

# PWM 变频调速及软开关 电力变换技术

陈国呈 编著



机械工业出版社

# 前 言

电力变换技术源于电动机的无级调速需要。电动机无级调速是国民经济发展和物质文明进步的一个必不可少的重要手段，其发展已经历了一个漫长过程。

1902年，美国的Hewitt发现了汞弧具有单向导电性质，发明了玻璃制的水银整流器。1904年电子管问世，由于其板极电流能被精细控制，因此在无线电通信、音响等领域得到广泛利用。但从几百瓦到千瓦级以上功率时，还得使用水银整流器。1914年，美国的Langmuir发明了汞弧的控制功能，并率先用在热阴极放电管。在这期间，还没有变流技术，因此直流发电机-电动机组(Ward Leonard)一直支配着电机的无级调速。1930年，铁制水银整流器开始实用化，水银整流器的性能得到显著提高，第一次出现了静止电力变换装置，并广泛用于电气铁路直流变电所和电气化工厂。20世纪50年代中叶，水银整流器进一步用在交流电气机车和工业用直流电动机的驱动电源中。

随着电力电子技术及微处理机控制技术的迅速发展，功率半导体电力变换技术也得到迅速发展，并取代了水银整流器技术。20世纪60年代后半开始，半导体功率器件从SCR(普通晶闸管)、GTO(门极可关断晶闸管)、BJT(双极型晶体管)、MOSFET(金属氧化物硅场效应管)、SIT(静电感应晶体管)、SITH(静电感应晶闸管)、MGT(MOS控制晶体管)、MCT(MOS控制晶闸管)发展到今天的IGBT(绝缘栅双极型晶体管)、HVIGBT(耐高压IGBT)。器件的每一次更新都为电力变换技术的发展注入了新的活力。电动机的调速从直流发电机-电动机组调速、静止晶闸管整流器直流调压调速逐步发展到交流感应电动机变频调速，而且随着控制技术和控制手段的不断提高，变频调速又由VVVF的变压变频控制的PWM变频调速发展到了矢量控制变频调速，通过控制交流电动机里相当于并励直流电动机励磁绕组的磁通变化，提高变频器的恒转矩输出范围和动静态特性，使得交流电动机变频调速性能超过了直流电动机调压调速性能。为了简化控制系统、减少设备故障率，在矢量控制变频调速的基础上又发展了无速度传感器的矢量控制变频调速。在一些对动静态特性要求不太高的应用中，无速度传感器变频调速已完全可以和有速度传感器的矢量控制变频调速相媲美。矢量控制方法的提出具有划时代的意义。

然而在实际应用中，由于转子磁链难于准确观测，系统特性受电动机参数的影响较大，且在等效直流电动机控制过程中所用矢量旋转变换较复杂，使得矢量控制的实际效果难于达到理想分析的结果。

1985年，德国鲁尔大学的Depenbrock教授首次提出了直接转矩控制变频技术<sup>[30]</sup>。该技术在很大程度上解决了上述矢量控制的三大不足，并以新颖的控制思想、简洁明了的系统结构、优良的动静态性能得到了迅速发展。目前该技术已成功地应用在电力机车牵引的大功率交流传动上。

VVVF变频、矢量控制变频、直接转矩控制变频都属于交-直-交变频。其共同缺点是：输入谐波电流大，输入功率因数低，直流回路需要大的储能电容，再生能量不能回馈回电网(即不能进行四象限运行)。为此，矩阵式交-交变频应运而生。由于矩阵式交-交变频没有中

E/A 163/01

间直流环节，从而省去了笨重而昂贵的电解电容。它为实现输入功率因数为 1、输入电流为正弦和四象限运行开辟了新途径，且系统的功率密度大。但该技术目前尚未成熟，仍吸引着众多的学者深入研究。

十多年来，以半导体功率器件为核心的 PWM 变频调速以无可抗拒的势态逐步取代着直流调速，并在产业的各个领域获得广泛应用，为提高产品产量、质量、生产过程自动化、节能和提高生活质量起了重要作用。

如今半导体电力变换技术正继续朝着高性能化、高频化、大容量化方向发展。工业发达国家还积极进行新能源开发，把通过风力发电、太阳能发电、燃料电池发电、地热潮汐发电等得到的能量通过电力逆变系统与交流电网并联运行，当发电不足时，由电网补给电能，发电过剩时回馈到电网，从而解决发电电力和负载消耗电力之间的不平衡。

然而，电力变换技术的进步和电力变换器的广泛应用也带来了许多弊害，并已成为世人关注的社会问题。首先，高频化和大容量化使装置内部电压、电流发生剧变，不但给器件造成很大的电应力，还在装置的输入输出引线及周围空间产生高频电磁噪声，对其他电气设备的工作造成干扰，这种公害称电磁干扰（Electro Magnetic Interference——EMI）。

其次，开关器件的非线性工作和输入电容滤波方式的整流电路产生大量谐波，使得装置的输入电流波形严重失真，该谐波不但降低了电网的功率因数，还给同电网的其他电气设备造成故障。电力谐波的存在降低了电能的生产、传输和使用设备的容量，使电气设备过热，产生振动和噪声，使绝缘老化，使用寿命缩短，引起电力系统局部并联谐振或串联谐振，造成电容器或电抗器烧损。电力谐波还引起继电器误保护和自动控制装置误动作，使电能计量出现混乱。电力电子装置引起的谐波污染已成为电力电子技术发展和普及应用的重要障碍。

因此，电力变换技术在瞄准高频化和大容量化的同时，不能不考虑对上述 EMI 和谐波进行必要的抑制。虽然有关电磁公害和谐波污染问题各国都制定了一些强制性标准，限制各谐波在允许值内，但这些标准未必是充分的，满足标准要求仅仅是治标，要治本更应该在电力变换电路的拓扑结构和控制方法上寻找新的出路。防御 EMI 和抑制谐波是一个重要课题，电力变换技术的研究还有相当长的路要走。因此，有科学家预言，电力电子连同运动控制将与计算机技术一起成为 21 世纪最重要的两大技术<sup>[31]</sup>。

