

高压变频器及其应用

本内容摘自机械工业出版社出版的《通用变频器及其应用》第2版，经原书第6章“高压变频器”作者竺伟重新编辑，供大家参考。

学术问题讨论，请添加微信，



引言

随着电气传动技术，尤其是变频调速技术的发展，作为大容量传动的高压变频调速技术也得到了广泛的应用。高压电机利用高压变频器可以实现无级调速，满足生产工艺过程对电机调速控制的要求，以提高产品的产量和质量，又可大幅度节约能源，降低生产成本。近年来，各种高压变频器不断出现，高压变频器到目前为止还没有像低压变频器那样近乎统一的拓扑结构。根据高压组成方式可分为直接高压型和高-低-高型，根据有无中间直流环节来分，可以分为交-交变频器和交-直-交变频器，在交-直-交变频器中，按中间直流滤波环节的不同，可分为电压源型和电流源型。高-低-高型变频器采用变压器实行输入降压，输出升压的方式，其实质上还是低压变频器，只不过从电网和电机两端来看是高压的，是受到功率器件电压等级技术条件的限制而采取的变通办法，需要输入，输出变压器，存在中间低压环节电流大，效率低下，可靠性下降，占地面积大等缺点，只用于一些小容量高压电机的简单调速。常规的交流-交流变频器由于受到输出最高频率的限制，只用在一些低速，大容量的特殊场合。直接高压交-直-交变频器直接高压输出，无需输出变压器，效率高，输出频率范围宽，应用较为广泛。我们将对目前使用较为广泛的几种直接高压输出交-直-交型变频器及其派生方案进行分析，指出各自的优缺点。评价高压变频器的指标主要有：成本，可靠性，对电网的谐波污染，输入功率因数，输出谐波， dv/dt ，共模电压，系统效率，能否四象限运行等。顺便指出，我们习惯称作的高压变频器，实际上电压一般为2.3-10KV，国内主要为3KV，6KV和10KV，和电网电压相比，只能算作中压，故国外常成为Medium Voltage Drive.

高压变频器正向着高可靠性，低成本，高输入功率因数，高效率，低输入输出谐波，低共模电压，低 dv/dt 等方向发展。电流源型变频器技术成熟，且可四象限运行，但由于高压时器件串联的均压问题，输入谐波对电网的影响和输出谐波对电机的影响等问题，使其应用受到限制。对风机和水泵等一般不要求四象限运行的设备，单元串联多电平 PWM 电压源型变频器在输入，输出谐波，效率和输入功率因数等方面有明显的优势，具有较大的应用前景。对于轧机，卷扬机等要求四象限运行和动态性能较高的场合，双 PWM 结构的三电平电压源型变频器会得到广泛的应用。

1 电流源型变频器

电流源型变频器(CSI: Current Source Inverter)采用大电感作为中间直流滤波环节。整流电路一般采用晶闸管作为功率器件，少数也有采用 GTO 的，主要目的是采取电流 PWM 控制，以改善输入电流波形。逆变部分一般采用晶闸管或 GTO 作为功率器件。由于存在着大的平波电抗器和快速电流调节器，所以过电流保护比较容易。当逆变侧出现短路等故障时，由于电抗器存在，电流不会突变，而电流调节器则会迅速响应，使整流电路晶闸管的触发角迅速后移，电流能控制在安全范围内。为了对接地短路也实现保护，通常把滤波电抗器分为两半，上下直流母线各串一半。电流源型变频器的一大优点是能量可以回馈电网，系统可以四象限运行。虽然直流环节电流的方向不能改变，但整流电压可以反向(当整流电路工作在有源逆变状态时)，能量可以回馈到电网。

晶闸管目前工业应用的最高电压为 8000V 左右，当电网电压较高时，可采用晶闸管串联的办法。比如，当电网电压为交流 4160V 时，需要 2 个耐压为 5KV 的晶闸管串联，才能满足 5900V 峰值电压时的耐压要求。考虑到器件串联时的均压问题和器件耐压使用安全裕量，在工业应用中，一般使用到器件额定电压的 50-60%。晶闸管串联存在静态均压和动态均压问题。均压电阻会消耗一部分功率，影响系统的效率。晶闸管的通态压降一般较低，门极触发电路比较简单，驱动功率较低。以 6500V，4200A 的晶闸管为例，通态压降可做到 1.73V，门极触发电流仅需 400mA，触发功率仅为 3W，该晶闸管的断态电压临界上升率达 2000V/us，通态电流临界上升率达 250A/us(连续)。

由于电源侧采用三相桥式晶闸管整流电路，输入电流的谐波成份较大，为了降低谐波，可采取多重化，有的还必须加输入滤波装置。电流源型变频器输入功率因数一般较低，且会随着转速的下降而降低，通常要附加功率因数补偿装置。另外，电流源型变频器还会产生较大的共模电压，当没有输入变压器时，共模电压会施加到电机定子绕组中心点和地之间，影响电机绝缘。电流源型变频器的输出电流谐波较高，会引起电机的额外发热和转矩脉动，必要时也可采取输出 12 脉冲方式或设置输出滤波器，当然系统的复杂性和成本也会增加。由于均压电路等固定损耗较大，以及输入功率因数较低，导致无功电流较大等原因，系统效率会随着负载的降低而降低。

电流源型变频器种类较多，主要有串联二极管式，输出滤波器换相式，负载换相式和 GTO-PWM 式等。其中，前三种电流源型变频器的逆变功率器件都采用晶闸管，输出采用 120° 导通方式。GTO-PWM 式电流源型变频器采用 GTO 作为功率器件，逆变器一般采取电流 PWM 控制方式。在系统控制上，电流源型变频器在一般应用时采取电压-频率协调控制。与电压源型变频器可以直接控制输出电压不同，电流源型变频器的输出

电压是由输出电流及负载决定的，所以为了实现电压频率协调控制，必须设置电压环以实现输出电压的闭环控制。高性能时，通常采取磁场定向矢量控制，采用常见的转速电流双闭环，通过速度和磁通闭环调节器分别得到定子电流的转矩分量和励磁分量，经过极坐标变换，得到定子电流幅值和负载角，定子电流的幅值作为电流环的给定值，控制晶闸管整流电路实现定子电流的闭环控制，负载角和同步旋转坐标系的位置角迭加在一起，用于逆变侧晶闸管的触发脉冲分配。

电流源型变频器对电网电压的波动较为敏感，一般电网电压下降 15%，变频器就会跳闸停机。

1.1 晶闸管电流源型变频器

1.1.1 串联二极管式电流源型变频器

图 1 是串联二极管式电流源型变频器的逆变电路结构图。图中 C_{13} ， C_{35} ，

C_{51} 和 C_{46} , C_{62} , C_{24} 是换相电容器, 利用换相电容和电机电感之间的谐振实现晶闸管的强迫换流, 二极管 VD_1 - VD_6 在换流过程中隔离电机反电势, 使它不影响换相电容的放电过程。变频器运行与电机参数(主要是漏感)的关系较大, 换相电容的容量要与电机电感和负载电流相匹配。在实际应用中, 通常要根据所带电机的不同, 相应地配置换相电容的数量。

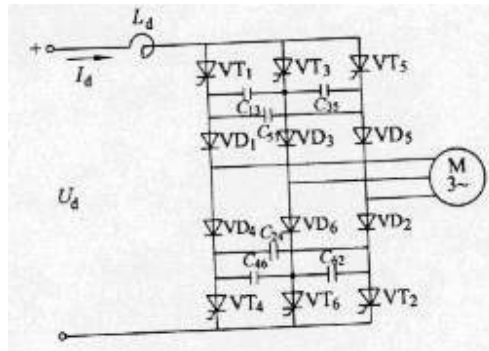


图 1 串联二极管式电流源型变频器逆变电路

1.1.2 输出滤波器换相式电流源型变频器

输出滤波器换相式电流源型变频器利用输出滤波器对晶闸管进行换相, 组成结构如图 2 所示。滤波器大概在 50% 转速时提供电机所需的全部励磁电流, 在这点以上, 负载(包括电机和滤波器)维持超前的功率因数。所以逆变器的晶闸管可以实现自然换流, 滤波器的容量基本和变频器容量相当, 除了庞大的滤波电容外, 滤波器还必须串联一定量的电感, 以防止产生过大的 di/dt , 影响晶闸管的安全。由于滤波器容量较大, 足以让电机自激发电, 所以在滤波器输出和电机之间必须附加一个接触器, 以防止变频器跳闸或自由停车时, 电机自激发电。庞大的滤波器的优点是对输出 120° 方波电流起到了很好的滤波作用, 所以速度较高时, 电机电流波形有所改善。当输出频率降低时, 滤波器的滤波作用下降, 电机电流波形的质量也有所下降。在变频调速过程中, 由于输出电压随着频率的上升成正比上升, 电容的阻抗与频率成反比关系, 所以, 随着输出频率的上升, 流入滤波器的基波电流幅值按照频率的平方关系上升, 直到额定值。因此, 这种变频器运行的最高频率一般不会超过额定频率的 1.1 倍, 否则, 当频率过高时, 变频器无法提供滤波电容所需的无功电流。

