围,避免盲目摸索,从而可缩短调试周期。
- (2) 对于新设计的交流电机调速系统,可以通过仿真研究验证方案的可行性,探讨结构的合理性和参数对系统暂态、稳态特性的影响,从而确定最佳控制方案、最佳的结构和最优的系统参数,实现优化设计。
- (3) 对于交流调速电机本体而言,计算机仿真是分析、研究和设计这类半导体变流装置非正弦供电电机的有效手段。由于变流装置内部的半导体器件的开关作用,使得交流电机端部获得的电压或电流激励及各类响应均非正弦,传统电机的经典分析方法将无法完全适用,此时可从系统仿真的角度为电机电磁场分析和设计提供符合实际运行状态的外部约束条件。同样也是由于变流装置中半导体器件的开关作用,使得交流电机运行中无论是瞬态还是稳态,一个运行周期中电机电路的拓扑结构均要经历不断的变化,实际上已无稳态可言,从而使运行特性的常规分析或获取方法很难适应。此时也只有通过计算机仿真,在各种非正弦变量仿真波形的基础上进行数值后处理,对诸如电

压、电流平均值、有效值、最大值、谐波频谱及含量、平均转矩、谐波转矩、电机损耗、效率及等效功率因数等作出重要的评估,以获得这类电机的运行特性,为分析、设计提供所需信息。

因此,计算机仿真技术为采用功率半导体变流装置的现代交流电机及其调速系统的分析、设计、调试等提供了现代化的有效手段。本仿真系统建立了 SPWM 变频器—异步电动机调速系统的动态和静态模型,并进行了编程仿真,给出了其系统的动态和静态电磁转矩、转速、相电流、相电压的仿真波形。对于此系统的优化和参数调节等其它进一步研究奠定了依据。

1.3 交流电机调速系统的仿真方法

在交流电机调速系统的分析中,常常可以从两个方面对调速系统进行仿真研究,一方面是对交流调速电机在调速运行中的电磁性能进行研究,如稳态时的电压、电流、磁链、转矩、转速等的大小、波形、动态过程的响应、变化等。这种研究是建立在调速系统的主回路(变流装置及交流电机)状态变量方程(时域模型)基础上进行的,可称为交流调速系统时域模型的仿真,另一方面是通过对包括主回路及调节、控制回路在内的整个调速系统在某种激励下所产生的响应过程的仿真,以了解整个闭环系统的动态品质。这种研究是建立在调速系统框图或传递函数基础上实现的,可称为交流调速系统复域模型的仿真。

这两种仿真模型的方法相辅相成,相互补充,前者可获得更多的调速系统,特别是正常稳态运行时所需的设计数据,后者可以全面了解完整闭环系统的动态性能。

交流电机调速系统的时域模型的仿真可以分为稳态及暂态两种。稳态仿真可以获得调速系统在正常运行时的有关性能指标,在大多数情况下足以提供系统设计所需的基本数据。暂态仿真用于获取调速系统在工作条件变化或事故等偶然过程中的动态特性,如稳定性。

本仿真系统分析了 SPWM 调制的原理,给出了 SPWM 序列的优化算法,在此基础上,建立 SPWM 变频器—异步电动机系统的输入矢量。通过对异步电动机的电磁原理的系统分析从而推导出了异步电动机的矢量调速模型的状态方程式,并详细的给出了 SPWM 变频器—异步电动机系统仿真的计算方法,如指数矩阵及矩阵求逆的算法等。

第 2 章 异步电动机的数学模型

我首先根据异步电机的电磁原理建立经典的在 A-B-C 空间内的数学模型, 但根据此模型研究电机特性并其控制系统时, 各个变量之间的关系非常复杂。为了进行简化, 就必须对电动机的参考坐标进行简化, 这就叫做坐标变换。因此, 本仿真首先把 A-B-C 变量表示的电机方程式通过坐标变换得到任意速 Q-D-N 坐标系内变量表示的方程式, 简化各量间的相互耦合作用, 然后进行方程式的标么化, 建立标么化模型进行仿真运算, 在输出结果时, 通过坐标逆变换, 重新得到 A-B-C 空间的各个变量。

2.1 ABC 变量表示的异步电动机的基本方程式

异步电动机是一个高阶、非线性、强耦合的多变量系统, 计算和解耦十分困难, 为此再研究异步电动机数学模型时常作如下假设^{[10][23]}:

- (一) 设三相绕组对称, 空间互差 120° 电角度, 所产生的磁动势沿气隙圆周正弦分布。
- (二) 忽略磁路饱和, 绕组的自感和互感都是线形的。
- (三) 忽略铁耗的影响。

这样, 实际电动机被等效为图 2—1 所示三相异步电动机物理模型。图中, 定子三相绕组轴线 A、B、C 在空间是固定的, 故定义为三相静止坐标系, 设 A 轴为参考坐标轴, 转子以 ω 速度旋转。转子绕组轴线为 a、b、c 随转子旋转。

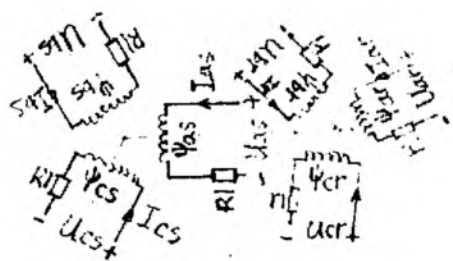


图 2—1 中的符号:

- $u_{as}, u_{bs}, u_{cs}, u_{ar}, u_{br}, u_{cr}$
— 定子、转子相电压瞬时值。
- $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}, i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$
— 定子和转子相电流的瞬时值。
- $\psi_{as}, \psi_{bs}, \psi_{cs}, \psi_{ar}, \psi_{br}, \psi_{cr}$
— ψ_{cs}, ψ_{cr} 为各个绕组总磁通, R_1, r_1 为其电阻

图 2-1 异步电动机等效物理模型

a 轴和定子 A 轴间的电角度差为 $\theta = \int \omega dt$ ，称为空间角位移。由于互感的情况比较复杂，定子和转子的六个绕组之间的互感可考虑有两类；一类是 A、B、C 相绕组及 a、b、c 相绕组之间因位置固定，故互感为常数，另一类是定子任一相与转子任一相之间的位置是变化的，互感是角位移 θ 的函数，互感的变参数是造成系统非线性根源。异步电动机的数学模型可由以下四组微分方程来描述。

1) 电压方程式 三相定子绕组电压方程式为：

$$\left. \begin{aligned} u_{as} &= i_{as} R_1 + \frac{d\varphi_{as}}{dt} \\ u_{bs} &= i_{bs} R_1 + \frac{d\varphi_{bs}}{dt} \\ u_{cs} &= i_{cs} R_1 + \frac{d\varphi_{cs}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (2.1.1)$$

三相转子绕组折算到定子侧后的电压方程式为：

$$\left. \begin{aligned} u_{ar} &= i_{ar} R_2 + \frac{d\varphi_{ar}}{dt} \\ u_{br} &= i_{br} R_2 + \frac{d\varphi_{br}}{dt} \\ u_{cr} &= i_{cr} R_2 + \frac{d\varphi_{cr}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (2.1.2)$$