作为防御措施，对于 EMI 目前主要采用软开关（Soft Switching）技术，而对于谐波则采取谐波补偿和 PWM 调制。从这个观点出发，本书第 2 篇集中介绍电力变换中的软开关技术，至于谐波抑制问题有关专著作了详尽分析，请参阅有关专著<sup>[31]</sup>。

本书分 2 篇，第 1 篇着重介绍 PWM 变频调速技术，是对 1998 年机械工业出版社出版的《PWM 变频调速技术》的补充和完善。第 2 篇着重介绍电力变换中的 EMI 与防御，各章内容安排如下：

### 第 1 篇 PWM 变频调速技术

第 1 章简述变频调速的基本原理和 U/F 恒定控制的特点；

第 2 章阐述各种脉宽调制模式的优缺点及其频谱特性，介绍 PWM 模式优化的不同方法；

第 3 章介绍使用不同专用集成芯片生成 PWM 脉冲的方法；

第 4 章介绍 IGBT 半导体功率器件的结构特点及使用方法；

第 5 章详细分析变频器主回路的换相过程及缓冲电路的作用；

- 第6章分析变频器的应用功能及控制方法；
- 第7章分析电压型PWM变频器输出电流波形的失真原因及补偿方法；
- 第8章分析变频器输入电流的谐波特性及谐波抑制方法；
- 第9章分析减速过程中异步电动机能量的转换问题及泵升电路设计方法。

## 第2篇 电力变换中的EMI与防御

- 第10章软开关技术基础；
- 第11章软开关电力变换的几种类型；
- 第12章电力变换装置的EMI与防御；
- 第13章单相软开关高功率因数变流器实例；
- 第14章三相软开关高功率因数变流器实例。

由于电力变换技术（包括变频技术）发展迅速，新的成果不断涌现，不少同志希望能及时学习和掌握本领域新的理论知识。为帮助本专业领域的工程技术、研究人员和高等院校有关师生及时了解和交流这方面知识，作者根据自己工作中积累的经验体会和收集的有关资料写成本书。如果本书能为我国今后电力变换技术的发展起到一点促进作用，作者将感到莫大欣慰。本书有些图引用国外图样，图形符号和文字符号未做更改。

本书第2篇内容及相关研究系国家自然科学基金资助项目（59977012）。在项目研究和本书撰写过程中得到了上海新源变频器有限公司的大力支持，日本大阪工业大学谷口胜则教授为作者研究给予大力支持并提供了有关资料。本书在编写过程中参考了三菱电机株式会社、日本富士电机株式会社及同行的许多有关图书和论文资料，并在征得四川联合大学许振茂教授、上海铁道大学吴守箴、臧英杰教授、中国矿业大学北京研究生部王聪教授、东北大学韩安荣教授等的同意，本书的第1章及3.2.1、3.2.2、3.2.3、9.2.2~9.2.5节分别引用了上述作者有关文章的内容。张斌、张凌岚、堵杰、蔡立清、汤泳洋、梁朝祖、吴卫民、姚晔同志为书稿在文字输入、作图、编辑等方面作了大量工作。作者谨借此机会向国家自然科学基金委、上海新源变频器有限公司、大阪工业大学谷口胜则教授及以上各位同志表示衷心谢意。

限于作者自身的学识水平、时间和精力，书中不足和错误之处在所难免，恳请广大读者及时提出批评，帮助改正，作者将不胜感激。来信请寄上海市延长路149号上海大学自动化系14信箱（邮编200072）。

作者 2000年10月  
于上海大学

# 目 录

前言

## 第 1 篇 PWM 变频调速技术

<b>第 1 章 变频调速原理</b> .....	3	4.2 主回路元件的选择 .....	73
1.1 异步电动机变频调速运行原理 .....	3	4.3 栅极驱动 .....	74
1.2 变频器的构成与功能 .....	8	4.4 IGBT 的并联 .....	84
1.3 变频器的控制方式 .....	13	4.5 智能功率模块 IPM .....	86
1.4 矢量控制变频调速 .....	16	4.5.1 IPM 的特点 .....	86
1.5 直接转矩控制变频 .....	16	4.5.2 接线端子符号与含义 .....	87
1.6 矩阵式变频 .....	18	4.5.3 功能说明 .....	90
1.7 风机水泵的节能原理 .....	21	4.5.4 应用电路举例 .....	100
<b>第 2 章 PWM 模式及其优化</b> .....	24	4.5.5 散热设计方法 .....	103
2.1 PWM 的调制方式 .....	24	4.5.6 使用注意事项 .....	103
2.2 脉宽调制 (PWM) .....	25	<b>第 5 章 主回路的换相过程</b> .....	107
2.2.1 正弦波 PWM (SPWM) .....	26	5.1 PWM 模式与换相关系 .....	107
2.2.2 正弦波 PWM 的谐波特性 .....	27	5.1.1 PWM 控制模式 .....	107
2.2.3 准最优 PWM .....	32	5.1.2 换相过程 .....	108
2.2.4 开关损耗最小 PWM .....	33	5.1.3 推论 .....	112
2.2.5 开关损耗最小 PWM 的谐波特性 .....	34	5.2 发电状态下电动机能量的传送 .....	113
2.2.6 SAPWM 模式 .....	37	5.2.1 异步电动机的等效电路 .....	113
2.2.7 SPWM 与 SAPWM 的频谱比较 .....	39	5.2.2 异步发电机的相量图 .....	114
2.2.8 采用选择谐波消去法 SHE 的 PWM .....	40	5.2.3 变频调速下的异步电动机运行 .....	114
2.2.9 谐波损耗最小 PWM .....	44	<b>第 6 章 变频器的控制功能</b> .....	118
2.2.10 全电压准最优 (HVSO) PWM .....	46	6.1 基本回路的构成 .....	118
2.2.11 跟踪型 PWM 变频 .....	47	6.2 变频器输出侧的接线 .....	124
<b>第 3 章 PWM 脉冲的生成方法</b> .....	50	6.3 输出端接接触器时的瞬时停电再起动 .....	126
3.1 完全由模拟电路生成 .....	50	<b>第 7 章 电压型 PWM 变频器电流波形的失真</b> .....	132
3.2 由专用集成芯片生成 .....	50	7.1 交越失真 .....	132
3.2.1 HEF4752 及其应用 .....	50	7.2 对 $T_d$ 影响的补偿 .....	136
3.2.2 SLE4520 及其应用 .....	56	7.3 PWM 模式不当引起的失真 .....	137
3.2.3 MA818 及其应用 .....	60	7.3.1 异步电动机的运行状态 .....	137
<b>第 4 章 IGBT 功率器件及其应用</b> .....	67	7.3.2 J 变频器的控制电路 .....	138
4.1 IGBT 模块的结构特点 .....	67	7.3.3 电流波形失真的原因 .....	139
		7.4 相位角预测与死区时间补偿 .....	141