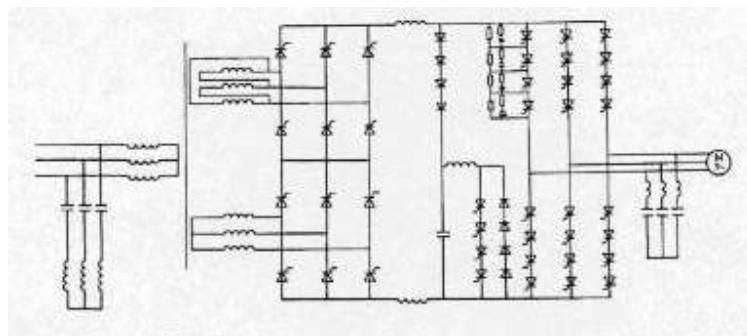


图 2 输出滤波器换向式电流源型变频器

在起动和低速时，由于输出电压较低，滤波电容基本上起不到换相作用，一般采用电流断续换相法。每当逆变侧晶闸管要换相时，设法使流入到逆变器的直流电流下降到零，使逆变侧晶闸管暂时关断，然后给换向后应该导通的晶闸管加上触发脉冲。重新恢复直流电流时，电流将根据触发顺序流入新导通的晶闸管，从而实现从一相到另一相的换相。断流的办法很多，其中一种方法是在直流环节设置一直流电流旁路电路，当要关断逆变侧晶闸管时，直流环节电流被此电路所旁路，而不会流过逆变侧晶闸管，晶闸管自然关断。当下一对晶闸管需要导通时，再切断旁路电路，恢复直流电流继续流向逆变器(图 2)。此辅助断流电路要能承受全部直流环节电压，并能通过全部直流电流，时间大约几百微秒，以保证晶闸管恢复阻断。高压晶闸管要求较高的阻断电压，带来的负面影响是需要较长的关断时间，因此，辅助断流电路需要相当的容量。当然，辅助断流电路不是设计成为连续运行的，只是在起动和低速时工作，使速度达到一定值，让滤波电容能正常工作，变频器要求能在两种模式之间自动切换。另一种方法是封锁电源，或让电源侧整流器进入逆变状态，直流环节电流迅速衰减，以达到短时间内断流的目的。触发新的晶闸管时再让电源恢复。直流回路的平波电抗器对电流断续换相是十分不利的，因此必须在电抗器两端并联一个续流晶闸管，当电流衰减时，触发此晶闸管使之导通，使电抗器的能量得以释放，以便不影响逆变器的断流(图 3)。

输出滤波器换相式电流源型变频器在一些调速范围不大(比如 60-100%)的场合还是应用比较成功的。

1.1.3 负载换相式电流源型变频器 (LCI)

负载换相式电流源型变频器(LCI: Load Commutated Inverter)，负载为同步电机，变频器工作原理与输出滤波器换相式电流源型变频器有些类似，组成结构见图 3。

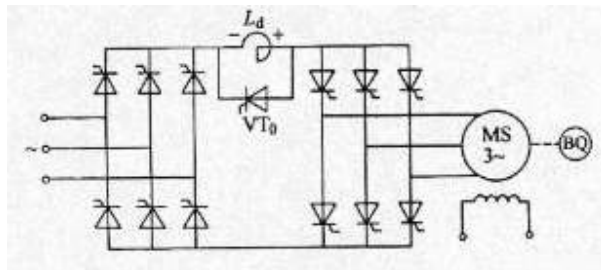


图 3 LCI 组成结构

晶闸管的关断主要靠同步电机定子交流反电势自然完成，不需要强迫换相，逆变器晶闸管的换流与整流桥晶闸管的换流极其相似。变频器的输出频率一般不是独立调节的，而是依靠转子位置检测器得到的转子位置信号按一定顺序周期性地触发逆变器中相应的晶闸管，LCI 这种“自控式”功能，保证变频器的输出频率和电机转速始终保持同步，不存在失步和振荡现象。同步电机在整个调速范围内都必须提供超前的功率因数，以保证逆变器晶闸管的正常换相。电机必须有足够的漏电感，以限制晶闸管

的 di/dt ，电机也要能够承受变频器输出的谐波电流，除了需要特殊的同步电机之外，LCI 应用是较为成功的。尤其是在一些超大容量的传动系统中，因为 LCI 无须强迫换流电路，结构简单，在大容量时只有晶闸管能够提供所需的电压和电流耐量，从电机角度来说，同步电机在大容量时，相对异步电机也有不少优势。现在，随着大容量自关断器件的应用越来越广泛，LCI 应用逐渐减少。

变频器输出电流波形和输入电流波形极为相似，呈 120° 方波状，输出电流中含有丰富的谐波成分，谐波电流会产生电机的附加发热，也会产生转矩脉动。图 4 为该变频的输出电压，电流和转矩。

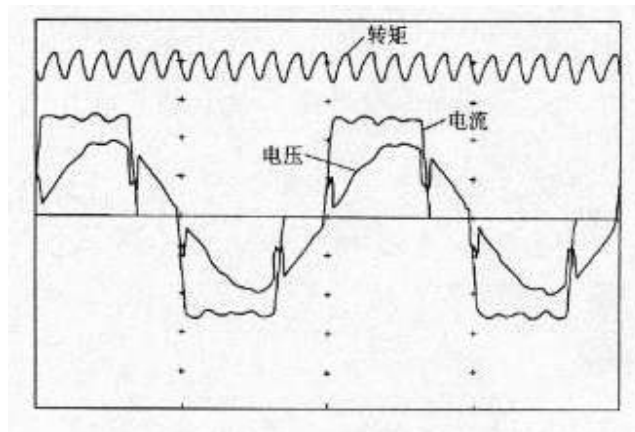


图 4 LCI 输出波形

在起动和低速时，电机反电势很小，不足以保证安全换相，因此，一般也采取电流断续换相法。

LCI 的一个主要缺点就是转矩过载能力不强。过载能力不强是因为换相造成的，为了保证利用反电势换相的安全，要设置一定的换相提前角，比如空载换相提前角设为 60° ，这样一来就导致平均转矩下降且转矩脉动增加。

1.2 GTO—PWM 式电流源型变频器

GTO-PWM 式电流源型变频器采用 GTO 作为逆变部分功率器件，见图 5。GTO 可以通过门极进行关断，所以它不象晶闸管那样需要用于强迫关断的换流电路，可使主电路结构简化。对于额定电压为交流 6KV 的变频器，逆变器侧可采用每三个 6000V 的 GTO 串联，作为一个开关使用，一共由 18 个 GTO 组成，GTO 串联时，同样存在稳态和动态均压问题。

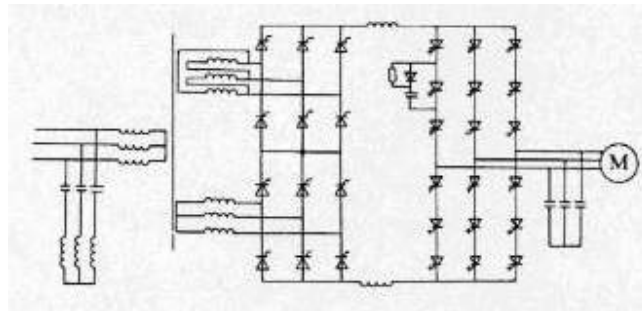


图 5 GTO-PWM 式电流源型变频器

GTO 是在晶闸管基础上发展起来的全控型电力电子器件，目前的电压电流等级可达 6000V，6000A。GTO 开关速度较低，损耗大，需要庞大的缓冲电路和门极驱动电路，增加系统的复杂性和成本，使其应用受到限制。GTO 中数千只独立的开关单元做在一个硅片上，由于开关不均匀，需要缓冲电路来维持工作，以限制器件承受的 dv/dt ，缓冲电路一般采用 RCD 型结构，二极管和电容必须有与 GTO 相同的耐压等级，二极管要求用快恢复二极管。缓冲电路的损耗产生热量，影响器件的可靠运行，并且影响变频器的效率。为了降低损耗，也有采取能量回馈型缓冲电路的方案，通过 DC/DC 变换电路把缓冲电容中储存的能量返回到中间直流环节，但增加了装置的复杂性。GTO 的开关频率较低，一般在几百赫兹，比如 300HZ。

以 6000V，3000A(最大可关断阳极电流值)的 GTO 为例，通态平均电流为 1030A，通态压降 3.5V，门极开通触发电流 1A，通态阳极电流上升率 400A/us ($f=200\text{HZ}$ 条件下)，滞后时间 2.5us，上升时间 5us，存储时间 25us，下降时间 3us，最小通态维持时间 100us，最小断态维持时间 100us，开通每脉冲能耗 2.5Ws，关断每脉冲能耗 16Ws。GTO 的门极驱动，除了需要晶闸管一样的导通触发脉冲外，还需要提供相当大的反向关断电流，上述 GTO 的门极峰值关断电流就达 900A，所以 GTO 的门极驱动峰值功率非常大。

与输出滤波器换相式电流源型变频器相比，GTO-PWM 式电流源型变频器输出滤波电容的容量可以大大降低，但不能省去。因为电机可近看作漏电感再加一个旋转反电势组成。电流源型变频器的输出电流幅值是由整流电路的电流环决定的。在换流过程中，由于流过电机电感的电流不能突变，所以必须有电容缓冲变频器输出电流和电机绕组电流的差值。电容容量的选择取决于换流过程中允许产生尖峰电压的大小。由于输出电容的容量比起输出滤波器换相式电流源型变频器大大下降了，电容的滤波效果也跟着下降，输出电流波形的质量也会下降。电机电流质量的提高可以通过 GTO 采用谐波消除的电流 PWM 开关模式来实现。在低频时，输出电流每个周期内相应的 PWM 波形

个数较多，谐波消除会比较有效。但是，由于受到 GTO 开关频率的限制，高速时谐波消除效果大大下降，图 6 为该变频器满载时输出电压电流波形。若整流电路也采用 GTO 作电流 PWM 控制，可以得到较低的输入谐波电流和较高的输入功率因数，当然系统的复杂性和成本也会相应增加，一般很少采用。

