

正弦脉宽调制（SPWM）波的基本要素

江苏省常熟市 吴栋梁 朱传裕

摘要：本文以电工学正弦理论为基础；以经典的自然采样法为依托；以电子变流技术为研究对象，全面阐述了SPWM波的基本特征与个性，旨在为实验及测试提供规范的参照基准并回归于应用数学。

关键词：正弦波；载波比；等幅调制；频带；相位差；渐变斜角调制。

1 前言

电源应用的变革确立了脉冲宽度调制（Pulse Width Modulation）即PWM技术的重要地位，并且赋予了电子变流技术强大的生命力，产品几乎涵盖了所有的开关电源、斩波器及电流变换器等领域。始于1975年推广应用正弦脉宽调制（Sinusoidal PWM 简称SPWM）以来，经多年研究发展的历程，正弦逆变技术也渐趋成熟而服务于广泛的交流应用场合，涉及民用、商用、军用及科研四大板块，人们也真实的感受到系统性能的改善、能源转换效率的提高和电磁污染的减少或净化，也为应用的持续发展奠定了坚实的基础，并且越来越多的与其他科学领域相互关联、相互交叉和相互渗透，继而应用系统逐渐朝高性能、高效率、大功率、高频化和智能化的方向发展，同时随着工程发展的日益需求，对逆变系统提出了更高的要求。

2 生成SPWM波的基理

由于正弦交流量是典型的模拟量，传统发电机难以完成高频交流电流输出，而功率半导体器件于模拟状态工作时产生的动态损耗剧增，于是，用开关量取代模拟量成为必由之路，并归结为脉冲电路的运行过程，从而构成了运动控制系统中的功率变换器或电源引擎。

典型的H桥逆变电路很容易理解（图1a），

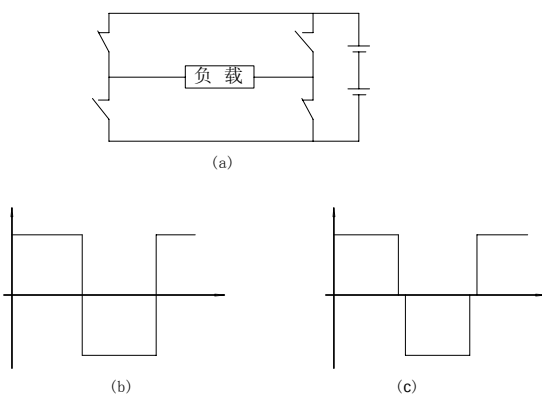


图1

对角联动的两个开关器件和与之对应的另一组对角桥臂同时实施交替的开关作业时，建立运行后，流经负载的电流即为交流电流（图1b），考虑到功

率器件关断时的滞后特性避免造成短路，通常都做成（图1c）的波形结构。显然开关器件输出的是方波（矩形波）交流电流。

在交流应用场合，多数负载要求输入的是正弦波电流。

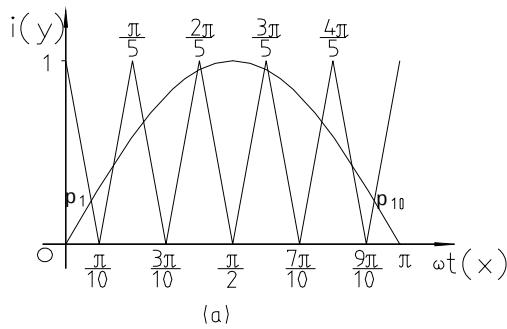
电工学认为，周期性的非正弦交流量是直流、正弦波和余弦波等分量的集合，或者是非正弦波也可以分解为相位差和频率不同的正弦波以及直流分量。

不良波形或失真严重的正弦交流量必然产生大量的低次、高次及分数谐波，丰富的谐波分量与基波叠加的情景使得正负峰值几乎同时发生，换向突变时急剧的运动状态将对负载造成冲击并导致负载特性的不稳定或漂移，又加重了滤波器件的负担，损耗也随之增大，非但降低了电网的功率因数，还对周边设备造成不良影响。

在高频化和大功率电力变换场合，装置内部急剧的电流变化，不但使器件承受很大电磁应力，并向装置周围空间辐射有害电磁波污染环境，这种电磁干扰（Electro Magnetic Interference 简称EMI）还会引发周围设备的误动作及造成电能计量紊乱。抑制谐波和EMI的防御仍为重要课题或技术指标。