7.4.1 PWM脉宽调制与死区时间 ( $T_d$ ) 的影响 .....	142	<b>第 9 章 交流变频调速中的制动</b>	
7.4.2 死区时间补偿 .....	142	<b>状态</b> .....	155
7.4.3 波形分析 .....	144	9.1 发电机状态下的能量转换问题 .....	155
<b>第 8 章 变频器的输入电流与谐波</b>		9.2 异步电动机的能量再生与制动 .....	157
<b>干扰</b> .....	145	9.2.1 异步电动机的能量再生 .....	157
8.1 分布参数为纯电阻时的相电流数值分析 .....	145	9.2.2 泵升电路的制动 .....	159
8.2 分布参数含电感时的相电流数值分析 .....	147	9.2.3 可逆式整流器的制动 .....	164
8.3 高次谐波干扰及其抑制方法 .....	150	9.2.4 采用共用直流母线的多电动机传动 .....	166
		9.2.5 直流能耗制动 .....	167
		<b>第 2 篇 电力变换中的 EMI 与防御</b>	
<b>第 10 章 软开关技术基础</b> .....	175	11.3.1 软开关电路的形式 .....	195
10.1 开关与损耗 .....	175	11.3.2 高频逆变器的高性能化实例 .....	198
10.1.1 软开关发展的三个阶段 .....	175	11.4 AC-AC 变换 .....	199
10.1.2 软开关损耗 .....	175	11.4.1 矩阵式变频器 .....	199
10.1.3 以往的软开关技术 .....	177	11.4.2 几种方式 .....	199
10.1.4 软开关技术 .....	177	11.4.3 软开关的应用 .....	200
10.1.5 ZCS 型准谐振变流器 .....	178	<b>第 12 章 电力变换装置的 EMI 与防御</b> .....	202
10.1.6 ZVS 型准谐振变流器 .....	179	12.1 电源装置中的 EMI 措施 .....	202
10.1.7 谐振型 PWM 变流器 .....	180	12.1.1 直流电源装置 .....	202
10.1.8 软开关的几个注意问题 .....	180	12.1.2 不间断电源 (UPS) .....	205
10.2 开关电路技术 .....	180	12.2 产业电力变换装置的 EMI 措施 .....	209
10.2.1 软开关电力变换电路 .....	180	12.2.1 调速装置 .....	209
10.2.2 辅助谐振 DC 环节电路 .....	181	12.2.2 产业用高频逆变器 .....	212
10.2.3 改进型辅助谐振 DC 环节电路 .....	181	12.2.3 大电力变流器 .....	215
10.2.4 辅助谐振换相臂环节电路 .....	184	<b>第 13 章 单相 PFC 电力变换</b> .....	219
10.2.5 改进型辅助谐振换相臂环节电路方式 .....	184	13.1 单相硬开关 PFC 电路 .....	219
10.2.6 辅助谐振 AC 环节方式 .....	185	13.1.1 无源 PFC 电路 .....	219
<b>第 11 章 软开关电力变换的几种类型</b> .....	187	13.1.2 有源 PFC 电路 .....	220
11.1 DC-DC 变换 .....	187	13.1.3 单脉冲方式变流器 .....	224
11.1.1 几种软开关电路 .....	187	13.2 单相软开关 PFC 电路 .....	226
11.1.2 导通电压的减小 .....	189	13.2.1 软开关单相升压型 PFC 电路与分析 .....	226
11.1.3 高速响应 PWM 控制法 .....	189	13.2.2 软开关单相升降压型 PFC 电路 .....	231
11.2 AC-DC 变换 .....	190	<b>第 14 章 三相软开关电力变换</b> .....	239
11.2.1 单相高功率因数变流器 .....	190	14.1 几种软开关电路 .....	239
11.2.2 三相高功率因数变流器 .....	193	14.1.1 高效准谐振 DC 环节逆变器 .....	239
11.3 DC-AC 变换 .....	195	14.1.2 并联谐振 DC 环节逆变器 .....	240

14.1.3 辅助准谐振变流器 .....	242	14.4.1 双 PWM 变频器电路结构 与动作分析 .....	263
14.1.4 准谐振 ZVS 环节逆变器 .....	244	14.4.2 软开关动作分析 .....	263
14.2 一个典型的三相软开关双 PWM 变频器 .....	248	14.4.3 输入功率因数和输出电压的 控制 .....	264
14.2.1 电路结构与动作分析 .....	248	<b>附录</b> .....	267
14.2.2 PWM 调制原理与输出波形 解析 .....	249	附录 A 日本电子机械工业会标准 (EIAJED—4562) .....	267
14.2.3 输出特性分析 .....	253	附录 B 中国和日本常用电气图用图形 符号对照 .....	276
14.3 软开关变频器主电路的数学解析 ...	254	<b>参考文献</b> .....	277
14.4 三相软开关高功率因数 PWM 变频器 .....	263		

# 第 1 篇 PWM 变频调速技术





# 第 1 章 变频调速原理

## 1.1 异步电动机变频调速运行原理<sup>⊖</sup>

图 1-1 为圆板与电动机的电磁转矩示意图<sup>[1]</sup>，假定磁力线如图中 N-S 所示方向，当磁铁沿圆板平面反时针运动时，圆板上的感应电动势引起的涡流如图所示。该涡流电流与磁通  $\Phi$  相互作用，使圆板产生一个如图中箭头方向所示的电磁转矩。同样道理可以分析右图电动机的电磁转矩。图中  $n_1$  为同步转速， $n$  为转子转速。