上式的微分符号如以微分算子 $P=d/dt$ 代替，且用矩阵形式表示则可写成：

$$\begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \\ u_{ar} \\ u_{br} \\ u_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + P \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.1.3)$$

2) 转矩方程式

$$\begin{aligned}
 T_e = p_m L_m [(i_{as} i_{ar} + i_{bs} i_{br} + i_{cs} i_{cr}) \sin \theta \\
 + (i_{as} i_{br} + i_{bs} i_{cr} + i_{cs} i_{ar}) \sin(\theta + 120^\circ) \\
 + (i_{as} i_{cr} + i_{bs} i_{ar} + i_{cs} i_{br}) \sin(\theta - 120^\circ)]
 \end{aligned} \quad (2.1.4)$$

3) 磁链方程式 每个绕组的磁链是它本身的自感磁链和其他绕组对它的互感之和, 可表达为:

$$\begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{bs} \\ \varphi_{cs} \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{asas} & L_{asbs} & L_{ascs} & L_{asar} & L_{asbr} & L_{ascr} \\ L_{bsas} & L_{bsbs} & L_{bscs} & L_{bsar} & L_{bsbr} & L_{bscr} \\ L_{csas} & L_{csbs} & L_{cscs} & L_{csar} & L_{csbr} & L_{cscr} \\ L_{aras} & L_{arbs} & L_{arcs} & L_{arar} & L_{arbr} & L_{arcr} \\ L_{bras} & L_{brbs} & L_{brcs} & L_{brar} & L_{brbr} & L_{brcr} \\ L_{cras} & L_{crbs} & L_{crcs} & L_{crar} & L_{crbr} & L_{crer} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.1.5)$$

式中自感

$$L_{asas} = L_{bsbs} = L_{cscs} = L_{11}$$

$$L_{arar} = L_{brbr} = L_{crer} = L_{12}$$

互感:

$$L_{asbs} = L_{bsas} = \dots L_{csbs} = \frac{1}{2} L_m$$

$$L_{arbr} = L_{brar} = \dots L_{crbr} = \frac{1}{2} L_m$$

$$L_{asur} = L_{aras} = \dots L_{cscr} = \frac{1}{2} L_m \cos \theta$$

$$L_{ascr} = L_{cras} = \dots L_{brcr} = \frac{1}{2} L_m \cos(\theta - 120^\circ)$$

$$L_{asbr} = L_{bras} = \dots L_{bscr} = \frac{1}{2} L_m \cos(\theta + 120^\circ)$$

4) 运动方程式

$$T_e = T_L + \frac{J}{p_m} * \frac{d\omega}{dt} \quad (2.1.6)$$

式中: T_L —负载转矩

J —机组的转动惯量

P_m —电动机的极对数

由以上方程可知，异步电动机的强耦合性主要表现在磁链和转矩方程式中，既有三相绕组之间的耦合，又有定子-转子绕组之间的耦合，还存在转矩方程式中磁场与定子—转子电流之间的相互影响。其根源在于有一个很复杂的电感矩阵。通常需要用坐标变换的方法加以改造，最后得出与三相异步电动机等效的直流电动机模型。

2.2 D-Q-N 变量表示的电机方程式

2.2.1 未经匝比变换（折算）的电机方程式

A-B-C 变量表示的电机方程式可以通过坐标变换得到任意速度 D-Q-N 坐标系内变量表示的方程式：

1) 定子电压方程式

根据坐标变换及逆变换，将定子电压方程式(2.1.1)可以变换为任意速 D-Q-N 坐标系的方程式有：

$$U_{qdns} = r_s I_{qdns} + \omega(F) * \varphi_{qdns} + \frac{d\varphi_{qdns}}{dt} \quad (2.2.1)$$

标量形式的定子电压方程式为：

$$\left. \begin{aligned} u_{qs} &= r_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_F \varphi_{ds} \\ u_{ds} &= r_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_F \varphi_{qs} \\ u_{ns} &= r_s i_{ns} + \frac{d\varphi_{ns}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (2.2.2)$$

2) 转子电压方程式表示为：

转子各相变量可以看作是一个以角速度旋转的坐标系中的变量，因此必须按转子电路与任意速 D-Q-N 坐标系间的空间位置关系进行坐标变换。将转子电压方程式(2.1.2)可变换为任意速坐标系中采用 D-Q-N

变量形式的转子电压方程式为：

$$U_{qdr} = r_r I_{qdr} + \omega(F) * \varphi_{qdr} + \frac{d\varphi_{qdr}}{dt} \quad (2.2.3)$$

标量形式转子电压方程式为：

$$\left. \begin{aligned} u_{qr} &= r_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_F - \omega_r) \varphi_{dr} \\ u_{dr} &= r_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_F - \omega_r) \varphi_{qr} \\ u_{nr} &= r_s i_{ns} + \frac{d\varphi_{nr}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (2.2.4)$$

3) 定子磁链方程式

磁链中，有定子电流产生的部分应用 $P(\theta_F)$ 进行坐标变换，由转子电流产生的部分也进行相应 $P(\theta_F - \theta_r)$ 坐标变换。这样，(2.1.5) 式的定子磁链部分可演变为：

$$\varphi_{qds} = P(\theta_F) L_s P^{-1}(\theta_r) I_{qds} + p(\theta_F) L_{sr} P^{-1}(\theta_F - \theta_r) \quad (2.2.5)$$

经过矩阵运算，可得标量形式的定子磁链方程式为：

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{qs} &= (L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms}) i_{qs} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{qr} \\ \varphi_{ds} &= (L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms}) i_{ds} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{dr} \\ \varphi_{ns} &= L_{ls} i_{ns} \end{aligned} \right\}$$

式(2.2.6)

4) 转子磁链方程式

采用类似的方法，(2.1.5) 式的转子磁链部分经坐标变换后可得标量形式的转子磁链方程式的形式为：

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{qr} &= (L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr})i_{qr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs} \\ \varphi_{dr} &= (L_{lr} + \frac{3}{2}L_{mr})i_{dr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds} \\ \varphi_{nr} &= L_{lr}i_{nr} \end{aligned} \right\} \quad (2.2.7)$$

5) 电磁转矩方程式

对电磁转矩表达式(2.1.4)的有关部分进行相应的适当恒等变换, 可得:

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) \frac{9}{4} I_{qdns}^T \left[P(\theta_r) \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta_r} P^T(\theta_r - \theta_s) \right] I_{qdns} \quad (2.2.8)$$

经过矩阵的积分及代数运算, 最后可求得 D-Q-N 变量形式的电磁转矩表达式

$$T_e = \left(\frac{P}{2}\right) \frac{9}{4} L_{sr} (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (2.2.9)$$

6) 机电运动方程式不因坐标变换而改变。

2.2.2 匝比变换(折算)后的电机方程式

为了简化表达式, 避免因定、转子匝数不同引起的计算及分析中的诸多不便之处, 根据电机原理, 可采用转子变量按定、转子绕组每相有效匝数之比 (N_s/N_r) 进行变换和折算。折算的规律同电机原理中的规定, 即电压、磁链乘以匝比 (N_s/N_r), 电流除以匝比 (N_s/N_r), 电阻、电感或电抗乘以匝比 (N_s/N_r) 的平方。