可见，简单的方波在功率应用场合下显示出了不尽如人意的一面。当然，在不触及负载特性、能量转换效率、环境污染和系统综合技术指标以及小功率应用场合的前提下，就控制方法而言则显得容易些。

自然采样法是一种基于面积等效理念的能量转换形式，其原理极为简单而且直观，并具备十分确切的数理依据，通用性及可操作性也很强。当正弦基波与若干个等幅的三角载波在时间轴上相遇时，并令正弦波的零点与三角波的峰点处于同相位（图2a），所得的交点（p）表达为时间意义上的相位角和对应的瞬时幅值，交点间的相位区间段表示以正弦部分为有效输出的矩形脉冲群（图2b）。


 (a)
图2

由此, SPWM波的基本概念是每一周期的基波与若干个载波进行调制(载波的数量与基波之比即为载波比),并依次按正弦函数值定位的有效相位区间集成等幅不等宽且总面积等效于正弦量平均值的正弦化脉冲序列。对应于正弦量的正负半周,实施双路调制或单路分相处理及放大后,控制驱动功率开关器件运行,最终得正弦化交流量的样本波形如图(图3)所示,滤波后流经负载的电流即为正弦波电流。

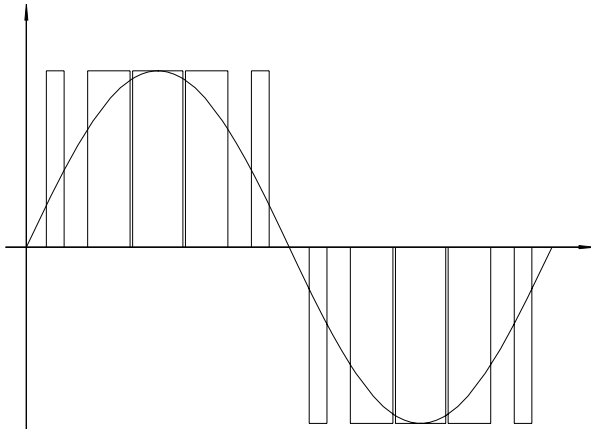


图3

2.1 调制过程特征

由电工学可知,正弦波方程表示为:

$$i = I_m \sin(\omega t + \theta)$$

式中 i : 瞬时值;

I_m : 正弦波的最大值;

ω : 角频率(等于 $2\pi f$);

ωt : 随时间而变的电气角;

θ : 相位角($t=0$ 时的相位角为初相角)。

由(图2)可知,正弦基波的零点和三角载波

的峰点与时间起点相重合,故初相角为0,当最大值为1,最小值为-1或剔除所有无效变量后,正弦方程将简化为单纯的正弦曲线:

$$i_n = \sin(p_n) \quad (1)$$

其中: i_n : 正弦曲线与某一直线交点的瞬时值;

(p_n) : 正弦曲线与某一直线交点的相位角。

核对其 $\pi/2$ 处的最大瞬时值仍然为1(负半周为-1),显然,正半周期内幅值区间的上下限分别为(1, 0);正半周期相位区间内的上下限分别为(π , 0)。从而在纯坐标条件下,调制仅为坐标区间数量的关系而与时间或频率无关。

由(图2)可知,形似等腰三角形的三角载波是由许多直线相交叉形成的,因为交叉点以外的线段处于无效区间,所以不具备调制的一般意义。由于载波比(N)是人为选定的(N 将于2.2内描述),因而 N 的变化将影响直线的数量(n)、直线的倾角、直线与直线相交后交叉点的相位角和正弦曲线与某一直线交点的相位角(p_n)。又由于三角波的直线线段相交后交叉点的最大幅值与正弦曲线等幅,故所有直线交叉点位于正弦曲线正半周区间内各自的相位角的上限和下限(π , 0)成对应的比例;正弦曲线正半周区间(π , 0)内的直线与直线相交后交叉点的相位角分布均匀。所以,正弦曲线正半周内的各直线相交后交叉点位于各自相位区间内幅值的上下限同样为(1, 0)。同理,负半周的数值分析相同。