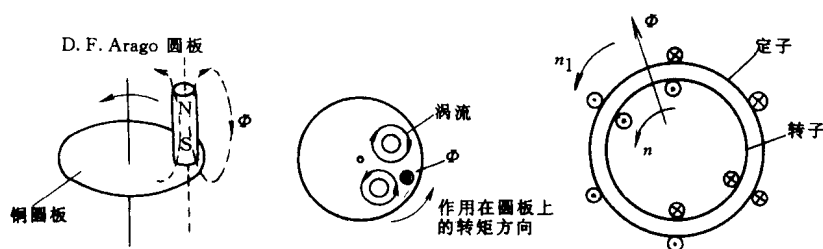


图 1-1 圆板与电动机的电磁转矩

$$\text{令} \quad s = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad (1-1)$$

$$\text{则} \quad n = n_1(1 - s) \quad (1-2)$$

式中， $s$  为转差率。通常三相异步电动机在工频（50/60Hz）下运行时，额定转差率为 1%~5%。

采用变频器进行调速控制时，根据

$$n_1 = \frac{60f_1}{p} \quad (1-3)$$

改变  $f_1$  即可改变电动机转速  $n_1$ 。

式中， $p$  为极对数； $f_1$  为电源频率，比如 50Hz 时 4 极电动机的同步转速为 1500r/min。

### 1. 定子电压与气隙磁通

设异步电动机定子线圈的有效匝数为  $N$ ，如果施加在定子上的电压为  $U_1$ ，每极定子绕组产生的气隙旋转磁通为  $\Phi_g$ ，该磁通将产生感应电动势  $E_1$ ， $E_1$ 、 $N$ 、 $\Phi_g$  之间的关系为

$$\Phi_g = \frac{1}{N} \int E_1 dt \quad (1-4)$$

上式关系示于图 1-2。如图所示，如果感应电动势  $E_1$  与其频率  $f_1$  的比值一定，显然磁通幅值  $\Phi_{gmax}$  总是不变的。

$$\Phi_{gmax} \propto E_1 / f_1 \quad (1-5)$$

⊖ 本书中的异步电动机均指感应电动机。

即，如果电动势/频率=常数，则气隙旋转磁通不变，与频率无关，这样可以有效地利用铁心。另外，定子所施加的电压  $U_1$  为感应电动势  $E_1$  与定子阻抗压降之和，即

$$U_1 = \left( r_1 I_1 + L_1 \frac{dI_1}{dt} \right) + E_1 \quad (1-6)$$

式中， $r_1$  为定子电阻； $L_1$  为定子漏感（见图 1-3）。通常，定子阻抗压降与定子电压  $U_1$  相比很小，所以  $U_1 \approx E_1$ 。为了保持磁通幅值不变，只要  $U_1/f_1 = K$  成立即可， $K$  为常量。

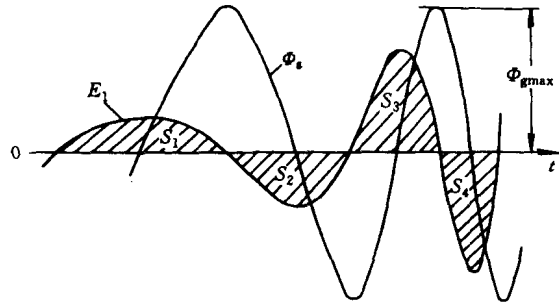


图 1-2 感应电动势  $E_1$  与气隙磁通  $\Phi_g$

但是，当  $f_1$  很低时，即  $U_1$  也很低，定子阻抗压降不可忽略。此时  $U_1/f_1 = K$  不能保持气隙磁通不变（见图 1-7~图 1-9）。

### 2. 异步电动机的特性

异步电动机转子相对于以同步转速旋转

的气隙磁通有转差时，在转子回路将产生速度电动势，它与转差成正比。此电动势引起的转子电流与旋转磁场相互作用，就产生转矩，如图 1-1 所示。异步电动机的稳态特性（忽略铁损耗等）可用图 1-3 所示的 T 形等效电路表示。图中， $r'_2$  表示与转子回路的铜损耗相对应的电阻， $(1-s)r'_2/s$  表示与机械输出功率相对应的电阻。

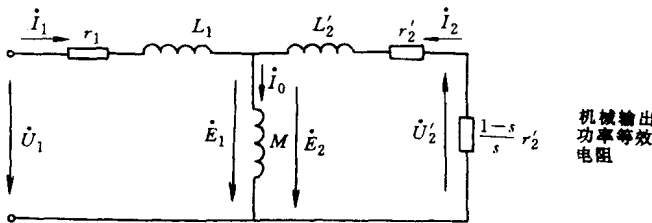


图 1-3 异步电动机的 T 形等效电路

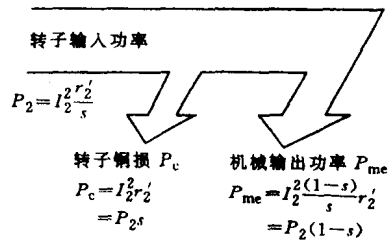


图 1-4 转子输入功率的流向

由图 1-4 可知， $P_2 : P_c : P_{me} = 1 : s : (1-s)$ 。 $m$  相异步电动机的转矩  $T$  可表示为

$$T = \frac{P_{me}}{\omega_2} m \quad (1-7)$$

式中， $\omega_2$  为转子的角频率。由于  $n_2 = n_1 (1-s) = 60f_1 (1-s) / p$ ， $\omega_2 = 2\pi n_2 / 60 = 2\pi f_1 (1-s) / p$ ，则有

$$T = \frac{P_2(1-s)}{2\pi f_1(1-s)/p} m = \frac{P_2}{\omega_1} pm \quad (1-8)$$

式中， $P_2$  为转子输入功率 (kW)； $\omega_1$  为定子角频率 ( $2\pi f_1$ ) (rad/s)； $T$  为异步电动机转矩 (N·m)。