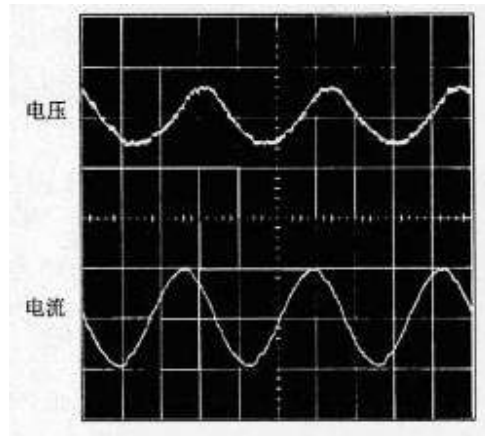


图 6 GTO-PWM 电流源型变频器输出波形

2 三电平 PWM 电压源型变频器

在 PWM 电压源型变频器中，当输出电压较高时，为了避免器件串联引起的动态均压问题，同时降低输出谐波和 dv/dt ，逆变器部分可以采用三电平方式，也称 NPC (Neutral Point Clamped 中心点箝位) 方式，如图 7。逆变部分功率器件可采用 GTO，IGBT 或 IGCT。

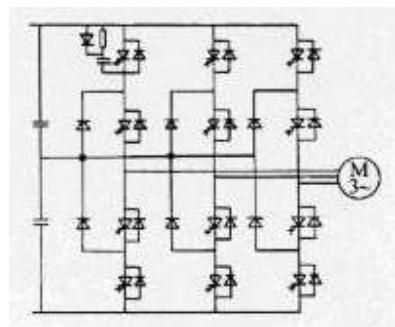


图 7 三电平逆变器主电路结构

IGBT 广泛应用在各种电压源型 PWM 变频器中，具有开关快，损耗小，缓冲及门极驱动电路简单等优点，但电压电流等级受到导通压降限制。IGBT 目前做到 3300V，1200A。3300V 的 IGBT 组成三电平变频器，输出交流电压最高为 2.3kV，若要求更高等级输出电压，必须采取器件直接串联，比如用 2 个 3300V 的 IGBT 串联作为一个开关使用，一共使用 24 个 3300V 的 IGBT，组成三电平变频器，可做成 4160V 输出电压等级

的变频器。器件直接串联就带来稳态和动态的均压问题，这样就失去了三电平变频器本身不存在动态均压问题的优点，所以一般很少采用。

以 3300V, 1200A 的 IGBT 模块为例，其饱和压降为 3.4V 左右，开通延迟时间 370ns，上升时间 250ns，关断延迟时间 1550ns，下降时间 200ns，开通每脉冲损耗 2880mWs，关断每脉冲损耗 1530mWs。集成在模块内的反并联续流二极管，正向压降 2.8V，峰值反向恢复电流 1320A，反向恢复电荷 740uAs。

集成门极换流晶闸管 IGCT(integrated gate-commutated thyristor)是由 GCT(gate commutated turn-off thyristor)和其门极控制电路集中成一体化的组件。GCT 是在 GTO 基础上发展起来的新器件，它保留了 GTO 高电压，大电流，低导通压降的优点，又改善了其开关性能。GCT 采用了缓冲层设计，它使器件的通态和开关损耗可减少到原来的 1/2-1/2.5，但缓冲层会导致关断时不能尽快抽走器件在通态时存储的电荷，常规的 GTO 采用阳极短路技术，为存储电荷的抽走提供一条通路，但阳极短路和缓冲层的结合会导致极高的触发电流和维持电流。GCT 取消阳极短路，而将阳极做成可穿透型，这样，电荷存储时间减少至 1/20，后沿拖尾电流减小 20 倍。同时还能在同样阻断电压条件下，减少芯片厚度 30%，使得导通压降进一步降低。GTO 有两个稳定工作状态“通”和“断”，在它们之间(开断过程中)是不稳定状态。GCT 采用一种新的低电感的驱动电路，在门极-20V 偏置情况下，可获得 4000A/us 电流变化率，使得在大约 1us 时间内，阳极电压开始上升前，将全部阳极电流经门极流出，不通过阴极，晶闸管的 p-n-p-n 四层结构暂时变为 p-n-p 晶体管的三层结构，有了稳定的中间状态，一致性好，据称可以无缓冲电路运行。由于 GCT 硅片厚度减少，允许在同一 GCT 片上做出高效的反并联续流二极管。GCT 的门极关断峰值电流非常大，驱动电路需要相当容量的 MOSFET 和相当数量的电解电容及其它元件组成，电路非常复杂，要求很高，所以一般由 GCT 生产厂家把门极触发及状态监视电路和 GCT 管芯，甚至反并联续流二极管做成一个整体，成为 IGCT，通过光纤输入触发信号，输出工作状态信号。IGCT 作为一种新的电力电子器件，刚刚开始工业应用，其实际性能如何，还有待于现场应用的考验。

目前 IGCT 最大容量为：反向阻断型：4500V, 4000A，逆导型：5500V, 1800A。用于三电平逆变器时，输出最高交流电压为 4160V，如要求更高的输出电压，比如 6KV 交流输出，只能采取器件直接串联。

以 5500V, 1800A(最大可关断阳极电流值)的逆导型 IGCT 为例，通态平均电流为 700A，通态压降为 3V，通态阳极电流上升率 530A/us，导通延迟时间小于 2us，上升时间小于 1us，关断延迟时间小于 6us，下降时间小于 1us，最小通态维持时间 10us，最小断态维持时间 10us，导通每脉冲能耗小于 1J，关断每脉冲能耗小于 10J。内部集成的反并联续流二极管(快恢复二极管)，通态平均电流 290A，通态压降 5.2V，反向恢复电流变化率小于 530A/us，反向恢复电流小于 780A。

与普通的二电平 PWM 变频器相比，由于输出相电压电平数由 2 个增加到 3 个，线电压电平数则由 3 个增加到 5 个，每个电平幅值相对降低，由整个直流母线电压变为一半的直流母线电压，在同等开关频率的前提下，可使输出波形质量有较大的改善，输出 dv/dt 也相应下降。与二电平变频器相比，在相同输出电压条件下，这种结构还可使功率器件所需耐压降低一半。为了减少输出谐波，希望有较高的开关频率，但受到器件开关过程的限制，还会导致变频器损耗增加，效率下降，所以功率器件开关频

率一般为几百赫兹。三电平变频器若不设置输出滤波器，一般需采用特殊电机，或普通电机降额使用。

若输入也采用对称的三电平 PWM 整流结构，可以做到输入功率因数可调，输入谐波很低，且可四象限运行，系统具有较高的动态性能，当然成本和复杂性也大大增加了。

2.1 三电平变频器原理

图 8 为三电平逆变器一相的基本结构，V1-V4 代表一相桥臂中的 4 个功率开关，DF1-DF4 为反并联的续流二极管，DC1，DC2 为箝位二极管，所有的二极管要求有与功率开关相同的耐压等级。Ed 为一组电容二端电压，C 为中心点。

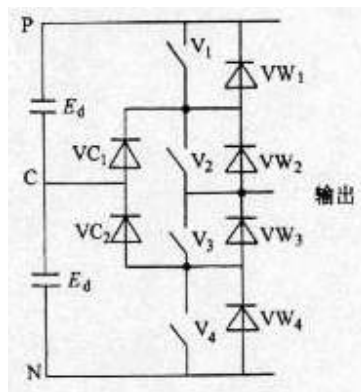


图 8 三电平基本结构

对于每相桥臂通过控制功率器件 V1-V4 的开通，关断，在桥臂输出点可获得三种不同电平+Ed，0，-Ed，见表 1。

表 1 三电平变频器器每相输出电压组合表

V1	V2	V3	V4	输出电压	状态代号
ON	ON	OFF	OFF	+Ed	P
OFF	ON	ON	OFF	0	C
OFF	OFF	ON	ON	-Ed	N

由表 1 看出，功率开关 V1 和 V3 状态是互反的，V2 与 V4 也是互反。同时规定，输出电压只能是+Ed 到 0，0 到 -Ed，或相反地变化，不允许在+Ed 和 -Ed 之间直接变化。所以不存在二个器件同时导通或同时关断，也就不存在动态均压问题。

对于由三个桥臂组成的三相逆变器，根据三相桥臂 U，V，W 的不同开关组合，最终可得到三电平变频器的 $3^3=27$ 种开关模式，见表 2。

表 2 三电平变频器输出状态表

PPP	PPN	PPC	PCN	PCC	PNN	PCP	PNC	PNP
CCC	CPN	CPC	CCN	CPP	CNN	CCP	CNC	CNP

NNN	NPN	NPC	NCN	NPP	NCC	NCP	NNC	NNP
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

采用中心点箝位方式使输出增加了一个电平，输出电压的台阶降低了一半，而且很重要的一点是增加了输出 PWM 控制的自由度，使输出波形质量在同等开关频率条件下有较大的提高。

