

用于单相电机调速的单片 PWM 控制技术

薛英杰, 谢运祥, 陈立定, 邓勇

(华南理工大学, 广东广州 510640)

摘要: 针对单相电机的变频调速控制需要, 提出了一种利用单片机实现的 PWM 算法, 该算法适用于电机的恒 V/f 比控制, 算法简单, 便于单片机实现。理论分析和实验表明该方法是可行的。

关键词: 单片机控制; PWM; 电机

1 引言

随着家用电器产品变频技术的发展, 单相电机的变频调速已成为一种可行的方法, 在这种调速系统中, 脉宽调制 (PWM) 技术仍然是提高调速性能的主要手段^[1, 2, 3]。虽然 PWM 技术的实现方法很多^[4], 然而, 为了降低产品的制造成本, 采用微机控制软件实现 PWM 控制具有成本低、调制方式灵活等特点, 比较适合于家用电器产品的要求。本文针对洗衣机电机的调速要求, 提出了采用直接 PWM (DPWM) 软件计算的方法, 并在 AVR 系列单片机 AT 90C8535 上实现, 该方法可以很容易地实现电机的恒 V/f 比调速, 其 PWM 算法简单, 易于实现, 是一种较为实用的方法。

2 直接 PWM 技术的算法

常用 PWM 技术的基本原理是利用高频载波与控制波进行比较, 从而产生经过调制的 PWM 波。为满足逆变电源的需要, 减小输出电压的谐波含量, 载波信号采用对称的三角波实现 PWM 输出波形的对称双边调制, 使输出电压不含偶次谐波。

用软件产生 PWM 波形的算法有很多方法, 如: 采样 SPWM 法、均值 PWM 法、直接 PWM 法等, 其中 SPWM 法有三种不同形式: 对称规则采样 SPWM、非对称规则采样 SPWM、平均对称规则采样 SPWM, 以平均对称规则采样 SPWM 的算法简单, 应用较为广泛。SPWM 的主要缺点就是电源电压利用率不够高, 即输出电压不高。均值 PWM 法的基本思想是根据等面积 PWM 控制方式的原理, 选择最佳脉冲中心线位置, 使得其 PWM 波形的谐波分量小, 均值 PWM 法具有微机实现简单方便的优点, 且对各次谐波的抑制均有很好的效果。直接 PWM 法与均值 PWM 法类似, 也是使相同时间间隔内的 PWM 波的面积与调制波的面积相等, 其主要的优点是, 在调制比固定时, 控制规律正比于调制深度而反比于输出频率, 特别使用于电机的控制, 因此本文选择直接 PWM 法。

直接 PWM 法的调制原理如图 1 所示, 假定一个周期内 PWM 波的脉冲数 (即载波

比)为 $2N$, 将参考正弦波 $U_m \sin \omega t$ 的整个周期 T 分为 $2N$ 等份, 则每个区间的长度(即载波周期)为 $T_s = T/2N$, 在第 i 个区间正弦波的面积为:

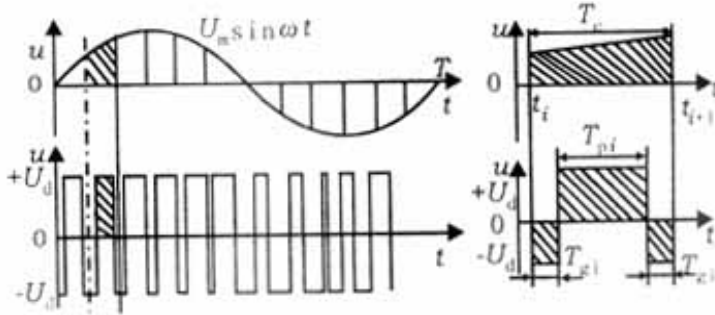


图 1 直接 PWM 的调制原理

$$S_{ui} = \int_{(i-1)T_s}^{iT_s} U_m \sin \omega t dt = \frac{U_m}{\omega} (\cos \frac{i-1}{N} \pi - \cos \frac{i}{N} \pi) \quad (1)$$

设输出 PWM 波的幅值为 E , 若采用单极性调制, 则第 i 个区间内的 PWM 波形所围面积为:

$$S_{pi} = ET_{pi} \quad (2)$$

若采用双极性调制, 则第 i 个区间内的 PWM 波形所围面积为:

$$S_{pi} = ET_{pi} + (-E)2T_{gi} \quad (3)$$

式中, T_{pi} 为脉冲的宽度, 考虑到有 $T_s = T_{pi} + 2T_{gi}$, 令 $S_{ri} = S_{pi}$, 由式(1)和式(2)整理可得:

$$T_{pi} = \frac{U_m}{\omega E} (\cos \frac{i-1}{N} \pi - \cos \frac{i}{N} \pi) \quad (4)$$