由图 1-3 的等效电路及式 (1-8) 可求出转子电流  $I_2$ 、转矩  $T$  与感应电动势  $E_1$  的关系

$$I_2 = \frac{E_1}{\sqrt{(\omega_1 L'_2)^2 + \left(\frac{1}{s} r'_2\right)^2}} = \frac{E_1}{\sqrt{(2\pi f_1 L'_2)^2 + \left(\frac{f_1}{f_s} r'_2\right)^2}}$$

$$= \left( \frac{E_1}{f_1} \right) \frac{1}{\sqrt{(2\pi L'_2)^2 + (r'_2/f_s)^2}} \quad (1-9)$$

$$\begin{aligned} T &= \frac{P_2}{\omega_1} mp = I_2^2 \frac{r'_2}{s} mp \frac{1}{\omega_1} = \frac{mpr'_2}{2\pi f_1 s} I_2^2 = \frac{mpr'_2}{2\pi f_s} I_2^2 \\ &= \frac{mp}{2\pi} \left( \frac{E_1}{f_1} \right)^2 \left[ \frac{f_s r'_2}{(2\pi f_s L'_2)^2 + r'^2_2} \right] \end{aligned} \quad (1-10)$$

式中,  $f_s$  为转差频率 (Hz),  $f_s = f_1 s$ 。

当定子施加大小为  $U_1$ 、频率为  $f_1$  的交流相电压后, 由图 1-3 有

$$\dot{U}_1 = (r_1 + j2\pi f_1 L_1) \dot{I}_1 - \left( \frac{r'_2}{s} + j2\pi f_1 L'_2 \right) \dot{I}_2 \quad (1-11)$$

$$(\dot{I}_1 + \dot{I}_2) j2\pi f_1 M = -\dot{I}_2 \left( \frac{r'_2}{s} + j2\pi f_1 L'_2 \right) \quad (1-12)$$

$$T = \frac{mp}{2\pi f_1} \frac{I_2^2 r'_2}{s} \quad (1-13)$$

由式 (1-11) ~ 式 (1-13) 求出转矩

$$T = \frac{mp}{2\pi} \left( \frac{U_1}{f_1} \right)^2 \frac{A}{\left( \frac{r_1}{f_1} + A \right)^2 + B^2} \quad (1-14)$$

式中

$$A = \frac{r'_2}{f_s} \frac{(2\pi f_s M)^2}{r'^2_2 + [2\pi f_s (L'_2 + M)]^2}$$

$$B = 2\pi L_1 + \frac{r'^2_2 + (2\pi f_s)^2 L'_2 (L'_2 + M)}{r'^2_2 + [2\pi f_s (L'_2 + M)]^2} 2\pi M$$

由式 (1-9)、式 (1-14) 可看出:

(1) 如果  $E_1/f_1$  一定, 转子电流仅取决于转差频率  $f_s$  和电动机的参数, 与定子频率  $f_1$  无关。

(2) 如果  $U_1/f_1$  一定, 确定转矩时与定子频率  $f_1$  有关的项数为  $r_1/f_1$ , 剩下的只与转差频率  $f_s$  及电动机的参数有关。

a. 用工频电源驱动时电动机的特性

用工频电源驱动时, 对于定子电压  $U_1$  来说, 定子阻抗压降小, 可以认为定子感应电动势  $E_1$  为一给定电压, 由式 (1-9)、式 (1-10) 可求出特性。

图 1-5 为异步电动机的相量图。

由式 (1-9) 知道, 如果  $E_1/f_1$  一定, 则  $\dot{I}_2$  只由转差率决定。随着转差率增大, 转子电流  $\dot{I}_2$  将增加,  $j2\pi f_1 L'_2 \dot{I}_2$  项增大, A 点沿圆周按箭头方向移动。由式 (1-10) 还知道, 转矩  $T$  与斜线部分的面积成比例, 所以与线段 H 的大小成比例。随着转差率的增大, 转矩也增大, 达到 B 点时转矩为最大。转

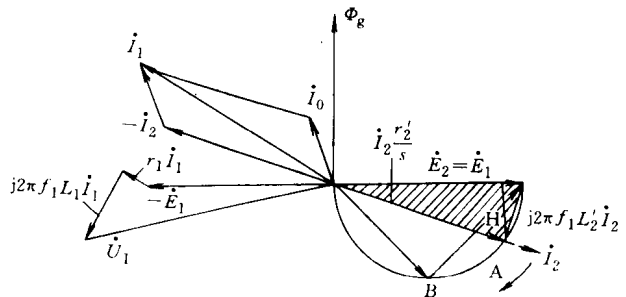


图 1-5 异步电动机的相量图 ( $E_1 = \text{定值}$ )

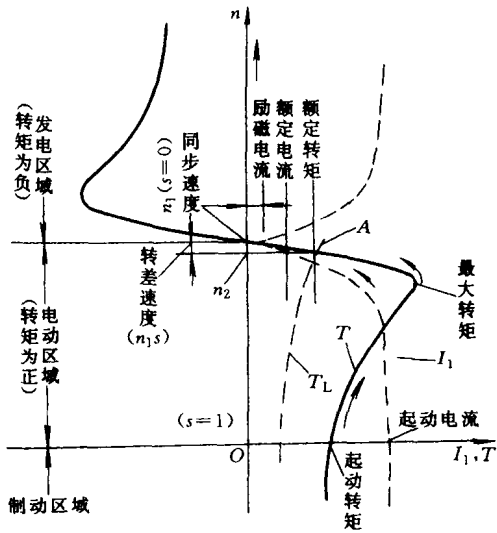


图 1-6 异步电动机的机械特性 (工频电源驱动)

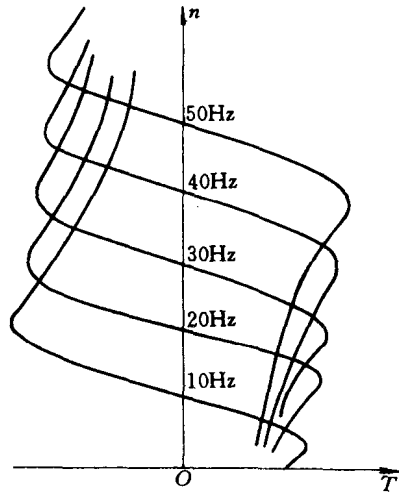


图 1-7 转速-转矩特性 (U/F 一定)