于是,所有直线均可写成 n 个标准的斜截式直线方程:

$$y = kx + b \quad (2)$$

根据直线角系数的关系式和每一直线段的相位区间得各直线已知的相位角和两个交叉点的幅值坐标,即可求得各直线各自的斜率(k)和常数项(b),从而确定所有完整的直线方程如下:

$$i_n = k(p_n) + b_n \quad (3)$$

缘于正弦曲线与 n 个直线相交后需要求解 n 个交点(p_n)的目标坐标值($x p_n, y p_n$),而且必须同时满足式(1)和式(3)或是正弦曲线与各直线的各个交点(p_n)的坐标值必须重合,即:

正弦曲线中的某一(p_n)点的坐标值($x p_n, y p_n$)必须等于对应的某一直线段中(p_n)点的坐标值($x p_n, y p_n$),或者是:

$$\sin(p_n) = k(p_n) + b_n$$

据此,正弦曲线(图2a)与任一直线的交点坐标($x p_n, y p_n$)必将被锁定于横轴($0 < x < \pi$);纵轴($0 < y < 1$)的范围之内,续次利用牛顿迭

代法即可求得所有交点（ p_n ）的具有相当近似精度的相位角（ $x p_n$ ），然后将（ $x p_n$ ）代入式（1）就能解得各交点的瞬时幅值（ $y p_n$ ），由此完成全部的调制过程。

就以上调制形式中求解的结果，交点（ $x p_n$ ）的值即相位角是时间的函数；交点（ $y p_n$ ）的值即对应时间的瞬时值或临界点，以此取得的按正弦函数值定位的不等宽序列脉冲的对偶边沿就是期望的控制信号角。由此取得对应的瞬时幅值（ $y p_n$ ）似乎毫无意义，但是，对于模拟控制方法则是一个极为重要的过渡参数。可以想象，SPWM波的数理依据或可信度是首屈一指的。

例如，按（图2）的调制情况，运算所得的交点数据如（表1）所示，表中其余3/4部分的数值可由同理类推。

1/4周期内的交点分布情况

N=10		相位角	瞬时值
第一脉冲	前沿	$0.753/\pi$	0.237
	后沿	$1.417/\pi$	0.436
第二脉冲	前沿	$2.300/\pi$	0.669
	后沿	$3.894/\pi$	0.946
第三脉冲	前沿	$3.992/\pi$	0.955

表1

调制运算得两组（ p_n ）交点数据，因此，实际应用的基本方式也仅有两种。显然，开关相位角（ $x p_n$ ）数据适用于微处理器作数字处理，甚至可以直接给出开关相位角的时序数字控制输出信号；瞬时幅值（ $y p_n$ ）适合于模拟方法控制，利用比较法即可获取开关角的控制输出信号，当然并不排除多种数模结合及优化方案。

2.2 载波比(N)

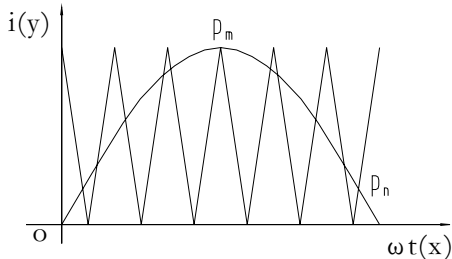
载波比（或称调制比）表示为一周期正弦基波与若干个三角载波数量之比，是一个人为设定的、能够直接观察到的数字量。在单脉冲（方波）交流状态下，每周期流量内包含有正负半周各一个脉冲，尚可理解为N=2，考虑到正负半周的对称性，故N不能为奇数。又由于脉冲边沿的对偶性，N也不能为分数。

当N=4时，正负半周各占两个等幅等宽脉冲，因而仅能理解为单纯型多脉冲形式的波形结构。

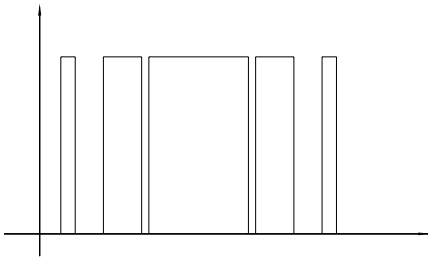
又当N=6时，正负半周才各占有三个而且是自身对称的等幅不等宽的脉冲序列。所以，形成SPWM波的N必然是6或6以上的偶数正整数数列，即自起始端向上递增的N数列为 $6 + 2 + 2 + \dots$ 。

由于N数列中依次相邻而又相互错位间隔的低位（ N_L ）与高位（ N_H ）数列存在明显的个性差异，从而形成了 $6 + 4 + 4 + \dots$ 和 $8 + 4 + 4 + \dots$ 两个