折算中注意到除定子、转子漏感外, 其于电感均对应于气隙主磁场。它们除不同匝数外, 磁路磁道相同。根据电工原理, $N \propto N^2 \cdot \lambda_m$ (N 为线圈匝数, λ 为磁路磁导), 故有

$$L_{ms} = \frac{N_s}{N_r} L = \left(\frac{N_s}{N_r}\right)^2 L_{mr} \quad (2.2.10)$$

如果定义

$$L_m = \frac{3}{2} L_{mq} \quad (2.2.11)$$

为激励电感，经代数恒等变换，可得到如下经匝数变换（折算后）的 D-Q-N 分量形式的电机方程式。式中带撇量表示折算过后的各量。

1) 定子电压方程式同式 (2.2.2)

$$\left. \begin{aligned} u_{qs} &= r_s i_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_F \varphi_{ds} \\ u_{ds} &= r_s i_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_F \varphi_{qs} \\ u_{ns} &= r_s i_{ns} + \frac{d\varphi_{ns}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (2.2.12)$$

转子电压方程式由 (2.2.4) 变换后可得：

$$\left. \begin{aligned} u'_{qr} &= r'_s i'_{qs} + \frac{d\varphi'_{qr}}{dt} + (\omega_F - \omega_r) \varphi'_{dr} \\ u'_{dr} &= r'_s i'_{ds} + \frac{d\varphi'_{dr}}{dt} - (\omega_F - \omega_r) \varphi'_{qr} \\ u'_{nr} &= r'_s i'_{ns} + \frac{d\varphi'_{nr}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (2.2.13)$$

2) 定子、转子磁链方程式可分别由 (2.2.6) 式和 (2.2.7) 式转化可得：

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{qs} &= L_{ls} i_{qs} + L_m i'_{qr} \\ \varphi_{ds} &= L_{ls} i_{ds} + L_m i'_{dr} \\ \varphi_{ns} &= L_{ls} i_{ns} \end{aligned} \right\} \quad (2.2.14)$$

$$\left. \begin{aligned} \varphi'_{qr} &= L'_{lr} i'_{qr} + L_m i_{qs} \\ \varphi'_{dr} &= L'_{lr} i'_{dr} + L_m i_{ds} \\ \varphi'_{nr} &= L'_{lr} i'_{nr} \end{aligned} \right\} \quad (2.2.15)$$

式中

$$L_s = L_{ls} + L_m \text{——定子全自感}$$

$$L_r' = L_{lr}' + L_m \text{——转子全自感折算值}$$

实际上还可以定义出 D-Q 轴互感磁链：

$$\left. \begin{aligned} \varphi_{mq} &= L_m (i_{qs} + i_{qr}') \\ \varphi_{md} &= L_m (i_{ds} + i_{dr}') \end{aligned} \right\} \quad (2.2.16)$$

3) 电磁转矩方程式由(2.2.8)式转化可得：

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right) L_m (i_{qs} i_{dr}' - i_{ds} i_{qr}') \quad (2.2.17)$$

4) 机电运动方程式同(2.1.6)式：

$$\left(\frac{2T}{P} \right) \frac{\partial \omega_r}{\partial t} = T_e - T_L \quad (2.2.18)$$

2.2.3 . 矩阵形式电机方程式

如果将磁链方程式(2.2.14)和(2.2.15)代入电压方程式(2.2.12)及(2.2.13)中，消去磁链项，则任意速 D-Q-N 坐标系内双馈异步电动机基本电磁方程式可写成如下形式：

$$\begin{bmatrix} u_{qs} \\ u_{ds} \\ u_{ns} \\ u_{qr}' \\ u_{dr}' \\ u_{nr}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + L_s p & \omega_f L_s & 0 & L_m p & \omega_f L_m & 0 \\ -\omega_f L_s & r_s + L_s p & 0 & \omega_f L_m & L_m p & 0 \\ 0 & 0 & r_s + L_s p & 0 & 0 & 0 \\ L_m p & (\omega_f - \omega_r) L_m & 0 & r_r' + L_r' p & (\omega_f - \omega_r) L_r' & 0 \\ -(\omega_f - \omega_r) L_m & L_m p & 0 & -(\omega_f - \omega_r) L_r' & r_r' + L_r' p & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r' + L_r' p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{ns} \\ i_{qr}' \\ i_{dr}' \\ i_{nr}' \end{bmatrix} \quad (2.2.19)$$

式(2.2.19)

式中 $p = \frac{d}{dt}$ 为微分算子

这是以电感形式表示的基本电磁方程式。实际上电机参数往往以电抗形式给定，此时只要将相应的电感 L 乘以“基值”角频率 ω_b 即可，即 $x = \omega_b * L$ 原则上基值角频率 ω_b 可任意选取，但习惯上常取它等于电网交变角频率 ω

e, 常为 314rad/s (50HZ) 或 377rad/s (60HZ)。此外, 由于正常运行时异步电动机定. 转子三相对称, 不存在中轴分量, 因此六阶的矩阵形式基本电磁方程式可简化成如下四阶矩阵方程式:

$$\begin{bmatrix} u_{qs} \\ u_{ds} \\ u_{qr} \\ u_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & \frac{\omega_F}{\omega_b} x_m & 0 & \frac{\omega_F}{\omega_b} x_m \\ -\frac{\omega_F}{\omega_b} x_m & r_s & -\frac{\omega_F}{\omega_b} x_m & 0 \\ 0 & (\frac{\omega_F - \omega_r}{\omega_b}) x_m & r_r' & (\frac{\omega_F - \omega_r}{\omega_b}) x_r' \\ -(\frac{\omega_F - \omega_r}{\omega_b}) x_m & 0 & -(\frac{\omega_F - \omega_r}{\omega_b}) x_r' & r_r' \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_s & 0 & x_m & 0 \\ 0 & x_s & 0 & x_m \\ x_m & 0 & x_r' & \\ 0 & x_m & 0 & x_r' \end{bmatrix} * \frac{p}{\omega_b} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix}$$

式(2.2.21)

电磁转矩方程式可由式(2.1.18)得到为:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \frac{x_m}{\omega_b} (i_{qs} i_{dr}' - i_{ds} i_{qr}') \quad (2.2.22)$$

机电运动方程式由(2.1.19)式得到为:

$$\left(\frac{2J\omega_b}{p} \right) \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega_r}{\omega_b} \right) = T_e - T_l \quad (2.2.23)$$