差率再增大时, 转子电流虽然增加, 但有功分量减小, 转矩反而减小。

工频电源驱动时的机械特性如图 1-6 所示。机械特性大体上以同步转速  $n_1$  点为中心对称, 超过同步转速时电动机处于发电运行状态, 将电能反馈回电源。另外, 启动时从  $s=1$  点沿着箭头方向加速, 在与负载转矩  $T_L$  的交点 A (图中为额定转矩) 达到平衡, 变为稳定状态。

b. 用变频器驱动时电动机的特性

用变频器驱动时, 如上所述, 改变频率  $f_1$  的同时必须改变定子电压  $U_1$ 。与工频电源驱动时不同之处是定子频率  $f_1$  降低时的低速区机械特性, 此时定子阻抗压降相对于定子电压  $U_1$  不能忽略。  $U_1/f_1$  一定控制时, 式 (1-14) 中的  $r_1/f_1$  项在低频区变大, 特性向转矩减小的方向移动。此时的转速-转矩特性示于图 1-7。如图所示, 在低速区转矩减小。对此, 可以采用补偿端电压的方法 (见图 1-8), 使转速-转矩特性一致, 如图 1-9 所示。

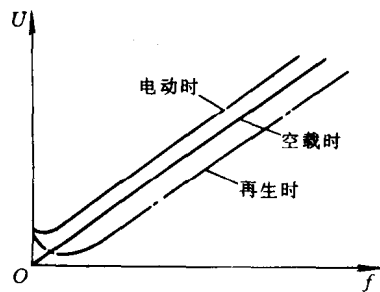


图 1-8 端电压的补偿

图 1-10 为异步电动机的加速减速情况。图 a 为启动特性, 频率从 3Hz 开始, 如果使频率逐步上升, 就可使转差频率大体为一定值向着目标转速  $n_B$  加速, 如图中箭头所示; 图 b 为从稳定状态稍许使频率升高、增速时的情况; 图 c 为使频率稍许下降、减速时的情况。两种情况下转矩的变化用箭头示出, 其中斜线部分为各自的加速转矩和减速转矩。

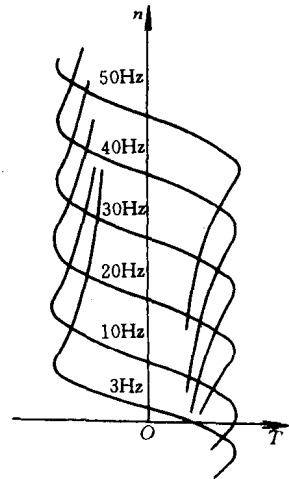


图 1-9 转速-转矩特性 (有电压补偿时)

以上的叙述都是假定变频器的输出波形为正弦波。但是, 考察由变频器供电的异步电动机电流-转矩特性时, 必须考虑到变频器输出波形中除基波外, 还有若干高次谐波这一事实。

在这种情况下，可以分别考察基波分量和高次谐波分量，然后将它们叠加起来。另外，我们知道，高次谐波分量产生的旋转磁场的转速远高于基波分量产生的旋转磁场的转速。对于基波旋转磁场来说，异步电动机是以很小的转差率旋转的；而对于高次谐波旋转磁场，电动机的转速就显得十分低了。因此，高次谐波旋转磁场的转差率  $s_n$  近乎为 1。

在图 1-3 的等效电路中， $r'_2(1-s)/s$  为相当于机械输出功率的电阻。将其中的转差率  $s$  代之以高次谐波转差率  $s_n=1$ ，该阻值为零。即，此电阻仅对基波分量有效，所以可用正弦波形时的电动机反电动势  $e_{mr}$  表示。

按上述想法，考虑了高次谐波的等效电路如图 1-11 所示。励磁电流小于电动机的定子额定电流，按其 30% ~ 50% 设计。另外，除极低速区外， $r_1$ 、 $L_1$

产生的压降影响小，所以将励磁互感  $M$  移向电源侧而得到图 b 的简化等效电路。经这样简化后，不会带来大的计算误差，但为计算电流带来很大方便。

$$U_1 = U_{11} + U_{1h}, \quad I_1 = I_{11} + I_{1h}, \quad e_{mr} = \frac{1-s_1}{s_1} r'_2 I_2$$

$$I_2 = I_{21} + I_{2h}, \quad s_1 = \frac{n_{11} - n_2}{n_{11}}$$

式中， $U_{11}$ 、 $I_{11}$ 、 $I_{21}$  为基波电压、电流； $s_1$  为基波转差率； $U_{1h}$ 、 $I_{1h}$ 、 $I_{2h}$  为高次谐波电压、电流； $n_{11}$  为基波同步转速。