系列的偶数数列。 N_L 数列每周期正弦量内调制得的周期脉冲总数等于N或三角载波的周期总数（图2），而 N_H 数列的调制结果则位于正弦波峰值处出现的无效的（ p_m ）单个交点，不能组成对偶的脉冲边沿（图4）。于是， N_H 数列调制得的周期脉冲总数为N-2（正负半周各一个），由此得依次相邻的低、高位载波比（ N_L 和 N_H ）调制所得的半周期脉冲总数相同（表2），而且必然是奇数。其内容的特殊性为 N_H 数列位于正弦曲线峰值处都有两个脉冲合并而成，并且其时间量将小于两个三角波周期的时间量之和。



(a)



(b)

图4

N与半周期脉冲数的关系

N	N_L	6	10	14	18	22	...
	N_H	8	12	16	20	24	...
半周期脉冲数		3	5	7	9	11	...

表2

1/4周期内的交点分布情况

N=12		相位角	瞬时值
第一脉冲	前沿	$0.653/\pi$	0.206
	后沿	$1.106/\pi$	0.345
第二脉冲	前沿	$1.982/\pi$	0.590
	后沿	$3.162/\pi$	0.845
第三脉冲	前沿	$3.388/\pi$	0.881

表3

例如与N=10（图2）和相邻的N=12（图4）的调制结果数据如（表1）、（表3）所示，显而易见，两者的共性是周期脉冲数相同；两者的差别即交点的布局或相位角与瞬时值均具有较大的不同；而两者的脉冲总面积精度则按N的递增而递增。

由于两者的特征既存在共性又有明显的个性差异，这一共性造就了N的理解仅为一个概念性的

量值数据,其个性的差异将为实施带来更为复杂的论证过程。

当N有限提高时,其正弦量面积平均值的理论精度、谐波分量和输出波形的失真程度将随之减小。

3 样本波形的量值

与整流技术相反,逆变技术通常是将直流量转换成给定频率或频率可变化的交流量,SPWM的最终量值应具备与正弦理论相一致的意义,并且同样表达为最大值、平均值和有效值。所给出的样本波形的特征是具有数字形式和模拟内容的畸变正弦化周期量,滤波后的输出电流将具有相对误差的目标波形或电流为正弦波的交流周期量。

3.1 最大值

在忽略功率器件内阻与动态特性的前提下,位于逆变环节上游的直流母线侧的直流量即为最大值,而且是唯一能够直接测量的量值基准。当某一单元脉冲发生过冲现象时,理当理解为谐波分量而否定为最大值。逆变操作完成后与平均值及有效值的换算关系也应符合正弦理论的规律。当通过整流手段恢复为直流量时,应是原直流母线侧直流量的回归。

3.2 平均值

由面积等效理念可知,平均值是唯一能够通过数学运算手段获得的理论值,也是系统电路运行精度的运算基准。显然,由(表4)可知,其理论精度随N的递增而递增(图5),并无限趋向于正弦波电压平均值 $2/\pi$ 。它将与最大值互成关系去检验有效值的漂移量。故在工程应用时,高品质的控制方法均力求接近自然采样法这一原生态的效果。

调制结果的量值趋向			
载波比 (N)	等效平均 值 ($1/\pi$)	静区时间 ($1/\pi$)	最小关占 空 (%)
6	2.1414	2.17	20
8	2.0654	1.77	26
10	2.0375	1.50	5.9
12	2.0248	1.30	12
14	2.0178	1.14	2.7
16	2.0134	1.03	7.3
18	2.0105	0.92	1.1
20	2.0084	0.84	4.7
22	2.0069	0.77	1.0
24	2.0058	0.72	3.3
...	...	...	...
正弦波	2		

表4

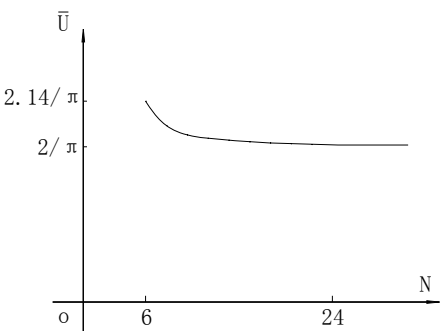


图5

3.3 有效值

正弦交流量一般都用有效值或瞬时值在一周期内的均方根表示,通常为最大值的 $1/\sqrt{2}$,当然这是根据正弦情况而言的波峰因素。由于SPWM波是畸变波向正弦波的逼近,因而,必然掺杂各次谐波分量而使其误差增大,而谐波源的特性非常复杂,故导致工程计算、检测和计量随之复杂化。随着N的递增及其他有效措施的実施,谐波分量将得以有效抑制。