从以上任意速 D-Q-N 坐标系的异步电机方程式可以直接得到各种坐标系内的电机方程式。若设 $\omega_F = 0$, 则得静止坐标系中的异步电动机方程式; 若设 $\omega_F = \omega_e$, 则得转子速度坐标系中异步电动机方程式。在电力电子装置供电的交流电机调速系统仿真中, 由于变流器多在定子侧, 故多用静止坐标系, 此时异步电机的数学模型为:

$$T_e = \frac{3}{2} \left(\frac{p}{2} \right) \frac{x_m}{\omega_b} (i^S_{qs} i^S_{dr}' - i^S_{ds} i^S_{qr}') \quad (2.2.24)$$

$$\begin{bmatrix} u_{qs} \\ u_{ds} \\ u_{qr} \\ u_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{\omega_r}{\omega_b} x_m & r_r & -\frac{\omega_r}{\omega_b} \dot{x}_r \\ -\frac{\omega_r}{\omega_b} x_m & 0 & \frac{\omega_r}{\omega_b} \dot{x}_r & r_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \\ i_{qr}^s \\ i_{dr}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_s & 0 & x_m & 0 \\ 0 & x_s & 0 & x_m \\ x_m & 0 & x_r & 0 \\ 0 & x_m & 0 & x_r \end{bmatrix} * \frac{p}{\omega_b} \begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \\ i_{qr}^s \\ i_{dr}^s \end{bmatrix}$$

式(2.2.25)

$$\left(\frac{2J\omega_b}{p} \right) \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega_r}{\omega_b} \right) = T_e - T_l \quad (2.2.26)$$

2.3 标么值化的电机方程式

以上导出的电机方程式都是采用实际单位制(S.I.)表示的。有时为了分析方便,特别是在数字仿真中为避免变量数值过大引起某些特殊计算过程失败(如矩阵指数的病态溢出问题),须将方程式化为采用标么制(P.U.)的形式。

要完成电机方程式的标么值化,首要问题是选择基值量。在本仿真中采用以下基值系统:设异步电动机铭牌数据上给出额定输出功率为 $P_N(kW)$,额定线电压 $U_N(V)$,额定频率 $f_N(Hz)$,极数 P 等,从而可以选定基本基值量为:

$$1) \text{ 功率基值 } P_b = P_N * 10^3 \quad (W) \quad (2.3.1)$$

$$2) \text{ 电压基值 } U_b = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_N \quad (V) \quad (2.3.2)$$

这是因为仿真中计算的是瞬时值,故以额定相电压幅值作为电压基值。

3) 电气角频率基值

$$\omega = 2\pi f_N \quad (rad/s) \quad (2.3.3)$$

根据以上基本基值量,可导出以下补充基值量:

$$4) \quad \text{电流基值} \quad I_b = \frac{P_b}{U_b} \quad (A) \quad (2.3.4)$$

I_b 为相电流峰值。这种有关 P_b, U_b 及 I_b 的选定方式与电压、电流有效值 (rms 值) 定义的功率概念是一致的。即:

$$P_b = 3 U_{b(rms)} * I_{b(rms)} \quad (2.3.5)$$

5) 阻抗基值

$$Z_b = \frac{U_b}{I_b} = \frac{3}{2} * \frac{U_b^2}{P_b} \quad (\Omega) \quad (2.3.6)$$

6) 机械角速度基值

$$\omega_{bm} = 2\pi f_N / \left(\frac{P}{2}\right) \quad (rad/s) \quad (2.3.7)$$

7) 转矩基值

$$T_b = \frac{P_b}{\omega_{bm}} = \left(\frac{P}{2}\right) \frac{P_b}{\omega_b} \quad (N.m) \quad (2.3.8)$$

选定基值量后, 将导出的异步电机方程式 (2.2.24) 至式 (2.2.26) 除以相应的基值, 经过恒等变换, 便可得出标么值形式的一组电机方程式。

采用标么值单位制矩阵形式的基本电磁方程式由 (2.2.21) 转变为:

$$\begin{bmatrix} u_{qs} \\ u_{ds} \\ u_{qr} \\ u_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & \omega_r X_s & 0 & \omega_r X_m \\ -\omega_r X_s & r_s & -\omega_r X_m & 0 \\ 0 & (\omega_r - \omega_r) X_m & r_r' & (\omega_r - \omega_r) x_r' \\ -(\omega_r - \omega_r) X_m & 0 & -(\omega_r - \omega_r) x_r' & r_r' \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr}' \\ i_{dr}' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_s & 0 & x_m & 0 \\ 0 & x_s & 0 & x_m \\ x_m & 0 & x_r' & 0 \\ 0 & x_m & 0 & x_r' \end{bmatrix} * D_b \begin{bmatrix} i_{qs}' \\ i_{ds}' \\ i_{qr}' \\ i_{dr}' \end{bmatrix}$$

式 (2.3.8)

$D_b = \frac{d}{d\omega_b t}$ 式中为 ω_b 电气角频率基值。

标么值形式的电磁转矩方程式可通过式 (2.2.24) 除以转矩基值

$$T_e = x_m (i_{qs}' i_{dr}' - i_{ds}' i_{qr}') \quad (2.3.9)$$

得到, 为:

$$T_b = \left(\frac{P}{2}\right) \frac{P_b}{\omega_b} = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2}\right) \frac{U_b I_b}{\omega_b} \quad (2.3.10)$$

用除以转矩基值的方法也可使机电运动方程式 (2.2.26) 式标么值化, 即:

$$\frac{T_e}{T_b} - \frac{T_L}{T_b} = \frac{\left(\frac{2J\omega_b}{P}\right) * \left(\frac{d(\omega_r/\omega_b)}{dt}\right)}{\left(\frac{P}{2}\right)\left(\frac{P_b}{\omega_b}\right)} = \frac{J\omega_b^2}{\left(\frac{P}{2}\right)^2 P_b} * \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega_r}{\omega_b}\right) \quad (2.3.11)$$

通常定义:

$$H = \frac{\frac{1}{2} J \omega_b^2}{\left(\frac{P}{2}\right)^2 P_b} = \frac{\frac{1}{2} J \omega_b^2}{P_b} \quad (2.3.12)$$

为转动惯量常数, 其量纲为秒, 反应了基值速度电机转子所储存的动能与基值功率之比。可以证明, 当电机空载以及额定电磁转矩时, 将转子从静止状态加速到额定转速所需要时间正好等于二倍的 H 值。这样, 标么值形式的机电运动方程式为:

$$2H \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L \quad (2.3.13)$$

第3章 脉宽调制型变频器 (SPWM) —异步电动机变频调

速系统的仿真

在早期的变频调速系统中,所采用的电力电子器件主要是晶体管,其开关频率较低,只能构成六阶梯波形变频器。调速系统的控制方式主要是调压与调频分别控制,即相控整流控制输出电压的幅值,变频器开关频率控制决定输出电压的频率。随着全控功率半导体元件,如大功率晶体管(GTR)。场效应晶体管(MOSFET)。可关断晶体管(GTO)。绝缘栅门极控制晶体管(IGBT)等自关断器件的飞速发展,器件开关频率得到了大幅度提高,产生了一种新型的调压—调频综合控制技术——脉宽调制技术(PULSE WIDTH MODULATION)及相应的SPWM变频器。其基本思想是采用半导体器件开关时刻(开关角)控制,产生一系列宽度不等的等幅脉冲波,以逼近正弦波,使其电压和电流谐波含量最小,功率因数提高,动态响应加快,构成高性能的交流电机调速系统。SPWM变频器—异步电动机变频调速系统原理性示意图(如图3-1所示)。变频器为双极性电压型,G为变频器输入直流电源中点。