图 9 为一三电平变频器主电路结构图。

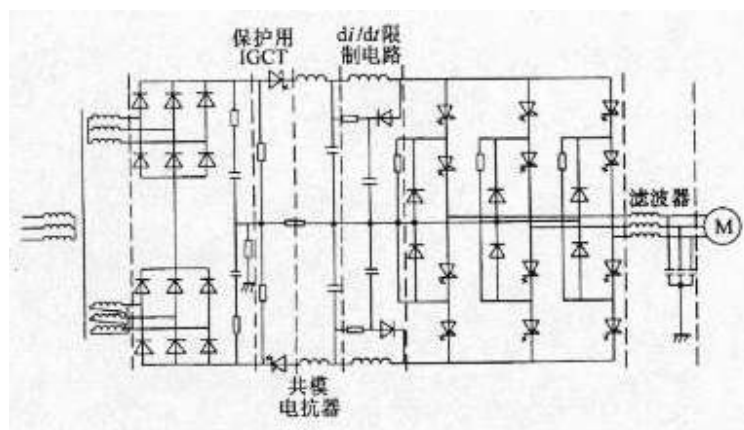


图 9 三电平变频器

整流电路采用 12 脉冲二极管整流结构。逆变部分功率器件可以采用 IGBT，反并联续流二极管集成在 IGBT 中。由于受到器件开关损耗，尤其是关断损耗的限制，IGBT 的开关频率为 600HZ 左右。直流环节用二组电容分压，得到中心点。直流环节还有 di/dt 限制电路，共模电抗器，保护用 IGBT 等。di/dt 限制电路主要由 di/dt 限制电抗器，与之反并联的续流二极管和电阻组成，因为 IGBT 器件本身不能控制 di/dt，所以必须通过外加 di/dt 限制电路，使逆变器 IGBT 反并联续流二极管的反向恢复控制在安全运行范围内，同时该电路也用于限制短路时的电流上升率。共模电抗器一般在变压器与变频器分开安置，且变压器副边和整流桥输入之间电缆较长时采用，当变压器和变频器一起放置时，可以省去。其作用主要是承担共模电压和限制高频漏电流，因为当输出设置滤波器时，由于滤波电容的低阻抗，电机承受的共模电压极小，共模电压由输入变压器和逆变器共同承担，当变压器与变频器之间电缆较长，线路分布电容较大，容抗下降，导致变压器承受的共模电压下降，逆变器必须承受较高的共模电压，影响功率器件安全，共模电抗器就是设计用来承受共模电压的。另外高频的共模电压还会通过输出滤波电容，变压器分布电容，电缆分布电容形成通路，产生高频漏电流，影响器件安全，共模电抗器也起到抑制高频漏电流的作用。保护用 IGBT 的作用是当逆变器发生短路等故障时，切断短路电流，起到相当于快熔的作用。由于逆变电路采用 IGBT 作为功率器件，而 IGBT 本身不象 IGBT 那样存在过电流退饱和效应，可以通过检测集电极电压上升来进行短路检测，并通过门极关断进行保护，所以必须通过霍尔电流传感器，检测到过电流，然后通过串联在上下直流母线的二个保护用 IGBT 进行关断。由于直流环节存在共模电抗器和 di/dt 限制电抗器，导致整流桥输出和滤波电容之间存在较大阻抗，这样电网的浪涌电压要通过整流桥形成浪涌电流，再通过滤

波电容吸收的效果大大降低，为了保护整流二极管免受浪涌电压的影响，在整流桥输出并联了阻容吸收电路。箝位二极管保证了桥臂中最外侧的两个 IGCT 承受的电压不会超过一半的直流母线电压，确切地说，应该是对应侧滤波电容的电压，所以最外侧的两个 IGCT 不存在过压问题。内侧的两个器件仍要并联电阻，以防止产生过压。因为同侧二个器件同时处于阻断状态时，内侧的器件承受的电压可能超过一半的直流母线电压，具体电压取决于同侧二个器件的漏电流匹配关系。

如果不加输出滤波器，三电平变频器输出时电机电流总谐波失真可以达到 17%左右，会引起电机谐波发热，转矩脉动。输出电压跳变台阶为一半直流母线电压， dv/dt 也较大，会影响电机绝缘，所以一般需配特殊电机。若要使用普通电机，必须附加输出滤波器。输出滤波器有 dv/dt 滤波器和正弦波滤波器二种， dv/dt 滤波器容量较小，只对电压变化率起抑制作用，使电机绝缘不受 dv/dt 的影响，对电机运行动态性能的影响较小，如果系统动态性能要求较高时，适合采用，而且成本较低。正弦波滤波器容量较大，输出电压波形可大大改善，接近正弦波，由于滤波器的阻抗较低，而且滤波器中点接地，使电机承受的共模电压很小，电机绝缘不受影响。正弦波滤波器的滞后作用会影响系统的动态相应，同时由于滤波器对输出电压的衰减作用，也会限制变频器的最低运行频率。由于滤波器采取低通设计，还限制了变频器的输出上限频率。滤波器在满载时的损耗会降低变频系统效率 0.5%左右。

图 10 为三电平变频器输出电压和经滤波器后输出至电机的电压波形。图 11a 和 11b 分别显示了未经滤波和经滤波后电压的谐波分布图。滤波前，输出总电压谐波失真为 29%，经过滤波后，可降低到 4%左右，电机的电流谐波失真可从 17%降低到 2%左右。

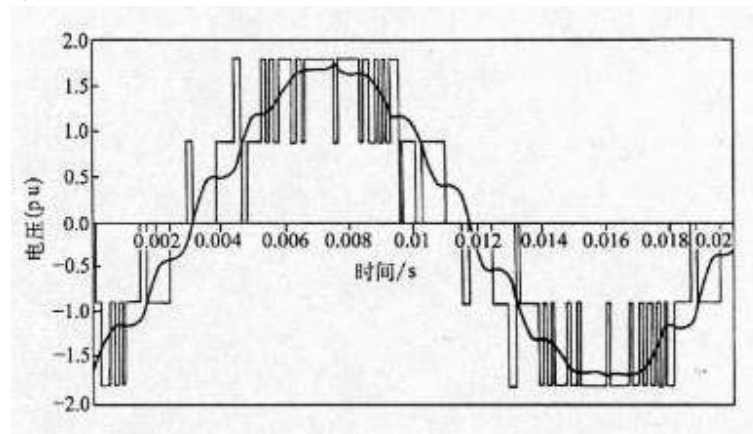


图 10 三电平变频器输出电压和滤波后电压

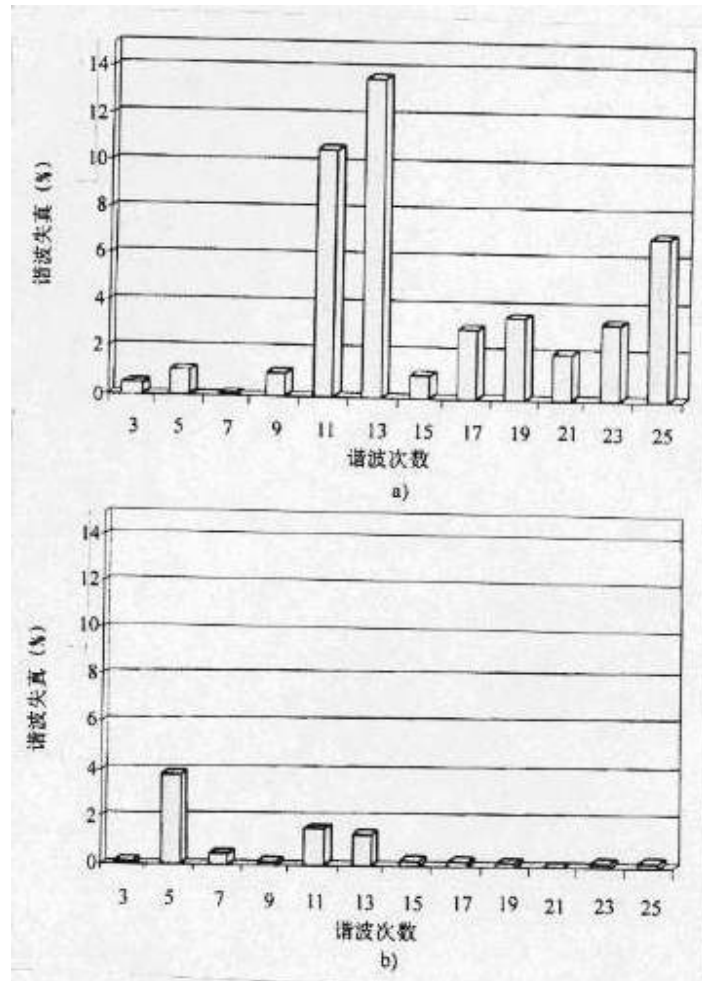


图 11 三电平变频器输出电压谐波和滤波后电压谐波
 a) 变频器输出电压谐波 b) 滤波后电压谐波

2.2 三电平电压空间矢量控制

空间电压矢量并不代表某个实际存在的物理量，它仅仅是一种数学上处理，以便于控制和分析。

若 U_u, U_v, U_w 为三相对称正弦波，

$$U_u = U_m \cos(\omega t)$$

$$U_v = U_m \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi)$$

$$U_w = U_m \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi)$$

按图 12 所示，将三相电压置于空间互差 120° 的三个方向上，在复数坐标系中定义空间电压矢量 $\vec{V}_{ri} = U_u + \alpha U_v + \alpha^2 U_w$

$$\begin{aligned}
 &= U_m \cos \omega t + e^{j120^\circ} U_m \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi) + e^{-j120^\circ} U_m \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi) \\
 &= \frac{3}{2} U_m e^{j\omega t}
 \end{aligned}$$

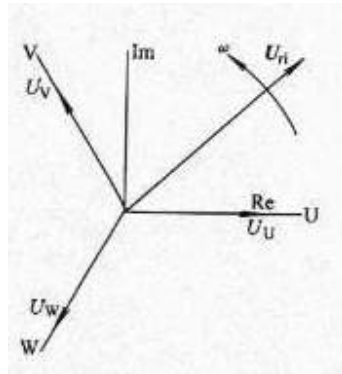


图 12 空间电压矢量示意图

可见三相合成空间电压矢量为一旋转矢量，旋转角速度为 ω ，等于相电压的角频率，幅值为 $\frac{3}{2}U_m$ ，即相电压幅值的 1.5 倍，当某相电压达到最大值时，合成空间矢量即处于该相电压对应的位置上。