4 样本波形的频率

由于有载波比的存在,SPWM波的频率特征具有双重性。

4.1 输出频率

流经负载的正弦量频率即为系统的输出频率,具备正弦交流概念的频率特征,计量单位仍为Hz/s。与其相关联的涉及功率器件、滤波器件及辅助设备。各种不同的负载有其不同的频率要求,这也是逆变应用的终极目的。故输出频率的拓展具有重要意义,并由实际的运行效果得以体现。当系统需要随机或实时的闭环运行时,输出目标波形的频率将被取样并回馈。

4.2 开关频率

逆变环节的功率器件执行完成一周期正弦量输出则相当于完成正负半周又开的若干个开关作业的和数或周期脉冲数,操纵功率器件的周期脉冲数量与输出频率之积即是直流脉冲形式的开关频率,其计量单位也为Hz/s。与功率器件输入端相关联的涉及驱动、放大、控制信号、保护和计数电路。当控制失当时,系统将发生故障。

在输出频率给定的条件下,N越大则开关频率越高,输出正弦量平均值的精度也越高,输出电流的波形失真和谐波分量将减小。然而,过高的开关频率意味着很大的动态损耗,因为脉冲边沿运行的短暂时刻仍然是模拟量,所以,开关频率不能也难以无限提高。

同时又由于受到功率器件本身频率参数值的制约,尤其是高频领域的应用,将会发现指标对功率器件频率参数值的极大的依赖性。由此,就控制策略而言,开关频率或N理当作首要的考虑。

5 样本波形的相位

在系统运行状态下,相位角是时间的函数。

SPWM波输出电流与电压的相位角及初相角，无论是单相或多相状态下均与常规正弦波或电工学原理一致，所不同的是其自身微观形式的多重性。

5.1 脉冲的开关相位角

不等宽序列脉冲形成了每周期正弦量内单个脉冲开关边沿的不同相位角，当 N 发生变化时，脉冲的数量和边沿的相位角也随之改变，在相同 N 与不同输出频率的条件下，每一单个脉冲的开关角相同，而且每一单个脉冲的周期量被限制在一个调制三角波的周期或时间量的区间内。

5.2 脉冲的占空度

不等宽序列脉冲也造成了每周期正弦量内单个脉冲的占空度差异，在正弦量换向过零点左右近旁的两个脉冲具有最小的占空比，这利于减小对负载及滤波器件的冲击和损耗。继而正弦函数值逐渐递增的负载电流抵达峰值时，则由大占空比脉冲提供大电流以满足功率需求，这一规律也利于提高输出功率、综合效率和改善系统的整体性能，这也是SPWM波所追求的目标。

由（图2、4）可知，具有相同周期脉冲数的NL与NH调制所得的最大占空比产生了很大的差距，单个脉冲的布局差异也导致了最小关断占空时间的差别，而平均值精度则正常按 N 的递增而递增。当然，小的关断时间不利于功率器件的关断特性，顾及功率器件关断特性的控制策略仍需谨慎实施。

5.3 过零静区

由（图2）知，在正弦量换向的时刻，两个小占空比脉冲相邻而形成相对最大的关断静区时间，这一时间量始终小于一个调制三角波的周期量，随着 N 的增大，静区时间将逐渐递减并基本趋于线性（图6）。

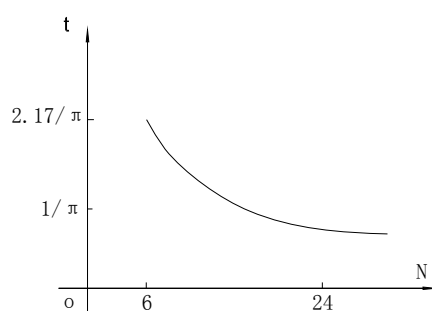


图6

由于关断电流的惯性或器件关断时的拖尾现象，为避免换向时造成短路，保留静区时间也是十分必要的。

6 误差与环境

误差或失真总是与精度相互关联、相互依赖和相互制约的，由（表4）可知，最初通过数学运算获得的平均值的理论精度，当 $N=18$ 或 20 时其理论精度（ $2.0105/\pi$ 及 $2.0084/\pi$ ）已经相当的理想了。然而，实际应用的效果总是难以令人满意，这当然