根据异步电动机定子三相绕组的连接形式,可以决定出电机相电压 u_{as}, u_{bs}, u_{cs} 的电压波形。当定子三相绕组Y接时(图3-2a所示),则[23]:

$$u_{as} = \frac{1}{3}(2u_{RG} - u_{SG} - u_{TG})$$

$$u_{bs} = \frac{1}{3}(2u_{SG} - u_{TG} - u_{RG})$$

$$u_{cs} = \frac{1}{3}(2u_{TG} - u_{RG} - u_{SG})$$

当三相定子绕组 Δ 接时(图3-2b所示),则

$$u_{as} = u_{RG} - u_{SG}$$

$$u_{bs} = u_{SG} - u_{TG}$$

$$u_{cs} = u_{TG} - u_{RG}$$

异步电机各相电压跃变时刻(开关点)是应通过PWM变频器输出电压开关角的综合来决定的。由于PWM变频器各功率半导体元件在一个运行周期内

要作多次的开关，使电机端电压约束条件在一个运行周期内处于高频的跃变切换状态，非恒定常值。因此，如何描述出 SPWM 变频器供电异步电动机系统仿真用数学模型的输入函数矢量，应是该类调速系统仿真分析的重点。

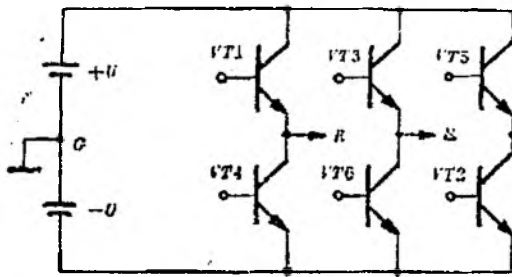


图 3-1 SPWM 变频器—异步电动机变频调速系统原理性示意图

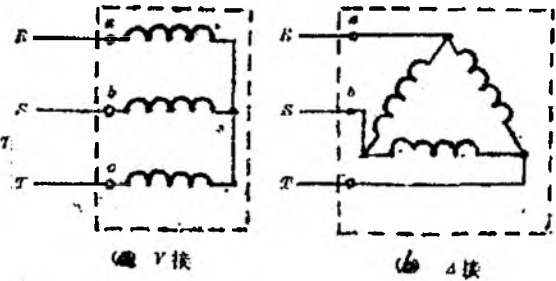


图 3-2 绕组接线示意图

3. 1 正弦波脉宽调制（SPWM）调制原理及 SPWM 序列的算法^{[33][46]}

1964 年，德国的 A. Schonung 等人率先提出了脉宽调制变频的思想，他们把通信系统的调制技术推广应用于交流变频器。图 3-3 绘出了 SPWM 交-直-交变压变频器的原理图，它仍是一个交-直-交变压变频装置，只是整流 U_R 是不可控的，它的输出电压经电容滤波（可附加小电感限流）形成恒定幅值的直流电压，加在变频器 U_I 上，变频器的功率开关器件采用全控式器件，按一定规律控制其导通或断开，使输出端获得一系列宽度不等的矩形脉冲电压波形。在这里，通过改变脉冲的不同宽度可以控制变频器输出交流基波电压幅值，通过改变调制周期可以控制起输出频率，从而同时实现变压和变频。

SPWM 变压变频器的主要特点如下：

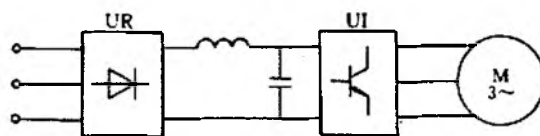


图 3-3 SPWM 交-直-交变压变频器的原理图

1. 主电路只有一组可控的功率环节，简化了结构。

2. 采用了不可控流器, 使电网功率因数接近 1, 且与输出电压大小无关。
3. 变频器同时实现调频与调压, 系统的动态响应不受中间直流环节滤波器参数的影响。
4. 可获得比常规六拍阶梯波更接近正弦波的输出电压波形, 因而转矩脉动小, 大大扩展了传动系统的调速范围, 提高了系统的性能。

3.1.1 正弦脉宽调制原理

所谓的正弦脉宽调制 (SPWM) 波形, 就是与正弦波等效的一系列等幅不等宽的矩形脉冲波形, 如图 3-4 所示. 等效的原则是每一区间的面积相等. 如果把一个正弦半波分作 N 等份 (在图 3-4a 中, $N=12$), 然后把每一等份的正弦曲线于横轴所包的面积都用一个与此面积相等的矩形脉冲来代替, 矩形脉冲的幅值不变, 各脉冲的中点与正弦波每一等份的中点相重合 (如图 3-4b). 这样, 由 N 个等幅不等宽的矩形脉冲所组成的波形就

与正弦波的半周等效, 称作 SPWM 波形, 同样正弦波的正、负半周分别用正、负脉冲等效的 SPWM 波形称作单极式 SPWM. 图 3-5 是 SPWM 变频器的主电路的原理图, 图中 VT1-VT6 是变频器的六全控式功率开关器件, 它们各有一个续流二极管反并连接整个变频器由三相不可控整流器供电, 所提供的恒值电压为 U_s . 为了分析方便起见, 认为异步电动机定子绕组 Y 连接, 其中点 0 与整流器输出端滤波电容的中点 0 相连, 因而, 当变频器任一相导通时, 电机绕组上所获得的相电压为 $U_s/2$.

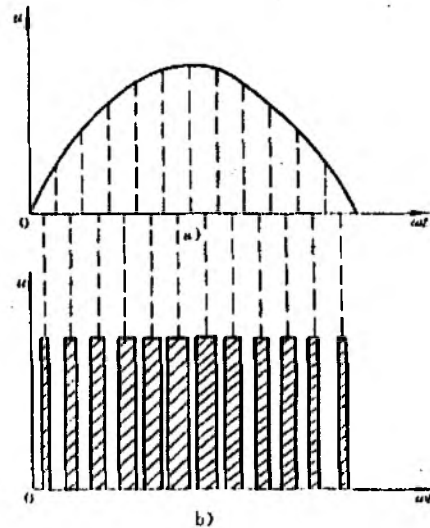
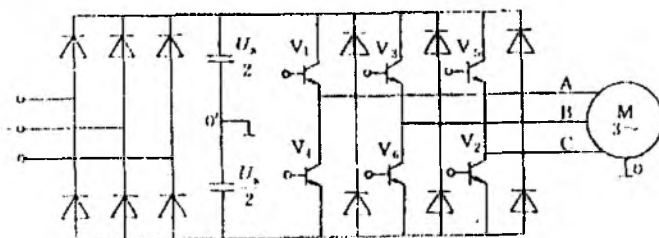


图 3-4 与正弦波等效的一系列等幅不等宽的矩形脉冲波形

图 3-6 绘出了单极式 SPWM 电压波形, 它是由变频器上桥臂中一个功率开关器件反复导通和关断形成的. 其等效正弦波为 $U_m \sin(\omega_1 t)$, 而 SPWM 脉冲的序列波的幅值为 $U_s/2$, 各脉冲不等宽, 但中心间距相同, 都等于 π/N . N 正弦波