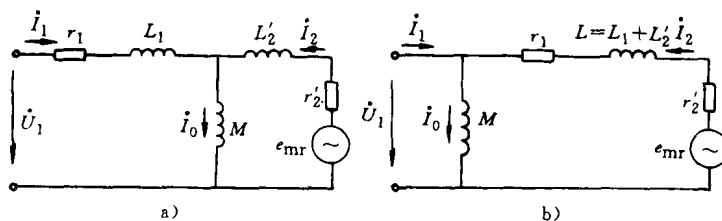


图 1-11 考虑了高次谐波的异步电动机等效电路

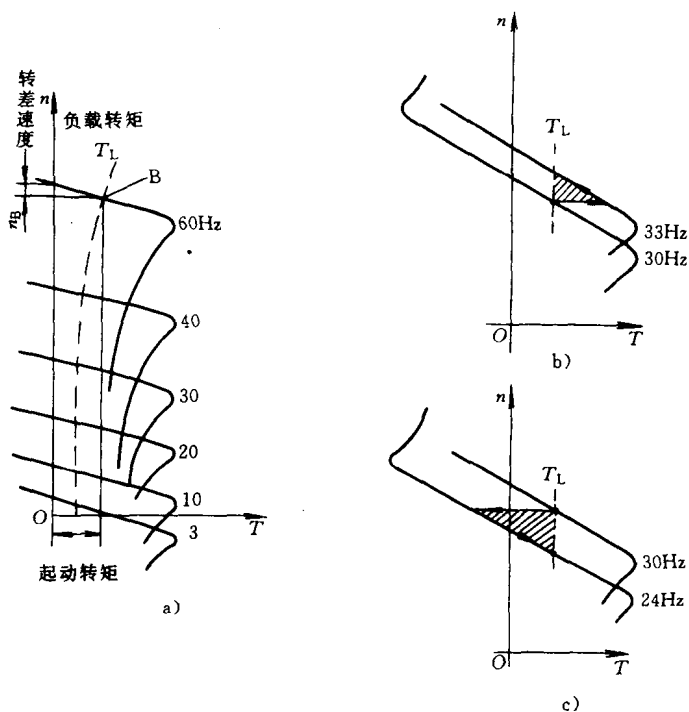


图 1-10 异步电动机的加减速情况

a) 起动 b) 加速 c) 减速

## 1.2 变频器的构成与功能

变频器的基本构成如图 1-12 所示，它由整流、滤波、逆变及控制回路等部分组成。交流电源经整流、滤波后变成直流电源，控制回路有规则地控制逆变器的导通与截止，使之向异步电动机输出电压和频率可变的电源，驱动电动机运行，整个系统是开环的。

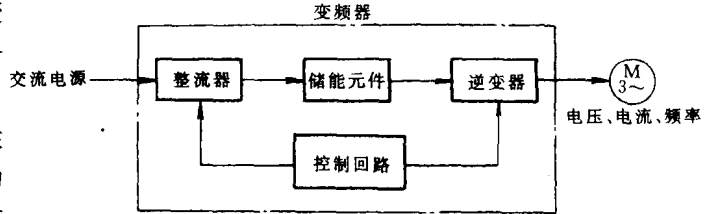


图 1-12 变频器的基本构成

对于速度精度和响应快速性要求较高的系统，采用图 1-12 的开环系统还不够，还需要由变频器主回路及电机侧检测反馈信号，经运算回路综合后控制触发回路，此时的系统是闭环的。整体框图如图 1-13 所示。控制指令来自外部的运行指令（详细参阅第 6 章）。下面说明主回路、控制回路和保护功能。

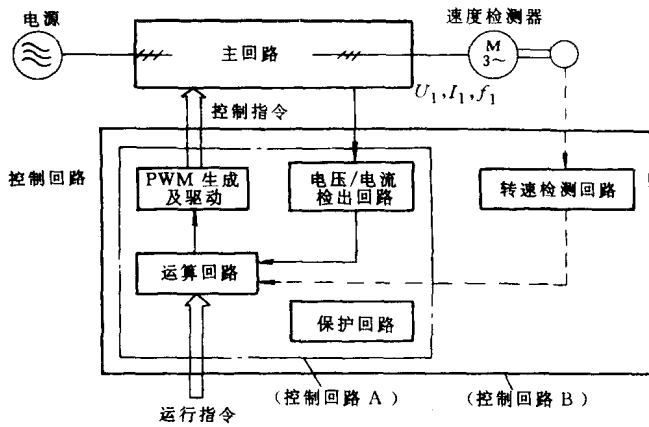


图 1-13 变频器的指令与控制

### 1. 主回路

给异步电动机提供调频调压电源的电力变换部分，称为主回路。图 1-14 示出典型的电压型变频器的一个例子。如图所示，主回路由三部分构成：将工频电源变换为直流电源的“整流器”；吸收由整流器和逆变器回路产生的电压脉动的“滤波回路”，也是储能回路；将直流功率变换为交流功率的“逆变器”。另外，异步电动机需要制动时，有时要附加“制动单元”。

(1) 整流器 近来大量使用的是图 1-14 所示的二极管整流器，它把工频电源变换为直流电源，电功率的传送是不可逆的。

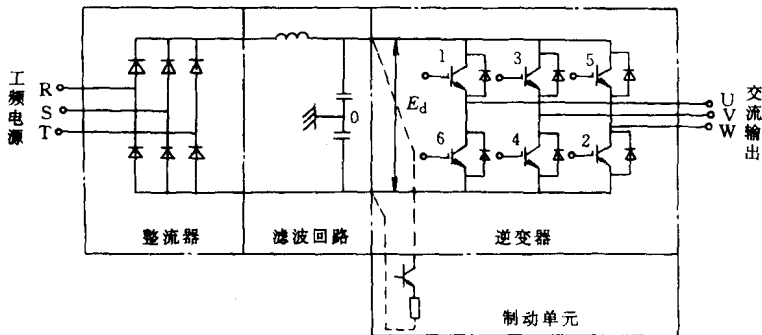


图 1-14 典型的电压型变频器一例

如果利用两组晶闸管整流器构成可逆整流器，由于其功率方向可逆，可以进行再生制动运行，此时称此整流器为变流器（参见第9.14章）。

(2) 滤波回路 在整流器整流后的直流电压中，含有六倍电源频率的脉动电压，此外，逆变器回路产生的脉动电流也使直流电压波动。为了抑制这些电压波动，采用直流电抗器和电容器吸收脉动电压（电流）。装置容量较小时，如果电源输出阻抗和整流器容量足够时，可以省去直流电抗器而采用简单的阻容滤波回路。

(3) 逆变器 同整流器相反，逆变器的作用是在所确定的时间里规则地使六个功率开关器件导通、关断，从而将直流功率变换为所需电压和频率的交流输出功率。图1-15是电压型PWM变频器的工作波形。图a、b、c为U、V、W三相的调制波与三角波比较，即正弦波对三角波调制；由上述调制生成的PWM脉冲序列对应于图d、e、f。上述脉冲序列控制着逆变器上六个功率开关器件的导通和关断，使得输出端U、V、W的电位发生变化，而三相的输出线电压如图g、h、i所示。相对于电机三相绕组中点，U、V、W三相的相电压如图j、k、l所示。