这样，空间电压矢量就和三相电压建立了一一对应关系。

在分析三电平变频器空间电压矢量控制时，以直流母线电压的一半 E_d 为单位长度，画出变频器不同输出状态时的电压矢量图，图 13a 是变频器输出 PNN 状态时的空间电压矢量图，合成空间电压矢量 $\vec{V}_A = 2E_d \angle 0^\circ$ ，图 13b 是变频器在输出 PCN 状态时的空间电压矢量图，合成空间电压矢量 $\vec{V}_B = \sqrt{3}E_d \angle 30^\circ$ 。

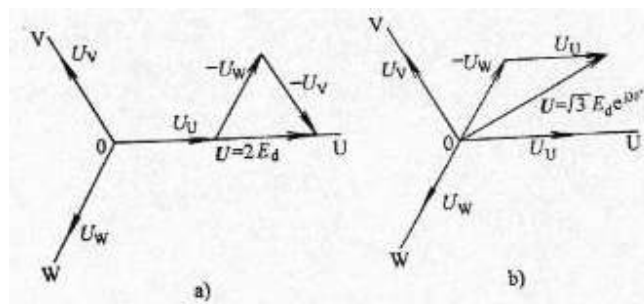


图 13 不同状态下的空间电压矢量

a) PNN 状态时矢量 b) PCN 状态时矢量

依次可以画出对应表 2 中 27 种开关模式的 27 个空间矢量，把这些空间矢量综合为一体，就得到图 14 所示的菱形空间电压矢量图(图中括弧内依次为 U, V, W 相的输出状态)。其中，PCC 和 CNN，PPC 和 CCN，CPC 和 NCN，CPP 和 NCC，CCP 和 NNC，PCP 和 CNC 分别对应的空间矢量是一样的，PPP，NNN，CCC 都对应零矢

量，所以菱形空间电压矢量图中有 19 个独立的空间电压矢量，其中一个为零矢量。除了零矢量外，18 个空间矢量把圆周 360 度分为 12 个小区间，每个区间占 30 度空间角度。

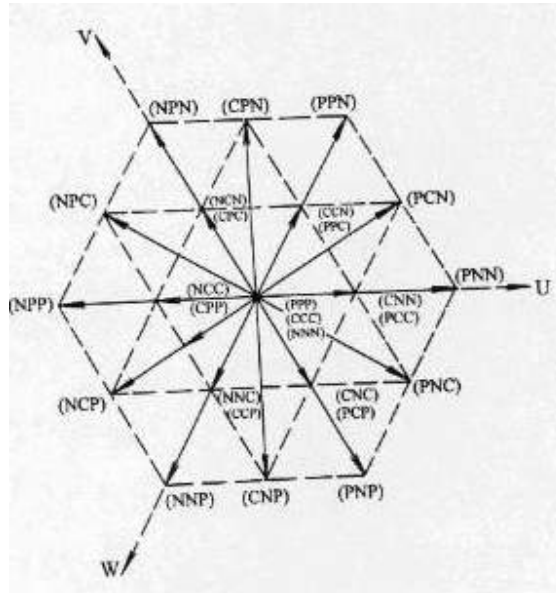


图 14 菱形空间电压矢量图

电压空间矢量控制的基本原理就是用三电平变频器所具有的菱形矢量图中矢量组合去逼近系统所需要的电压矢量轨迹(稳态时为圆形)。三电平 PWM 的控制指令是主控系统根据 V/f 控制或者矢量控制等控制策略得到的空间电压矢量给定值 $\vec{V}_i = r(\theta)$ ，它以某一角速度在空间旋转，其幅值正比于输出电压幅值，其旋转角频率正比于输出电压频率。

对三电平变频器而言，一般在高速区采取三电平控制方式，其组合空间矢量由图 14 中 19 个空间矢量中的不同空间矢量组成；低速区采取二电平控制方式，其组合空间矢量是由图 14 中里面的内六角形矢量(CNN, PCC 等)和零矢量组合而成。

由于每种内六角形矢量都对应二种开关状态，零矢量对应三种开关状态。在这些矢量的开关状态选择时，有二个原则：一是矢量切换时，每相的状态只能从 P 到 C，C 到 N，或反着变换，不能直接从 P 到 N，或 N 到 P。二是尽量使矢量切换时状态变换次数少，以减少开关次数，降低开关损耗。

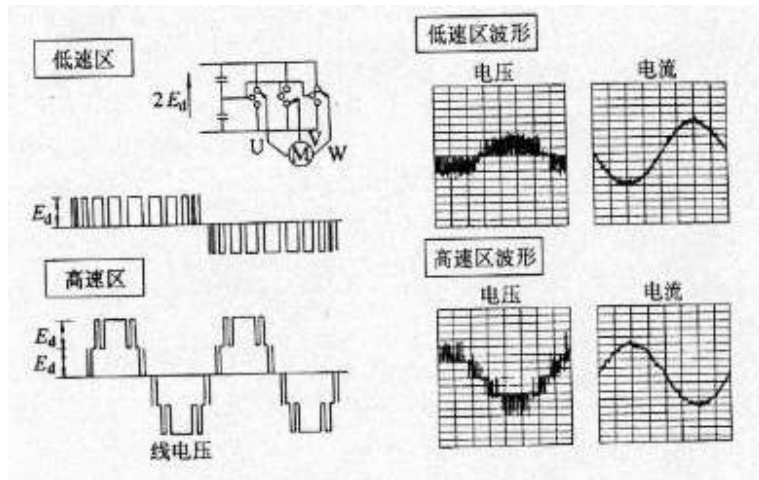


图 15 三电平变频器输出波形

1) 低速运行时电压矢量合成的数学表达式:

在低速运行的控制方式下，变频器输出电压空间矢量是由菱形中的内六角形矢量 CNN(PCC)，CCN(PPC)，NCN(CPC)，NCC(CPP)，NNC(CCP)，CNC(PCP) 中的 2 个相邻矢量与零矢量组成的，上述内六角形矢量有一个共同特征，即在每个矢量的开关模式中，P，N 状态不会同时出现，所以输出线电压电平只能为 0 或 $\pm E_d$ ，不会出现 $\pm 2E_d$ ，变频器输出线电压为 3 电平(图 15)。现只要分析从矢量 \vec{V}_1 (CNN) 位置开始到逆时针方向运行 60 度至矢量 \vec{V}_2 (CCN) 位置的区间内(见图 16)，任意位置的空间矢量的数学表达式，就可以类推其余 300 度区间电压矢量合成的数学表达式。

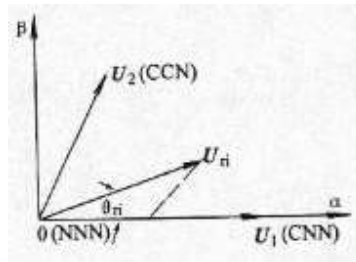


图 16 低速时空电压矢量合成

取 T 为一微小时间间隔，如一周分为 6n 个时间间隔，则 $T=1/6nf_1$ (f_1 为变频器输出频率)。现分析在 \vec{V}_1 到 \vec{V}_2 位置 60 度弧度内任意位置的矢量 \vec{V}_{n1} 的合成表达式。

定义电压利用率 m 为输出线电压峰值与直流母线电压一半的比值

$$m = \frac{\sqrt{3}U_m}{E_d} \quad (0 < m < 1) \quad E_d \text{ 为一半的直流母线电压, } U_m \text{ 为输出相电压峰值}$$

$$\text{所以 } |\vec{V}_{n1}| = \frac{3}{2}U_m = \frac{\sqrt{3}}{2}mE_d$$

当 $m=1$ 时，合成空间矢量幅值达到最大值，为 $\frac{\sqrt{3}}{2}E_d$ ，输出相电压峰值为 $E_d/\sqrt{3}$ ，输出线电压峰值为 E_d 。

\vec{V}_{ri} 是由 \vec{V}_1 (CNN) 在 T 时间段内作用 T_1 和 \vec{V}_2 (CCN) 作用 T_2 ，和零矢量(可选 CCC 或 NNN)作用 T_0 合成的，

则可得： $\vec{V}_{ri} = \frac{T_1}{T}\vec{V}_1 + \frac{T_2}{T}\vec{V}_2$ ，将 \vec{V}_{ri} 沿 α 轴及 β 轴分解可得：

$$T_1|\vec{V}_1| + T_2|\vec{V}_2|\cos 60^\circ = T|\vec{V}_{ri}|\cos \theta_{ri}$$

$$T_2|\vec{V}_2|\sin 60^\circ = T|\vec{V}_{ri}|\sin \theta_{ri}$$

$$|\vec{V}_1| = |\vec{V}_2| = E_d$$

解得 \vec{V}_1 (CNN) 作用时间 $T_1 = mT \sin(60^\circ - \theta_{ri})$

\vec{V}_2 (CCN) 作用时间 $T_2 = mT \sin \theta_{ri}$

零矢量(CCC 或 NNN)作用时间 $T_0 = T - T_1 - T_2 = T[1 - m \sin(\theta_{ri} + 60^\circ)]$

或者取 \vec{V}_1 (PCC)， \vec{V}_2 (PPC) 和零矢量(CCC 或 PPP)按上述时间进行组合，结果一样。

2) 高速运行时电压矢量合成的数学表达式：

在高速运行的控制方式下，电机在三电平控制方式下运行。只要分析从矢量 \vec{V}_1 (PNN) 位置开始到逆时针方向运行 30 度至矢量 \vec{V}_2 (PCN) 位置的区间内，任意位置空间矢量的数学表达式，就可以类推其余 330 度区间电压矢量合成的数学表达式。高速运行时组成矢量对应的开关模式中，P，N 状态会在一个矢量中同时出现，说明输出线电压的电平除了 0， $\pm E_d$ 外，还会出现 $\pm 2E_d$ ，输出线电压为 5 电平(图 15)。