半个周期内的脉冲数. 令第 i 个矩形脉冲的宽度为 δ_i , 其中心电相位角为 θ_i , 则根据面积相等的等



效原则, 可写成:

图 3-5 SPWM 变压变频器主电路图

$$\begin{aligned} \delta_i \frac{U_s}{2} &= U_m \int_{\theta_i - 2\pi}^{\theta_i + 2\pi} \sin(\omega_1 t) d(\omega_1 t) \\ &= U_m [\cos(\theta_i - \frac{\pi}{2n}) - \cos(\theta_i + \frac{\pi}{2n})] \\ &= 2 U_m \sin \frac{\pi}{2n} \sin \theta_i \end{aligned}$$

当 n 的数值较大时, $\sin(\pi / 2n) \approx \pi / 2n$, 于是

$$\delta_i \approx \frac{2\pi U_m}{nU_s} \sin \theta_i$$

式 (3.1.1)

这就是说, 第 i 个脉冲的宽度与该处正弦波值近似成正比. 因此, 与半个周期正弦波等效的 SPWM 波是两侧窄, 中间宽, 脉宽按正弦规律逐渐变化的序列脉冲波形。

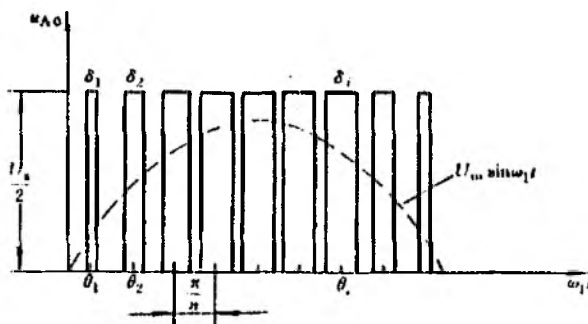


图 3-6 单极式 SPWM 电压波形

根据以上原理, SPWM 脉冲波形的宽度可以严格得用计算方法求得, 采用数字控制时, 这是很容易实现的. 但原始的脉宽调制方法是利用正弦波作为基准的调制波, 受它调制的信号称为载波, 在 SPWM 中常用等腰三角波当作载波. 当调制波与载波相交时 (见图 3-7a), 由它们的焦点确定变频器的开关器件的通断时刻. 具体的做法是, 当 A 相的调制波电压 U_{ra} 高于载波电压 U_t 时, 使相应的开关器件 VT1 导通, 输出正的脉冲电压 (见图 3-7b); 当 U_{ra} 低于 U_t 时, 使 VT1

关断,输出电压为零,在 U_{ra} 的负半周中,SPWM 波形.图 3-8 绘出了双极式的正弦脉宽调制波形,其调制方法和单极式相似,只是输出脉冲电压的极性不同.当 A 相调制波可用类似的方法控制下桥臂的 VT4,输出负的脉冲电压序列.改变调制波的频率时,输出电压的基波的频率也随之改变;降低调制波的幅值时,如 U_{ra}' ,各段脉冲的宽度都将变窄,从而使输出电压基波的幅值也相应减小.

上述的单极式 SPWM 波形在半周内的脉冲电压只在“正”

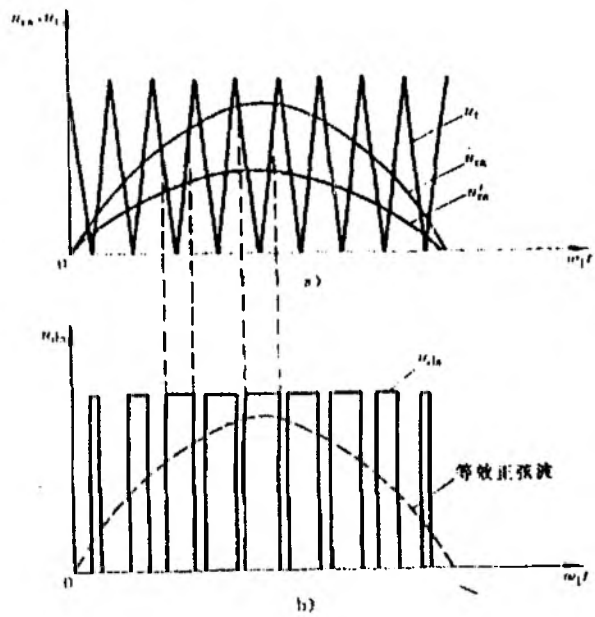


图 3-7 A) 正弦调制波与三角载波
B) 输出的 SPWM 波形

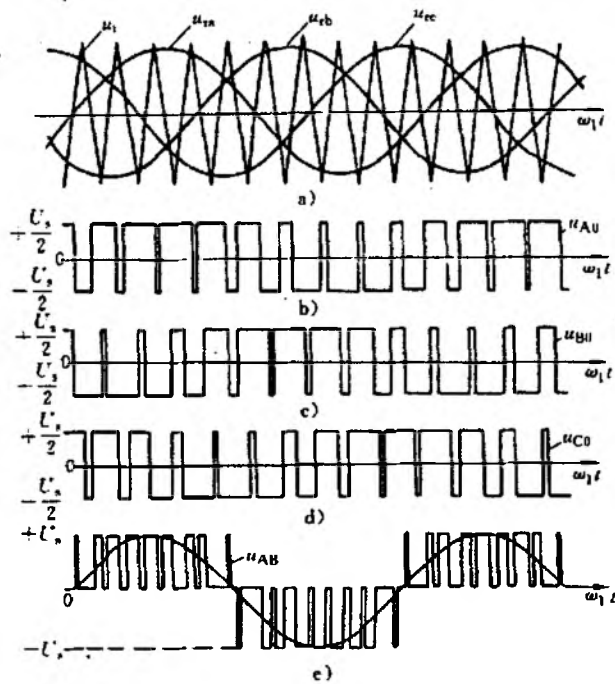


图 3-8 a) 三相双极式 SPWM 波形 b) $U_{AO}=f(t)$
c) $U_{BO}=f(t)$, d) $U_{CO}=f(t)$, e) $U_{AB}=f(t)$.

(或“负”)和“零”之间变化,主电路每相只有一个开关器件反复通断.如果让同一桥臂上.下两个开关器件交替地导通与关断,则输出脉冲在“正”和“负”之间变化,就得到双极式的 $U_{ra} > U_t$ 时, VT1 导通, VT4 关断,于是负载上得到的相电压为 $U_{A0} = -U_s/2$. 所以 A 相电压 $U_{A0} = f(t)$ 是以 $+U_s/2$ 和 $-U_s/2$ 为幅值作正、负跳变的脉冲波形. 同理,如图 3-8 的 $U_{B0} = f(t)$ 是由 VT3 和 VT6 交替导通得到的,如图 3-8 的 $U_{C0} = f(t)$ 是由 VT5 和 VT2 交替导通得到的,由 U_{A0} 和 U_B 相减,可得变频器输出的线电压波形 $U_{AB} = f(t)$ (如图 3-7),其脉冲值为 $+U_s$ 和 $-U_s$.