由式(1)和式(3)整理可得:

$$T_{pi} = \frac{T_s}{2} + \frac{U_m}{2\omega E} (\cos \frac{i-1}{N} \pi - \cos \frac{i}{N} \pi) \quad (5)$$

$$\text{若令 } \delta_i = \cos \frac{i-1}{N} \pi - \cos \frac{i}{N} \pi \quad (6)$$

$$k = \frac{U_m}{\omega E} = \frac{M}{\omega} \quad (7)$$

式中 $M = U_m/E$ 为调制深度, 由式(4)或式(5)可分别计算出 PWM 的脉冲换相点公式为:

$$\begin{cases} T_{pi} = k\delta_i \\ T_{gi} = \frac{1}{2}(T_s - T_{pi}) \end{cases} \quad i=1, 2, \dots, N \quad (8)$$

$$\begin{cases} T_{pi} = \frac{1}{2}(T_s + k\delta_i) \\ T_{gi} = \frac{1}{2}(T_s - T_{pi}) \end{cases} \quad i=1, 2, \dots, N \quad (9)$$

由图 1 可知, 等面积 PWM 法生成的 PWM 波形在 $T/2$ 处是点对称的, 因而可推导出:

$$\begin{cases} T_{pi} = T_{p(i-N)} \\ T_{gi} = T_{g(i-N)} \end{cases} \quad i = N+1, N+2, \dots, 2N \quad (10)$$

在上述计算公式中, 式(8)为单极性 PWM 调制, 式(9)为双极性调制。在计算过程中, 虽然 δ_i 的表达式包含有三角函数的计算, 但它仅与 N 有关, 一旦 N 确定后, 可事先将计算好的 δ_i 存入内存中, 需要时通过查表方式获取即可。从 k 的表达式可以看出, k 正比于调制深度而反比于基波频率 ω 。这对于电机的变频调速系统, 通常使 U/f 比为常数来达到恒转矩控制, 即只需使 k 值为一个常数即可。

3 单片机实现 PWM 技术的设计

采用单片机实现 PWM, 为了保证能够满足变流电路的控制性能要求, 设计时必须处理好以下几个技术问题。

3.1 载波比

采用微机生成 PWM 波时, 必须事先确定好载波比 N (或 $2N$)。如果输出频率的变化范围较大, 那么在整个频率范围内采用同一个载波比的同步调制方案, 难以兼顾高频和低频输出时的性能。较大的载波比往往会造成高频时 PWM 开关频率过高, 导致开关器件的开关损耗增加, 而较小的载波比又会造成低频时 PWM 波过于稀疏, 使电流脉动增大、谐波分量增加等缺点。因此采用分段同步调制是较合理的方法, 即在不同的频率段选择不同的载波比, 使变频器在整个频率变化范围内, 都有一个较为合理的 PWM 开关频率, 以获得较好的控制性能。然而载波比的选择和切换时必须注意两点:

(1) 切换时不出现电压的突变。

(2) 在各切换临界点处需设置一个滞环区, 以避免输出频率落在临界切换点附近时造成载波频率反复变化而引起的振荡现象。

3.2 PWM 波的开关频率极限

由于 PWM 波是通过单片机 CPU 实时计算的, 因此所选择 PWM 算法的数据处理量大小以及 CPU 的处理速度是影响输出 PWM 波开关频率极限的主要因素。设计时必须保证单片机能输出的 PWM 波的最高开关频率满足逆变器要求, 当然对逆变器的最低工作频率要求是很容易满足的。

3.3 PWM 波的输出频率和调制深度指令

在变频调速系统中, 由于逆变器的输出频率是可调的, 因而要求 PWM 算法的输出频率和调制深度都能根据实际需要变化以适应电机恒 V/f 比或恒功率控制的要求。一般, 逆变器的输出频率指令可通过 A/D 转换输入到单片机中, 调制深度 M 可以用软件计算完成, 也可采取类似的方法读入 CPU。

3.4 桥臂互锁及死区时间

为了保证逆变器同一桥臂上下两管同时导通而引起的短路, 两驱动信号间必须留有一定的死区时间, 以防止一管还未完全关断时另一管便开始导通的短路故障。此要求可以在单片机 PWM 波的计算程序中加以考虑。然而这样做往往会增加单片机的数据处理工作量, 而且仅靠软件实现上下桥臂开关管的互锁和死区延迟也不可靠, 因此, 为保证电路的安全性, 建议最好在硬件电路设计上充分考虑