取 T 为一微小时间间隔，如一周期分为 $12n$ 个时间间隔，则 $T=1/12nf_1$ (f_1 为变频器输出频率)。

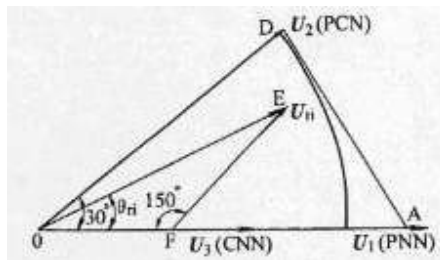


图 17 高速时空间电压矢量合成
定义电压利用率 m 为输出线电压峰值与直流母线电压比值

$$m = \frac{\sqrt{3}U_m}{2E_d} \quad (0.5 < m < 1)$$

$$\text{所以 } |\vec{V}_{ri}| = \frac{3}{2}U_m = \sqrt{3}mE_d$$

当 $m=1$ 时，合成空间矢量幅值达到最大值，为 $\sqrt{3}E_d$ ，输出相电压峰值为 $2E_d/\sqrt{3}$ ，输出线电压峰值为 $2E_d$ 。

作 FE 平行 OD，在 $\triangle OFE$ 中，用正弦定律可得：

$$\frac{|\vec{FE}|}{\sin \theta_{ri}} = \frac{|\vec{V}_{ri}|}{\sin 150^\circ} = \frac{|\vec{OF}|}{\sin(30^\circ - \theta_{ri})}$$

$$\text{则 } |\vec{FE}| = 2\sqrt{3}mE_d \sin \theta_{ri}$$

$$|\vec{OF}| = 2\sqrt{3}mE_d \sin(30^\circ - \theta_{ri})$$

\vec{FE} 是 \vec{V}_2 (PCN) 在 T 时间间隔内作用 T_2 时间段形成的， $|\vec{V}_2| = \sqrt{3}E_d$

$$\text{所以 } |\vec{FE}| = \frac{T_2}{T} |\vec{V}_2| = \frac{T_2}{T} \sqrt{3}E_d$$

可解得 \vec{V}_2 的作用时间 $T_2 = 2mT \sin \theta_{ri}$

\vec{OF} 是 \vec{V}_1 (PNN) 与 \vec{V}_3 (CNN 或 PCC) 和零矢量共同作用的结果。

$$|\vec{V}_1| = 2E_d, \quad |\vec{V}_3| = E_d$$

当 $|\vec{OF}| < |\vec{V}_3|$ 即 $2\sqrt{3}m \sin(30^\circ - \theta_{ri}) < 1$ 时，

\vec{OF} 可以由 \vec{V}_3 (选 PCC) 与零矢量合成，即

$$|\vec{OF}| = \frac{T_3}{T} |\vec{V}_3| = \frac{T_3}{T} E_d, \quad \text{解得 } \vec{V}_3 \text{ 矢量作用时间 } T_3 = 2\sqrt{3}mT \sin(30^\circ - \theta_{ri})$$

零矢量(选 CCC)作用时间 $T_0 = T - T_2 - T_3 = T[1 - 2m \sin(60^\circ - \theta_{ri})]$

当 $|\vec{OF}| > |\vec{V}_3|$ 即 $2\sqrt{3}m \sin(30^\circ - \theta_{ri}) > 1$ 时，

\vec{OF} 可由 \vec{V}_1 与零矢量合成，也可由 \vec{V}_1 与 \vec{V}_3 合成，但相比之下，后者的开关次数更少，所以选择 \vec{V}_1 与 \vec{V}_3 合成。

$$|\vec{OF}| = \frac{T_1}{T} |\vec{V}_1| + \frac{T_3}{T} |\vec{V}_3| = \frac{T_1}{T} 2E_d + \frac{T_3}{T} E_d$$

$$\text{又 } T_1 + T_3 = T - T_2 = T(1 - 2m \sin \theta_{ri})$$

$$\text{解得 } \vec{V}_1 \text{ 矢量作用时间 } T_1 = T[2m \sin(60^\circ - \theta_{ri}) - 1]$$

$$\vec{V}_3 \text{ 矢量作用时间 } T_3 = 2T[1 - m \sin(\theta_{ri} + 60^\circ)]$$

综合得，

当 $2\sqrt{3}m\sin(30^\circ - \theta_{ri}) < 1$ ，空间矢量由 \vec{V}_2 ， \vec{V}_3 和零矢量合成，

\vec{V}_2 (PCN) 作用时间 $T_2 = 2mT \sin \theta_{ri}$

\vec{V}_3 (PCC) 作用时间 $T_3 = 2\sqrt{3}mT \sin(30^\circ - \theta_{ri})$

零矢量 (选 CCC) 作用时间 $T_0 = T[1 - 2m\sin(60^\circ - \theta_{ri})]$

当 $2\sqrt{3}m\sin(30^\circ - \theta_{ri}) > 1$ ，空间矢量由 \vec{V}_2 ， \vec{V}_1 和 \vec{V}_3 合成，

\vec{V}_2 (PCN) 作用时间 $T_2 = 2mT \sin \theta_{ri}$

\vec{V}_1 (PNN) 作用时间 $T_1 = T[2m\sin(60^\circ - \theta_{ri}) - 1]$

\vec{V}_3 (PCC 或 CNN) 作用时间 $T_3 = 2T[1 - m\sin(\theta_{ri} + 60^\circ)]$

三电平变频器的中点电位是通过两组容量较大且相等的滤波电容分压得到的，在实际运行过程中，两组电容电压很难保证绝对相等，导致中心点电位偏移，这样会影响输出电压的对称性，且提高对功率器件耐压的要求。为此，在控制时要采取措施抑制中心点电位的偏移，在此由于篇幅所限，不再赘述。

2.3 PWM 整流器

目前，大多数 PWM 电压源型变频器都采用二极管整流电路，存在较大的输入谐波电流，除非采用多重化 (比如 12 脉冲以上)，否则必须采取谐波滤波器等措施。如果整流部分也采用由全控型电力电子器件构成 PWM 型整流电路，其结构与逆变电路基本对称，如图 18 所示，这样整流器输出直流电压连续可调，输入电流谐波失真低，电流波形接近正弦波，输入功率因数可调，也可等于 1，且能量可双向流动。但相对于二极管整流电路而言，这种结构比较复杂，成本较高，而且效率也低于普通二极管整流电路，所以一般只用在轧机，卷扬机等要求四象限运行和较高动态性能等二极管整流结构无法实现的场合，取代传统的交交变频器。对风机，水泵等普通负载，还是适合采用多重化的二极管整流电路。

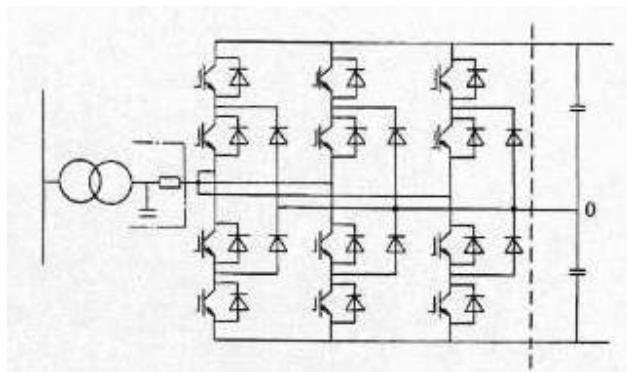


图 18 三电平 PWM 整流器

能量可以回馈电网，则系统可以四象限运行。输入谐波低，可不必使用外加谐波吸收装置。功率因数可调，可以调节到 1，节省无功补偿电路，也可调节成超前的功率因数，对电网起到部分无功补偿的作用。

功率因数 $\cos \varphi = v \cos \alpha$ ，其中 v 为基波因数，是基波电流有效值和总电流有效值之比， $\cos \alpha$ 为位移因数，或基波功率因数，取决于基波电流相对于基波电压的相移。

在工业场合，前者主要是由于采用各种变流器后产生的谐波电流失真引起的，后者主要是由于采用大量电感性负载，如异步电机引起的。所以功率因数的控制要从上述二方面入手。

由于采用了三电平 PWM 整流电路，整流器三相输入端和三电平变频器三相输出端具有相似的电压波形，输入侧的电感(也有用高阻抗输入变压器的漏感代替的，比如变压器设计为 20%的漏感)能起到很好的滤波作用，对高次谐波电流的抑制作用尤为明显，输入电流谐波失真为 3%左右。有些方案，除了电感，还加上电容，组成 LC 滤波电路，输入谐波电流失真可达 1%以下。在降低输入谐波同时，还解决了由于输入电流畸变引起的功率因数下降问题。

对于位移功率因数的控制，则是通过图 19 所示的功率因数控制电路实现的。通过锁相环电路 PLL，得到电网三相电压合成空间矢量 \vec{V}_s 的位置角信号 θ ，采取类似矢量控制中磁场定向的办法，将输入电流空间矢量按电网电压空间矢量位置(参考坐标)进行定向，在电网电压矢量同步旋转坐标系上，将输入电流矢量 \vec{I}_s 分解为与电网电压矢量同向和与之垂直的二个分量，前者代表输入电流的有功分量，后者代表无功分量。在图中，直流母线电压给定信号 E_d^* 与直流母线电压反馈信号 E_d ，经过直流母线电压调节器 AVR，输出电流有功分量的给定值 I_p^* (通过调节输入电流的有功分量，即可调节直流母线电压)，该给定值与根据实际检测得到的电流经坐标变换得到的电流有功分量反馈值 I_p 进行比较，经过电流调节器 ACR，输出 V_p 。电流无功分量的给定值 I_q^* 与根据实际检测电流经过坐标变换得到的电流无功分量反馈值 I_q 进行比较，经电流调节器 ACR，得到 V_q 。 V_p 和 V_q ，经过电压矢量计算，得到整流器输入的空间电压矢量 \vec{V}_c ，控制整流器功率开关的动作。