3.1.2 SPWM 波形的基波电压

在异步电动机变压变频调速中,电机接受逆变器输出的电压而运转.对电机来说,有用的是电压的基波,希望 SPWM 波形中基波的成分越大越好.为了找出基波电压,须将 SPWM 脉冲序列波 $u(t)$ 展开成傅氏级数.由于各相电压正、负半波及其左右均对称,它是一个奇次正弦周期函数,其一般表达式为

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U_{km} \sin(k\omega_1 t) \quad (k = 1, 3, 5, \dots)$$

$$\text{式中} \quad U_{km} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} u(t) \sin(k\omega_1 t) d\omega_1 t$$

要把包含 n 个矩形脉冲的 $u(t)$ 代入上式,必须先求得每个脉冲的起始相位和终止相位.就图 3-7(a)和 3-7(b) 所表示的单极式 SPWM 波形来说,由于在原点处的三角载波只有半个波形.第 i 个脉冲中心点的相位应为

$$\theta_i = \frac{\pi}{n} i - \frac{1}{2} \frac{\pi}{n} = \frac{2i-1}{2n} \pi \quad (3.1.2)$$

于是,第 i 个脉冲的起始相位为

$$\theta_i - \frac{1}{2} \delta_i = \frac{\pi}{n} i - \frac{1}{2} \frac{\pi}{n} - \frac{1}{2} \delta_i = \frac{2i-1}{2n} \pi - \frac{1}{2} \delta_i$$

其终止相位为

$$\theta_i + \frac{1}{2} \delta_i = \frac{\pi}{n} i - \frac{1}{2} \frac{\pi}{n} + \frac{1}{2} \delta_i = \frac{2i-1}{2n} \pi + \frac{1}{2} \delta_i$$

把它们代入 U_{km} 式中,可得

$$U_{km} = \frac{2U_s}{k\pi} \sum_{i=1}^n \left[\sin \frac{(2i-1)k\pi}{2n} \sin \frac{k\delta_i}{2} \right] \quad (3.1.3)$$

故

$$u(t) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2U_s}{k\pi} \sum_{i=1}^n \left[\sin \frac{(2i-1)k\pi}{2n} \sin \frac{k\delta_i}{2} \right] \sin k\omega_1 t \quad (3.1.4)$$

以 $k=1$ 代入式 (3.1.3), 可得输出电压基波幅值。当半个周期内的脉冲数 n 不太少时, 各脉冲的宽度 δ_i 都不大, 可以近似的认为 $\sin \delta_i/2 = \delta_i/2$, 因此

$$U_{1m} = \frac{2U_s}{\pi} \sum_{i=1}^n \left[\sin \frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \frac{\delta_i}{2} \quad (3.1.5)$$

可见输出基波电压幅值 U_{1m} 与各段脉宽 δ_i 有着直接的关系, 它说明调节参考幅值从而改变各个脉冲的宽度时, 就实现了对逆变器输出电压基波幅值的平滑调节。

以式 (3.1.1), (3.1.2) 代入式 (3.1.5), 得

$$U_{1m} = U_m \left[1 - \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \cos \frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \quad (3.1.6)$$

可以证明, 除 $n=1$ 以外, 有限项三角级数

$$\cos \frac{(2i-1)\pi}{2n} = 0$$

而 $n=1$ 是没有意义的, 因此由式 (3.1.6) 可得

$$U_{1m} = U_m$$

也就是说, SPWM 逆变器输出脉冲序列波的基波电压正是调制时所要求的等效正弦波。当然, 这个结论是在作出前述的近似条件下得到的, 即 n 不太小,

$\sin \pi/2n \approx \pi/2n$, $\sin \delta_i \approx \delta_i$ 。当这些条件成立时, SPWM 变压变频器能很好的

满足异步电动机变压变频工作的要求。但是要注意到, SPWM 逆变器输出电压的基波幅值和常规六拍阶梯波交-直-交变压变频器相比要小一些, 有关资料介绍, 仅为其 86%~90%, 这样就影响了电机额定电压的充分利用。为了弥补这个不足, 在 SPWM 逆变器的直流回路中常并联相当大的滤波电容, 以抬高逆变器的直流电源电压 U_s 。

3.1.3 对脉宽调制的制约条件

根据脉宽调制的特点, 变频器主电路的功率开关器件在其输出电压半周内要开关 N 次, 把期望的正弦波分段越多, 则 N 越大, 脉冲序列波的脉宽 δ_i 越

小, SPWM 波的基波更接近期望的正弦波. 上述分析结论的准确性越高, SPWM 波的基波更接近期望的正弦波. 但是功率开关的器件的本身的开关能力是有限的, 因此, 在应用脉宽调制技术时必然要受到一定条件的制约, 这主要表现在以下两个方面:

1) 功率开关器件的开关频率

各种电力电子器件的开关频率受到其固有的开关时间和开关损耗的限制, 普通晶闸管用于无源变频器时, 须采用强迫换流电路, 其开关频率一般不超过 300-500HZ, 现在在 SPWM 变压变频器中已很少使用, 取而代之的是全控型器件, 如电力晶体管 (BJT 开关频率可达 1--5KHZ). 可关断晶体管 (GTO, 开关频率为 1--2KHZ). 功率场效应晶闸管 (P-MOSFET, 开关频率可达 50KHZ). 绝缘栅双极晶体管 (IGBT, 开关频率可达 20KHZ) 等. 目前市场上的 SPWM 变压变频器产品以应用 BJT 和 IGBT 为主.

定义载波频率 f_t 与参考调制波频率 f_r 之比为载波比 N , 即

$$N = \frac{f_t}{f_r} \quad (3.1.7)$$

相对与前述 SPWM 波形半个周期内的脉冲数 N 来说, 应有 $N=2N$. 为了使变频器的输出尽量接近正弦波, 应尽可能增大载波比, 但若从功率开关器件本身的允许开关频率来看, 载波比不能太大. N 值应受下列条件的制约:

$$N \geq \frac{\text{功率开关器件的允许开关频率}}{\text{最高的正弦调制频率}} \quad (3.1.8)$$

上式中的分母实际上就是 SPWM 变频器的最高输出频率. 由于正弦脉宽调制的 n 必须为 3 的倍数, 例如, 当 n 为 9 时, 半个周期内的脉冲数为 9, 每相每周期的开关切换次数为 18 次. 值得指出的是, 在电压/频率比恒定的情况下, 六阶梯波的损耗系数是不变的, 它在电机中引起的附加损耗始终比载波比为 9 以下的 SPWM 型变频器小, 故一般选择 N 大于或者等于 9. 本仿真采用同步调制策略, 在同步调制方式中, N 恒为常数, 选定为 9, 当异步电动机速度稳定时, 变频时三角调制波与基波的相交点恒定, 每个周期内的脉冲触发角恒定.