并实现此项要求。

3.5 初始状态及故障封锁

任何一款型号的 CPU，工作前总存在复位状态，此时 CPU 各 I/O 输出口全“1”或全“0”，设计时应避免在此复位状态时造成所有开关管都被驱动导通的危险，因此应将 CPU 复位时的初始电平值设置成开关管驱动信号无效状态。此外，当发生故障时，也可以通过输出故障封锁信号来关闭驱动信号。

4 PWM 波的单片机控制

在本文分析的洗衣机电机控制中，逆变器的输出频率由给定电位器调节，经 A/D 转换输入至单片机，由单片机根据给定输出频率的大小计算逆变器电压，以适应变频调速的恒 V/f 比控制要求。控制芯片采用 AT90S8535 单片机。

AT90S8535 是 40 脚封装的 RISC 结构低功耗 CMOS 8 位单片机，具有 8K 字节的 Flash, 512 字节的 EE PROM, 512 字节 RAM, 32 个多功能的 I/O 口, 3 个内部定时/计数器, 8 通道 10 位 A/D 转换器, 2 个外部中断源, 可编程的串行通讯, 可编程的看门狗定时器等资源, 适合于许多要求集成度高、成本低的应用场合, 其引脚配置如图 2 所示。



图 2 AT90S8535 单片机引脚图

设逆变器输出压频变化关系曲线是已知的，当逆变器的输出频率确定后，PWM 控制的载波比和调制深度指令也随之确定。单片机的资源分配为：39 脚的 PA1 作为 A/D 采样输入口，采样输出频率；PC0~PC3 作为 PWM 输出的驱动信号，设置为输出口；17 脚的 INT1 外部中断作为电路故障信号(如过流、过压、短路等)的输入脚，同时该脚也作为“解除闭锁”控制位的输入脚，其作用在于：当故障发生时，由外部中断输入引脚的信号变化向 CPU 提出中断请求，CPU 响应中断，在执行中断服务程序中输出 PWM 封锁信号并实现闭锁，直到解除闭锁控制位有效时，才撤销 PWM 封锁信号，使 PWM 波能够正常输出。由于 AT90S8535 芯片的复位时端口的初始状态是“高”，因此封锁信号和驱动信号均设置成“低”电平为无效状态，此时端口输出信号使所有功率开关管处于关断状态。PWM 波的载波周期由片内 T0 定时器来完成，PWM 波换相所需的时间由片内 T1 定时器来实现。采用 AT90S8535 单片机实现的单相 PWM 波形发生器的硬件连接关系如图 3 所示。

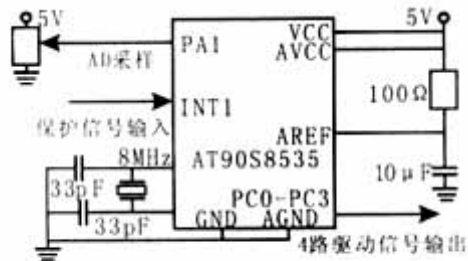


图3 单相PWM发生器硬件图

5 单片机控制软件设计

按上述算法分析，软件只计算PWM波的切换时间，在CPU中由定时中断服务程序完成PWM脉冲波的换相。其具体过程：PWM的载波周期 T_s 由载波周期定时器定时，当定时到时，向CPU发出中断申请，CPU响应中断并执行中断服务程序，此中断服务程序的主要任务是将保存在内存中的PWM开关定时数据(在上一个载波周期计算出来的PWM换相定时时间)送PWM波定时器，并启动此定时器工作，然后再计算下一个载波周期的PWM数据并保存。

PWM波定时器根据载波周期定时中断服务程序送来的开关数据进行定时控制，在中断服务程序中完成对PWM的换相并输出至端口。

主程序的主要任务是，对逆变器输出频率指令 f 的采样或计算，并计算与频率指令对应的调制深度指令、载波比、载波周期定时常数等，为载波周期定时中断服务程序的计算提供实时指令。然而在变频切换时，由于电压跟随频率的变化而改变，变频瞬间容易产生电流冲击。通常解决办法是在基波电压过零时(即 0° 、 180°)，变频瞬间无电流冲击，但该方法会造成频率变化响应过程较慢，特别是低频时响应时间过长。因此最好能设计成在任何一个载波周期结束时刻都可以进行频率切换，为防止电流冲击的产生，此时应使频率切换前后的基波电压不仅与频率和相位有关，还和调制比有关，使得计算频率变化前后基波电压相等的条件相当费时，因此在实现过程中，一般按相位相等的原则进行频率切换。即在新旧频率切换时，根据脉冲计数器所表示的相位关系进行等相位切换。假定旧频率时的载波比为 N_1 ，频率变化的切换时刻计数器值为 P_1 ，新频率时载波比为 N_2 ，切换时新频率计数器的值 P_2 应为：