当 $I_q^*=0$ 时，控制输入功率因数为 1；当 I_q^* 为恒定值时，为恒无功功率控制模式；当 I_q^* 跟随 I_p^* 成正比变换，其比值保持恒定时，可实现恒功率因数控制方式。

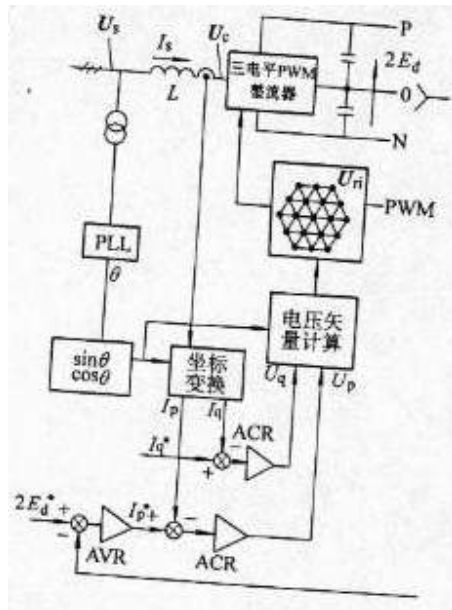


图 19 输入功率因数控制原理

2.4 三电平变频器的派生方案

三电平变频器的概念还可扩展到多电平，比如图 20 所示的即为采用二极管箝位结构的五电平变频器，其原理与三电平变频器大同小异，输出电压台阶数更多，波形更好，在相同器件耐压下，可输出更高的交流电压，适合做成更高电压等级的变频器，但器件的数量和系统的复杂性也大大增加了。

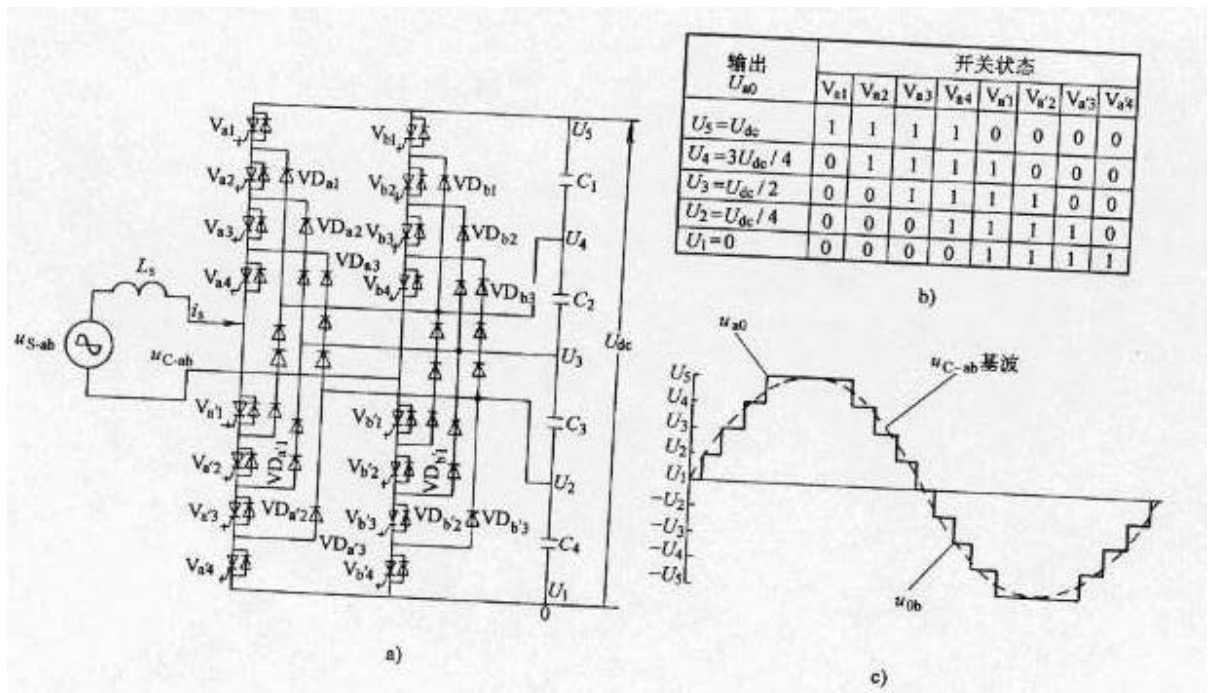


图 20 二极管箝位式五电平变频器

除了前面提到的采用二极管箝位式的三电平或多电平变频器，还有采用电容飞跨箝位式的多电平变频器，如图 21 所示，限于篇幅，详细原理不再介绍。

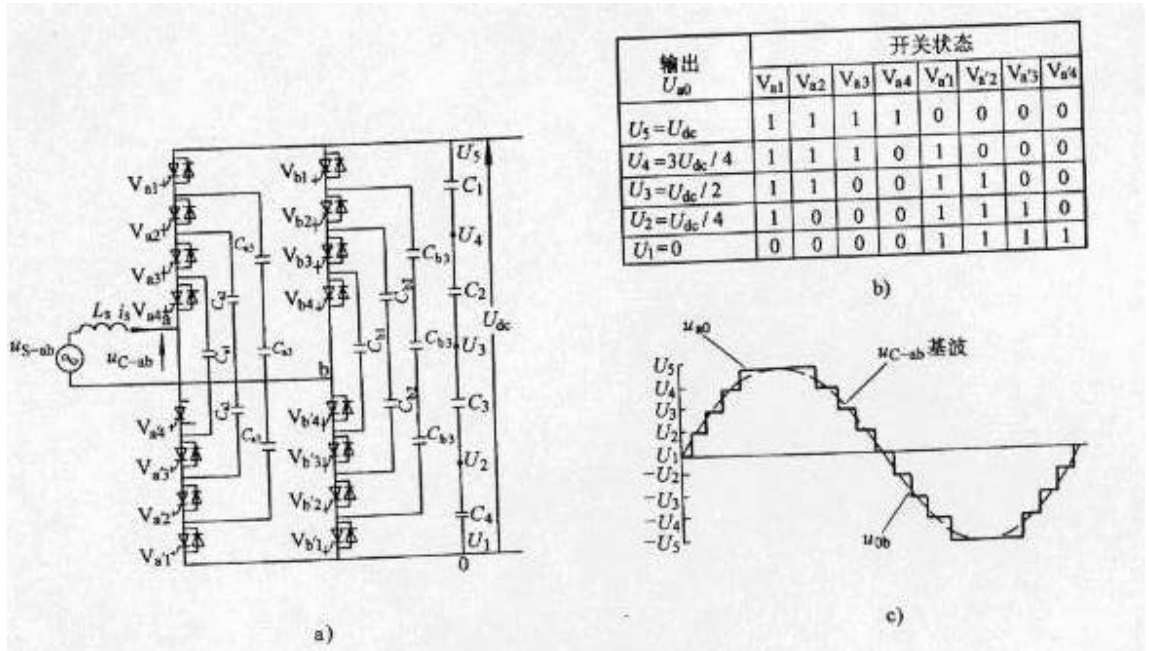


图 21 电容飞跨箝位式五电平变频器

3 单元串联多电平 PWM 电压源型变频器

单元串联多电平 PWM 电压源型变频器采用若干个低压 PWM 变频功率单元串联的方式实现直接高压输出。该变频器具有对电网谐波污染小，输入功率因数高，不必采用输入谐波滤波器和功率因数补偿装置。输出波形好，不存在谐波引起的电机附加发热和转矩脉动，噪音，输出 dv/dt，共模电压等问题，可以使用普通的异步电机。

3.1 单元串联多电平变频器原理

单元串联多电平变频器采用若干个独立的低压功率单元串联的方式来实现高压输出，其原理如图 22a 所示。6KV 输出电压等级的变频器主电路结构如图 22b。电网电压经过副边多重化的隔离变压器降压后给功率单元供电，功率单元为三相输入，单相输出的交直交 PWM 电压源型逆变器结构(图 22c)，相邻功率单元的输出端串接起来，形成 Y 接结构，实现变压变频的高压直接输出，供给高压电动机。每个功率单元分别由输入变压器的一组副边供电，功率单元之间及变压器二次绕组之间相互绝缘。