是由诸多原因引发的结果。由于SPWM波不连续的运行状况存在一定的脉动率，虽然由滤波电路支撑其持续性，但是，仍然有高次谐波产生，虽然影响并不大，但也会影响正弦波波形的失真度而危及环境。

当平均值的实际误差足够小时，在忽略器件内阻的前提下，有效值总是大于由直流母线侧电压值换算所得的值。实际的波形因素与正弦波的波形因素之比表达为SPWM波的波形畸变率（THDu），一般情况下，400V正弦交流量的THDu应 $<5\%$ ，这也是制约系统性能客观的评估指标和提高实际精度必须考虑的关键因素。倘不考虑波形畸变率，那么，整个设计将陷于混乱。

在高频化和大功率电力变换场合相同的负载条件下，SPWM装置内部的正弦函数值相对于方波显得缓慢的电流变化，对装置周围空间的EMI会有极大的改善。

在现行标准的制约下，抑制谐波和EMI的防御仍为重要课题或技术指标，因而，务须引起关注。

7 数值事件预测及一般规律

数学模型指导实践，而实验数据将回归于应用数学，其目的是为引发更为有效而合理的构思以利决策。

7.1 调制形式事件

1) 调制幅值的宏观误差将造成输出波形的失真，当正弦曲线的幅值大于三角载波幅值时，会出现过调制现象，这时脉冲序列的占空度全部增大，并且有可能遗失几个大占空比脉冲的小关断时间而形成大占空比脉冲的合并（图7）。相反，当欠调制时，所有序列的脉冲占空度减小而显得稀疏。特别是NH数列调制的结果（图4）将出现正弦量峰点处的单个空操作交点（ p_m ）分解为两个有效交点而形成对偶的两个开关边沿（图8），并导致峰点突变为谷点断裂的反常现象。因此，通常应将正弦基波的幅值误差取向负值并取消NH数列的无效的单个交点，确保略正弦峰值小于三角载波峰值，以达正常调制和波形失真最小。

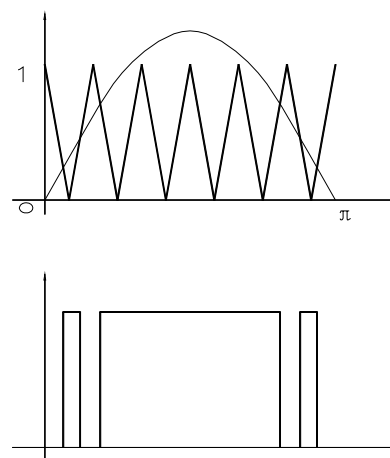


图7

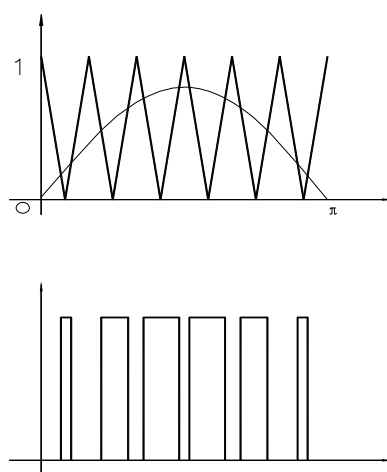


图8

为满足半周期正弦量自身的对称性,调制过程中正弦曲线与直线的定位原则上不允许产生宏观相位差,以确保调制精度的效果趋近理论计算值。当曲线与直线的初相角产生相对的相位差时,犹如正弦曲线与锯齿波相调制,其中有曲线与直线和曲线与垂线相交,由此造成的结果是所有开关角都发生位移,输出波形的对称度遭到破坏,波形失真及其他量值误差也随之增大。

2) 据载波比调制过程的曲线规律思考(图5),为要提高量值精度和有效抑制低次谐波,粗糙的起始端 N 应予规避,只有在高频域应用时才考虑 $N < 24$ 。在每周期内脉冲数相同的情况下,鉴于抑制谐波的相对效果,合理选择 N_L 或 N_H 序列的调制方式同样重要,尽可能使量值误差和波形失真为最小。