$$P_2 = \frac{N_2}{N_1} P_1 \quad (11)$$

求出 P_2 后再进行切换。

实现PWM算法的整个控制程序流程如图4所示。

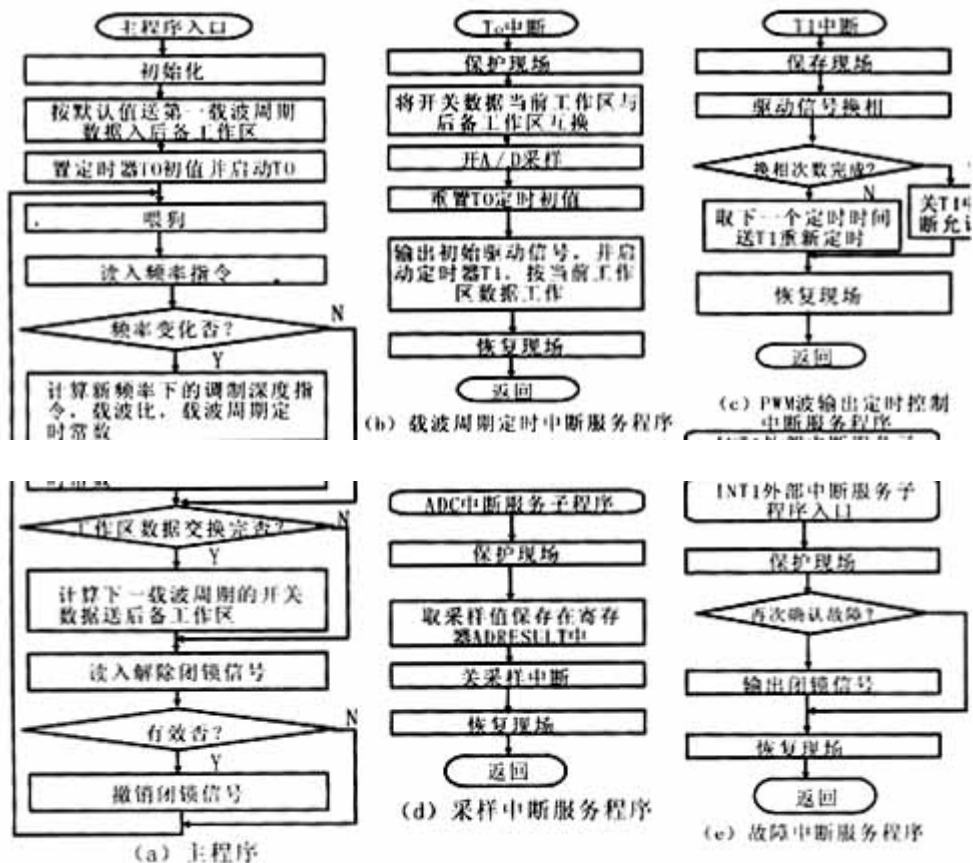


图 4 PWM 算法单片机实现的程序流程

6 实验与结论

按照上述设计方法，研制了单片机控制系统的软硬件，并进行了实验，其输出波形如图 5 所示。实验证明，该方法简单可行，控制性能良好，具有一定的实用价值。



图 5 PWM 试验波形

此外，三相 PWM 发生器的实现方法与单相也是相似的，不同之处在于三相 PWM 发生器需要 3 个 PWM 波换相定时器，再加上传感器，共需 4 个定时器。至于三相 PWM 发生器的软件设计，其基本的设计方法与单相的是相同的，这里不再讨论。

参考文献：

[1] 张岳山, 谢运祥, 何志伟. 交流传动系统 PWM 技术的近期发展及展望 [J]. 微电机, 1999, 32(1): 28—31.
 [2] 李锡雄, 陈婉儿. 脉宽调制技术 [M]. 武汉: 华中理工大学出版社, 1996.

- [3] 陈国呈. PWM 变频调速技术 [M] .北京: 机械工业出版社, 1998. [ZK]]
- [4] 谭建成. 电机控制专用集成电路 [M] .北京: 机械工业出版社, 1997.