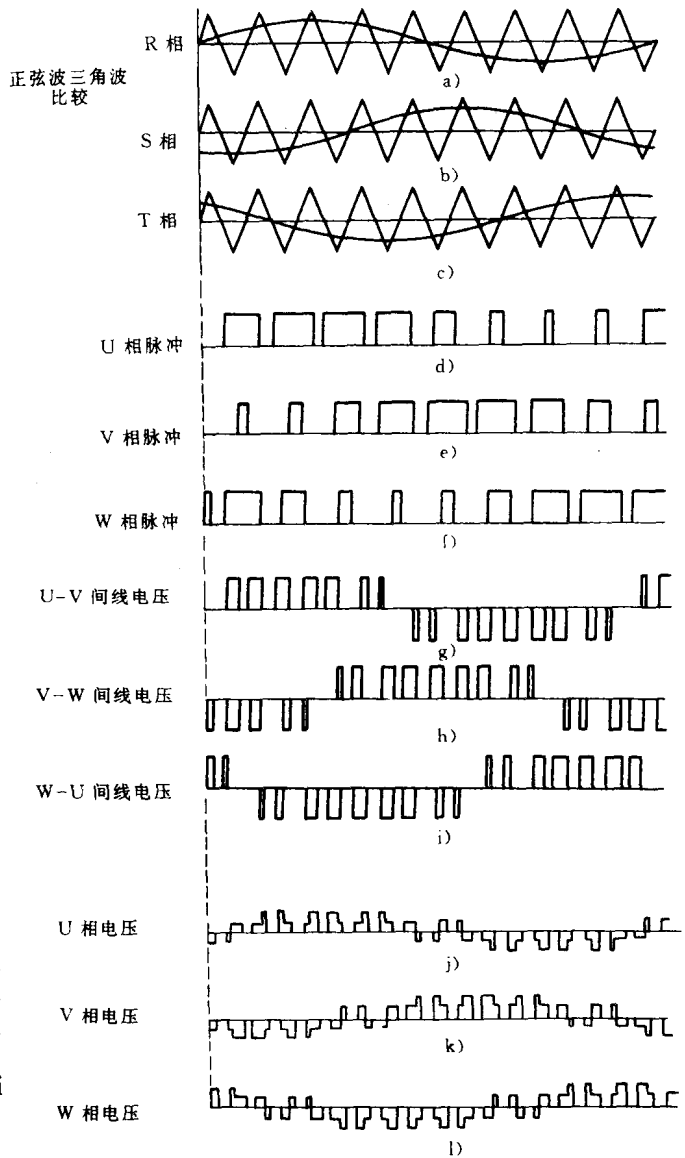


图1-15 电压型变频器的输出电压

(4) 制动单元 异步电动机在再生制动区域（第二象限）运行时，再生能量首先存储于储能电力电容器中，使直流电压升高。一般来说，由机械系统（含电动机）惯量所积蓄的能量比电容器能存储的能量大，中、大功率系统需要快速制动时，必须用可逆变流器把再生能量反馈到电网侧，这样节能效果更好，或设置制动单元（开关管和电阻），把多余的再生功率消耗掉，以免直流回路电压的上升超过极限值。

(5) 异步电动机的四象限运行 异步电动机根据负载种类的不同，其旋转方向和转矩方向是不同的，必须根据负载种类构成适当的主回路。



图 1-16 所示为采用电压型变频器驱动的异步电动机四象限运行与主回路构成的关系。在 I、III 象限，异步电动机的转矩方向与旋转方向一致，为电动运行状态。I 象限为正转的电动运行，III 象限是反转的电动运行。在 II、IV 象限，其转矩方向与旋转方向相反，为再生制动运行状态。II 象限为正转的再生运行，IV 象限为反转的再生运行。在只需要图 a 的电动运行时，则只需由电源向电动机供给功率，可使用不可逆变频器。对于减速时需要加制动转矩的负载，功率就必须从异步电动机向变频器传送，并附加制动单元以便能在 II、IV 象限使用，如图 b 所示。另外，对于需要快速、频繁加速减速的场合（例如电梯），或者对于以制动为主要目的的场合，可采用可逆变频器，实现 I ~ IV 的四象限运行。此时，由于机械功率向电源侧反馈而节能。

以上以电压型变频器为例说明了主回路的构成。对于电流型变频器，由于输入侧的交直变换采用相控整流，所以用不可逆变频器也能实现四象限运行，对此不再赘述。

2. 控制回路

(1) 控制回路的构成 控制回路向变频器主回路提供各种控制信号，如图 1-13 所示。控制回路由以下部分组成：决定 U/F 特性的频率电压“运算回路”，主回路的“电压/电流检测回路”，电动机的“转速检测回路”，根据运算回路的结果生成相应的 PWM 脉冲并进行隔离和放大的“PWM 生成及驱动回路”，以及变频器和电动机的“保护回路”。

在图 1-13 点划线内，仅以控制回路 A 部分构成控制回路时，无转速检测回路，为开环控制。在控制回路 B 部分，增加了转速检测回路，因此，对于转速指令可以进行闭环控制，使异步电动机的转速控制更加精确。

1) 运算回路 将外部的转速、转矩等指令同检测回路的电流、电压信号进行比较运算，决定变频器的输出电压、频率。

2) 电压/电流检测回路 检测主回路电压、电流等，检测方法示于表 1-1。

表 1-1 检测方式

项 目	方 式	特 点
电 流 检 测	电 流 互 感 器	只能检测交流
	分 流 器	交直流两用，需要隔离放大器
	霍 尔 传 感 器	交直流两用，有温度漂移
电 压 检 测	电 压 互 感 器	只能检测交流
	电 阻 分 压	交直流两用，需要隔离放大器

3) 驱动回路 为驱动主回路功率开关器件的回路。它与控制回路隔离，使主回路功率器件导通、关断。驱动回路的方式示于表 1-2。

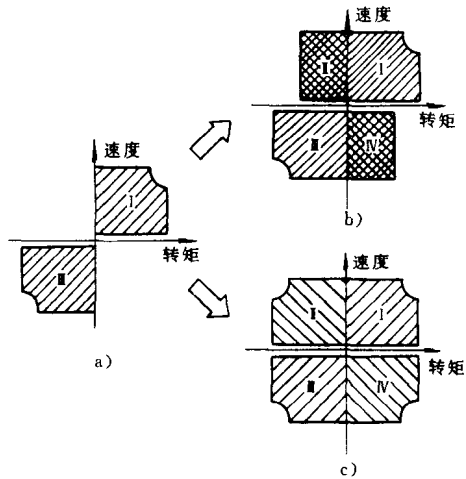


图 1-16 采用电压型逆变器的四象限运行  
a) 为不可逆变频器时 b) 带制动回路时 c) 为可逆变频器时