剔除粗糙的起始端 N ,载波比影响平均值的精度(表4)逐渐递增的规律曲线将基本趋于线性(图5)。由于 N 为偶数正整数数列,当发生误差时,系统将难以完成能量变换的过程。

7.2 回归及离散

逆变技术的核心标的是求得频率的变换,是将直流量变换为给定频率或输出频率可变的正弦交流量,逆变技术本身是一种手段。

其中,更为广泛的工程应用是 $AC \rightarrow DC \rightarrow AC$ 变换,每当实施有限次反复整流又逆变的过程后,忽略器件的内阻与动态特性及谐波分量的影响,一般并不希望其他量值发生变化,反映失调的应该是不可抗拒力的累加。虽然能量变换仅涉及频率,但是误差仍然不可避免,排除人为因素的改变量值,产生大的量值偏移即为手段的缺陷。

1) 忽略正常原因引起的误差,输出正弦量的最大值必然等于直流母线侧的直流量而不违背可逆原理,一旦发生大的异常误差,当视为其他量值的偏移所造成的结果。这一规律是有助于判断量值漂移的原因,或者是一个推导与判别的基准点。

2) 平均值是一个唯一通过运算所得的量值,也是一个设计精度的指标,每当这一运算结果达到

足够的理论精度时,引起最大值漂移的原因通常为工艺误差。

3) 有效值的误差相对比较复杂,由于谐波的形成过程非常复杂,各次谐波及分数谐波又与 N 有关联,适当提高 N 以减小波形的失真程度具有现实意义。此外,功率器件的参数与动态特性和波形失真也能引起误差事件的发生,当测量所得的有效值趋近通过其他量值换算所得的值时,系统将是理想的。

7.3 调频与频带

频率在数轴上的延伸形成无限的频带空间,由此组成了能够实现的有限区间内宽阔的频带资源,其中每一频率或各异的频带段对于同一负载而言都有其不同的应用效果,有时甚至会发生一些极其微妙的奇特现象。频率的不断提高还能大幅降低电容元件的容量与电感器件的线材消耗、大幅削减铁磁元件的体积及重量。每当频率的提高得以实现时,必将获得极为宝贵的频带资源。可见,与频带直接相关联的频率变化范围的拓宽(带宽)意味着应用领域的扩展。因此,正弦电源引擎为满足工程实践提供了丰富的机遇与发展空间。无疑,研究宽频带高频正弦电源具有极其重要的意义。同时,工程实践也提出了点频,扫频,变频,频率捷变及频率的自动跟踪等功能要求,同样是功率变换技术的重要任务。

然而,简洁而流畅的SPWM波并不是完美无缺的。当系统的输出频率定位在音频段高端及超音频段时,由于 N 的存在将导致系统开关频率的成倍增长,例如,系统输出频率给定为30kHz、 $N=22$ 时,那么系统内的开关频率将高达660kHz,轻易跃入中波广播波段的范围之内。

与此同时高频域应用也不可避免的受到功率器件频率特征的制约。一般情况下,功率器件的许用频率是在50%占空度的方波输入的运行条件下测定的,但不能理解为平均占空因素。再者,器件的耗散功率越大,耐电压强度越高,其开关速度就越低,或脉冲的边沿特性就越差,这仍然是制造业的规律。又由(图2、4)和(表1、3)所示,位于峰值脉冲左右近旁的由大占空比脉冲状态形成的小关断时间相当于迫使器件运行于更高频率的开关状态,而使器件雪上加霜,不能不考虑促使器件频率过载而失效的安全性和器件特性参数的利用率,故SPWM波的最大缺陷是器件频率资源的浪费。

显然,系统的输出频率、开关频率及 N 将直接影响频带的拓宽,结合功率器件的频率特性,应用时必须予以重视。

7.4 微观相位差

1) 因为开关脉冲的边沿角给出的是输出信号的控制角,所以尤为重要。当边沿角发生单个或若干个群漂移时,会造成输出偏离运算指标值,而且

影响其他量值的变化和波形失真。相对于数字处理的难度，对模拟调制将提出更大的挑战。

2) 由(表1、3)与对应的(图2b)和(图4b)可知，周期脉冲数相同的相邻载波比的每一对应边沿角或区间位置与脉冲占空度或脉冲宽度及整体布局有很大的差异，两者的正弦量平均值又具有正常的系列递增关系(表4)，由于占空比的不同，其对应的最小关断时间比也有很大的不同。显然，相对大的最小关断时间的脉冲结构对于功率器件的特性参数投入的运行状态无疑是有利的。同时，虽然高次谐波的影响并不太大，而抑制低次谐波与分数谐波方面也将有不同效果，实时运行纪录将会给出客观的评判。