2) 最小间歇时间与调制度 为保证主电路开关器件的安全, 必须使调制成的脉冲波有个最小脉宽与最小间歇时间的限制, 以保证最小脉冲宽度大于开关器件的导通时间 T_{ON} , 而最小脉冲间歇大于器件的关断时间 T_{OFF} , 在脉宽调制时, 若 N 为偶数, 调制信号的幅值 U_{rm} 与三角载波相交的地方恰好是一个脉冲的间歇, 见图 3-7. 为了保证最小间歇大于 T_{OFF} , 必须使 U_{rm} 低于三角载波的峰值 U_{tm} . 为此, 定义 U_{rm} 与 U_{tm} 之比为调制度

$$M = \frac{U_{im}}{U_{im}} \quad (3.1.9)$$

在理想情况下, M 值可在 0-1 之间变化, 以调节变频器输出电压的大小。实际上 M 总是小于 1 的, 在 N 较大时, 一般取最高的 $M=0.8-0.9$ 。在本仿真中选取 M 的最高值为 0.9

3.1.4 SPWM 序列的算法的基本思想

一般 PWM 变频器采用 SPWM 波输入, 采用计算机控制的 SPWM 调速系统, 由于其硬件结构简单, 控制精度高而获得广泛的应用。但在计算机控制的 SPWM 调速系统中采用自然采样法, 计算 SPWM 序列工作量太大而难以实现实时计算, 所以人们较多地采用规则采样法, 作为自然采样法的一种近似算法。本文提出了 SPWM 序列的一种新算法, 该算法改进了规则采样法, 生成的 SPWM 波面积误差小, 开关点更接近于自然采样法, 谐波抑制能力也较强, 在计算工作量增加不多的情况下, 提高了精度。

图 3-9 为单极性 SPWM 序列生成的示意图。自然采样法的开关点为 A、B 两点。而规则采样法 II 的采样点为 E, 其开关点为 C、D 两点。图中可见, 规则采样法和自然采样法相比其开关点有较大的误差。为获得更精确的开关点, 采用如下方法: 在三角波上顶点时刻也对正弦波采样, 得采样点 F 和 G, 作平行线交三角波于 H 点和 I 点; 以 C 点和 H 点以及 D 点和 I 点的中点作为新的开关点, 并以此形成 SPWM 序列。显然, 采用该种采样法, 其开关点非常接近于自然采样法的开关点。分析表明该方法形成的 SPWM 序列对应正弦波的面积误差最小, 谐波抑制能力也较强。

3.1.5 改进算法

1) 单极性 SPWM 序列的算法

图 3-9 中设三角载波的峰值为 1, 周期为 T_C , 以三角波上顶点作为每个周期的起点; 正弦调制波为 $U_m \sin \omega t$, 其中 M 为调制度且满足 $0 < M < 1$ 。从图 3-8 中不难推出规则采样法的开关时刻和开关时间 t_{cd} 为

$$\begin{cases} t_c = \frac{1}{2}T_c(1 - M \sin(\omega_1 t_E)) \\ t_D = \frac{1}{2}T_c(1 + M \sin(\omega_1 t_E)) \\ t_{CD} = T_c M \sin(\omega_1 t_E) \end{cases} \quad (3.1.10)$$

同理，应用相似三角形，可推出 t_H, t_I 为

$$\begin{cases} t_H = \frac{1}{2}T_c(1 - M \sin(\omega_1 t_F)) \\ t_I = \frac{1}{2}T_c(1 - M \sin(\omega_1 t_G)) \end{cases} \quad (3.1.11)$$

取 C 点和 H 电的中点 J 点以及 D 点和 I 点的中点 K 点作新的开关点 (J, K 点图 3-9 中没标出)，则新算法的开关时刻 t_J, t_K 和开关时间 t_{JK} 由下式表示为：

$$\begin{cases} t_J = \frac{1}{2}(t_C + t_H) \\ \quad = \frac{1}{4}T_c[2 - M(\sin(\omega_1 t_E) + \sin(\omega_1 t_F))] \\ t_K = \frac{1}{2}(t_D + t_I) \\ \quad = \frac{1}{4}T_c[2 - M(\sin(\omega_1 t_E) + \sin(\omega_1 t_G))] \\ t_{JK} = t_K - t_J \\ \quad = \frac{1}{4}T_c M[(\sin(\omega_1 t_E) + \sin(\omega_1 t_F) + \sin(\omega_1 t_G))] \end{cases} \quad (3.1.12)$$

(3.1.12) 式即为单极性 SPWM 序列开关点的计算公式。

2) 双极型 SPWM 序列的算法

图 3-10 为双极型 SPWM 序列生成的示意图。

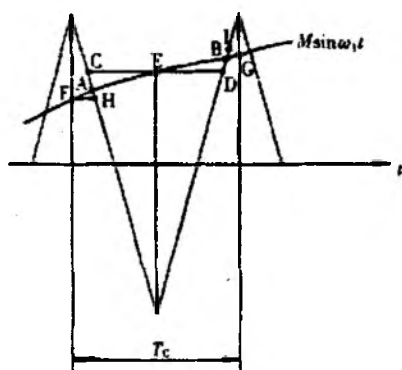


图 3-9

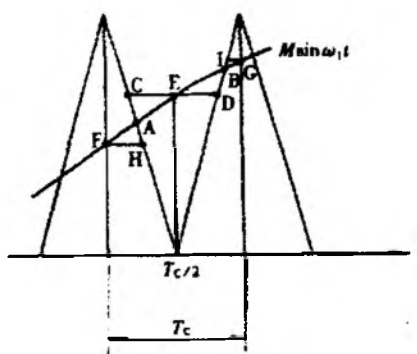


图 3-10

规则采样法 II 的开关点时刻 T_c , T_D 及开关时间 t_{CD} 为:

$$\begin{cases} t_C = \frac{1}{4} T_c [(1 - M \sin(\omega_1 t_E))] \\ t_D = \frac{1}{4} T_c [(3 + M \sin(\omega_1 t_E))] \\ t_{CD} = \frac{1}{2} T_c [(1 + M \sin(\omega_1 t_E))] \end{cases} \quad (3.1.13)$$

而 t_H 和 t_I 为

$$\begin{cases} t_H = \frac{1}{4} T_c [(1 - M \sin(\omega_1 t_F))] \\ t_I = \frac{1}{4} T_c [(3 + M \sin(\omega_1 t_G))] \end{cases} \quad (3.1.14)$$

以 C 点和 H 点的中点 J 点以及 D 点和 I 点的中点为新的开关点, 则开关点的时刻 T_J , T_K 和开关时间 t_{JK} 可用下式表示:

$$\begin{cases} t_J = \frac{1}{2} (t_C + t_H) \\ \quad = \frac{1}{8} T_c [2 - M (\sin(\omega_1 t_E) + \sin(\omega_1 t_F))] \\ t_K = \frac{1}{2} (t_D + t_I) \\ \quad = \frac{1}{8} T_c [6 + M (\sin(\omega_1 t_E) + \sin(\omega_1 t_G))] \\ t_{JK} = t_K - t_J \\ \quad = \frac{1}{8} T_c [4 + M ((\sin(\omega_1 t_E) + 2 \sin(\omega_1 t_F) + \sin(\omega_1 t_G)))] \end{cases} \quad (3.1.10)$$

以上内容仅为本文档的试下载部分，为可阅读页数的一半内容。如要下载或阅读全文，请访问：<https://d.book118.com/295123323110011131>