用挑剔的目光审视或无所适从时，排除人为随意干预脉冲布局的主观因素，遂可推演出另外两组($x p_n, y p_n$)及两组以上的插值形式的中值数据，即将相邻 N_L 与 N_H 经调制运算所得对应的开关角作算术平均值运算，从而衍生得第三种开关角的答数数据，例如，取(表1、3)调制运算得两组对应(p)点数据($x p_n$)的算术平均值，所得的平均开关角确立之后，再代入式(1)即可得所有瞬时值数据(表5)。

1/4周期内的交点分布情况

N_{LM} (10、12)		相位角	瞬时值
第一脉冲	前沿	$0.703/\pi$	0.222
	后沿	$1.262/\pi$	0.390
第二脉冲	前沿	$2.142/\pi$	0.630
	后沿	$3.528/\pi$	0.910
第三脉冲	前沿	$3.690/\pi$	0.922

表5

由运算结果表明，其对应脉冲的占空度或脉冲宽度和开关边沿的定位都界于两者之间，算得的正弦量平均值也落在二者之间($2.03123/\pi$ ，参见表4)。同样的引伸过程推理，由等腰三角形结构的三角波演变成成为渐变斜角三角波直线群与正弦曲线相调制(图9)，从而，理性移动了所有脉冲在调制坐标上的位置或相位角，改变了脉冲的占空度；相对扩大或缩小了峰值脉冲的时间量；相对减少或增加了过零静区的时间量。同理，相邻的 N_H 数列条件下的情况也相同，所不同的仅是斜角渐变的方向相反(图形从略)。这一中值调制操作协调了脉冲的空间布局。显而易见，答数数据具备足够的数理依据，无疑为工程应用带来更大的灵活性和宽阔的回旋余地。

3) 当三角波直线群与正弦曲线的初相角产生相对的相位差增大至半个三角波周期时，亦即正弦基波的零点与三角载波的谷点在时间轴上相遇时，也同样得以正常调制。但是，会使得输出样本波形的过零静区时间异常大于一个三角波周期的时间量，在负载电流换向的时刻，将有很大可能引起交越失真。

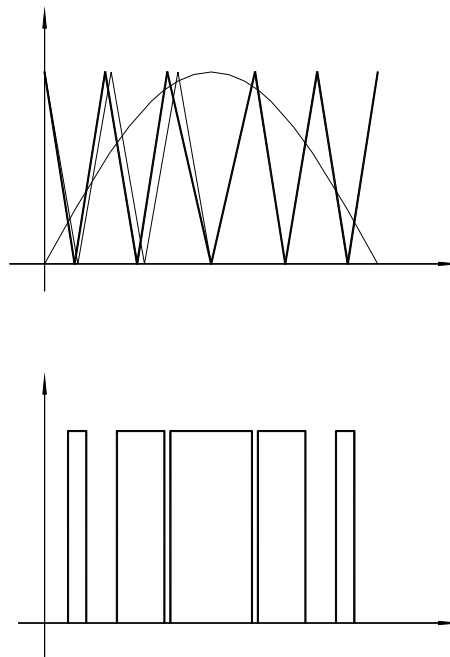


图9

8 小结

以上以正弦量三要素为准则，阐述了SPWM的特征和一般规律，就研究电子变流技术整个系统层面出发，协同误差事件的发生及回归，期望让实验摆脱诸多各种因素制约或矛盾的境地，意图确立比较规范的参考基准，旨在为实践寻求合理而切实的平衡点，以利控制策略的实施及逐步深入的探讨或研究。

宽频带功率正弦波电源引擎的研发具有无可替代的重要意义，其效果描述为：改善性能、节约能源和减少电磁污染三个方面，在高频领域的应用和后续开发也有广阔的前景。无论对经济效益、社会效益和科学实验研究，行将作出不可估量的贡献。

任何事物的运动，变化和发展，都以时间，空间和条件为转移，人类在活动的过程中确立了电工学，而电工学又服务于人类，并在不同形式的否定之否定中求得技术的进步和社会的发展。

2008年5月