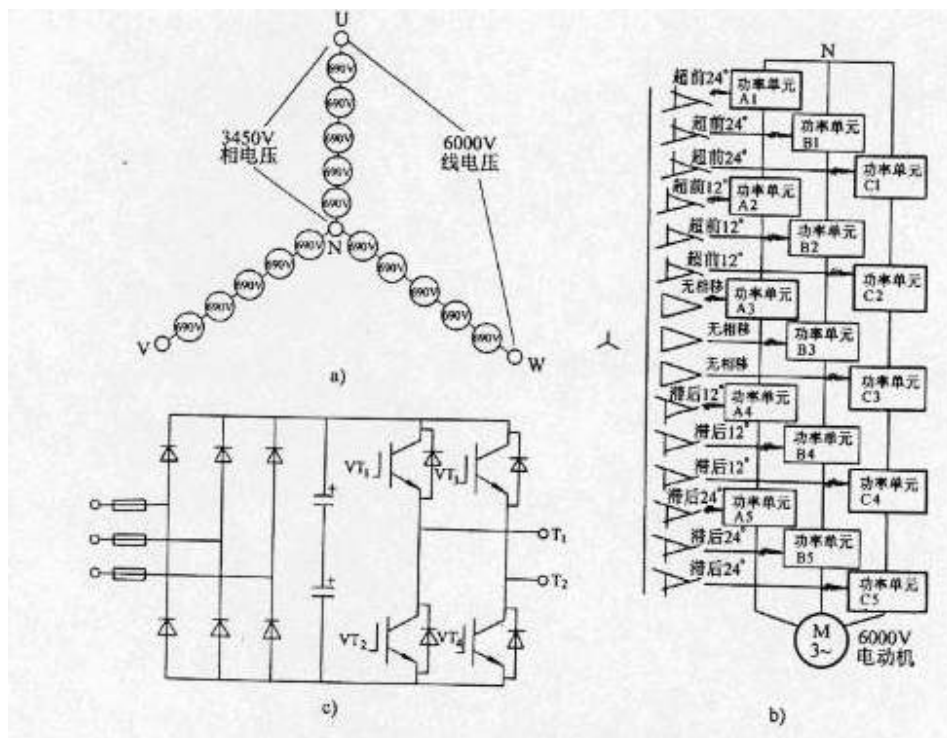


图 22 单元串联多电平变频器

a) 电压迭加原理 b) 主电路结构 c) 功率单元结构

对于额定输出电压为 6KV 的变频器，每相由 5 个额定电压为 690V 的功率单元串联而成，输出相电压最高可达 3450V，线电压可达 6KV 左右，每个功率单元承受全部的输出电流，但只提供 1/5 的相电压和 1/15 的输出功率。当每相由 3 个额定电压为 480V 的功率单元串联时，变频器输出额定电压为 2300V，当每相由 4 个额定电压为 480V 的功率单元串联时，变频器输出额定电压为 3300V，当每相由 5 个额定电压为 480V 的功率单元串联时，变频器输出额定电压为 4160V，当每相由 5 个额定电压为 1275V 的功率单元串联时，变频器输出额定电压为 10KV 左右。所以，单元的电压等级和串联数量决定变频器输出电压，单元的电流额定决定变频器输出电流。由于不是采用传统的器件串联的方式来实现高压输出，而是采用整个功率单元串联，所以不存在器件串联引起的均压问题。这种变频器的一个发展方向是采用额定电压较高的功率单元，比如额定电压为 1275V 的单元，单元内可采用 3300V 的 IGBT，以达到在满足输入，输出波形质量要求的前提下，尽量减少每相串联单元的个数，降低成本。

输入变压器实行多重化设计，以达到降低输入谐波电流的目的。以 6KV 变频器为例，变压器的 15 个副边，采用延边三角形接法，分为 5 个不同的相位组，互差 12° 电角度，形成 30 脉冲的二极管整流电路结构，所以理论上 29 次以下的谐波都可以消除，输入电流波形接近正弦波，总的谐波电流失真可低于 1%，见图 23。即使对于每相 3 个功率单元串联的结构(2300V 电压等级)，整流电路是 18 脉冲结构，输入谐波电流失真也在 3% 以下。在变压器副边分配时，组成同一相位组的每三个副边，分别给分属于电机三相的功率单元供电，这样，即使在电机电流出现不平衡的情况下，也能保证各相位组的电流基本相同，达到理想的谐波抵消效果。这种变频器不加任何谐波滤波

器就可以满足供电部门对电压和电流谐波失真的要求。由于采用二极管整流的电压源型结构，电机所需的无功功率可由滤波电容提供，所以输入功率因数较高，基本可保持在 0.95 以上，不必采用功率因数补偿装置。

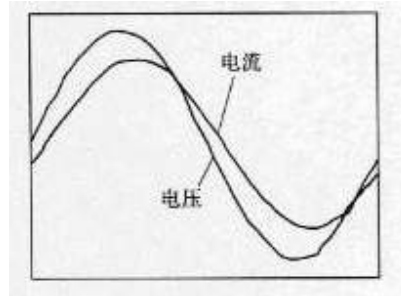


图 23 单元串联多电平变频器输入波形

逆变器输出采用多电平移相式 PWM 技术，同一相的功率单元输出相同幅值和相位的基波电压，但串联各单元的载波之间互相错开一定电角度，实现多电平 PWM，输出电压非常接近正弦波。图 24 为一 6KV 电压等级变频器的输出电压和电流波形。每个电平台阶只有单元直流母线电压大小， dv/dt 很小，使得电机绝缘不会受到影响。功率单元采用较低的开关频率，以降低开关损耗，且可以不用浪涌吸收电路，提高变频器的效率。由于采取多电平移相式 PWM，等效输出开关频率很高，且输出电平数增加，可大大改善输出波形，降低输出谐波，谐波引起的电机发热，噪音和转矩脉动都大大降低。所以这种变频器对电机没有特殊的要求，可用于任何普通的高压电机，也可用于旧电机，且不必降额使用。由于输出 dv/dt 很低，不会产生输出电缆较长时行波反射引起浪涌电压增加造成电机绝缘破坏问题，所以对变频器输出至电机之间的电缆长度没有特殊限制。

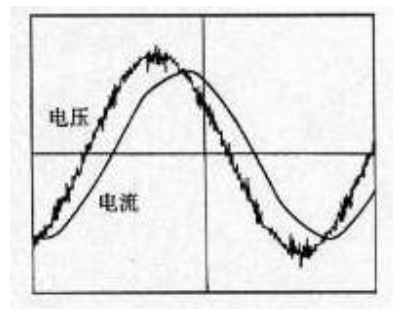


图 24 单元串联多电平变频器输出波形

与采用高压器件直接串联的变频器相比，采用这种主电路拓扑结构会使器件的数量增加，对于 6KV 变频器，共使用 60 个低压 IGBT，但低压 IGBT 门极驱动功率较低，其峰值驱动功率不到 5W，平均驱动功率不到 1W，驱动电路非常简单。由于开关频率很低，且不必采用均压电路和浪涌吸收电路，所以系统在效率方面仍具有较大的优势，变频器效率可达 98.5% 以上，包括输入变压器和变频器的总体效率一般可高达 97%。由于功率单元采用电容滤波的电压源型结构，变频器可以承受 30% 的电源电压下

降而继续运行(降额运行),并且在电网瞬时断电5个周期内还能满载运行。功率单元中采用目前低压变频器中广泛使用的低压IGBT功率模块,技术成熟,可靠。

由于采用二极管不可控整流电路结构,所以变频器对浪涌电压的承受能力较强,雷击或开关操作引起的浪涌电压可以经过变压器(变压器的阻抗一般为8%左右),产生浪涌电流,经过功率单元的整流二极管,给滤波电容充电,滤波电容足够吸收进入到单元内的浪涌能量。另外,变压器原边安装了压敏电阻浪涌吸收装置,起到进一步保护作用。而一般的电流源型变频器,输入阻抗很高,对浪涌电压的吸收效果就远远不如电压源型变频器。

功率单元与主控系统之间通过光纤进行通讯,以解决强弱电之间的隔离问题和干扰问题。功率单元采用模块化结构,所有的功率单元可以互换,维修也比较方便,每个单元只有3个输入,2个输出电气连接端和一个光纤插头与系统连接,所以功率单元的更换十分方便。采用功率单元自动旁路技术可使变频器在功率单元损坏的情况下继续运行(降额运行),大大提高系统的可靠性。若采用冗余功率单元设计方案,即使在功率单元损坏的前提下,还能满载运行。由于采用二极管整流电路,所以能量不能回馈电网,不能四象限运行,主要应用领域为风机和水泵。如需要应用于要求能量回馈的场合,需要把整流桥采用IGBT做PWM整流,但成本会大大提高。

3.2 多重化整流电路

将几个桥式整流电路多重联结可以减少输入谐波电流,采用自换相整流电路可以提高位移功率因数。本变频器采用的就是多重化联结的自换相整流电路。多重化输入变压器的设计方法很多,下面介绍其中一种多重化的原理。

在下面分析中不考虑变压器漏抗引起的重叠角,并且假设整流变压器各绕组的线电压之比为1:1。为了分析方便,假定直流环节电流为恒定值,这个条件一般在电流源型变频器中近似成立,在电压源型变频器中,直流环节电流则为脉动状。

1 移相 30° 构成的12脉冲整流电路 图25是这种电路的原理图,整流变压器二次绕组分别采用星形和三角形联结,构成相位差 30° ,大小相等的两组电压,接到二组整流桥。因绕组联结不同,变压器一次绕组和两组二次绕组的匝比如图所示,为 $1:1:\sqrt{3}$ 。

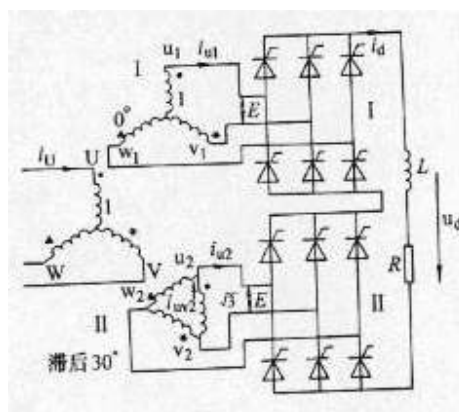


图 25 12 脉冲整流电路结构

图 26 为该电路输入电流波形图。其中图 c 的 i_{ab2}' 在图中未标出，它是第 II 组整流桥 i_{ab2} 折算到变压器一次侧 A 相绕组中的电流。图 d 的中输入电流 i_A 为图 a 的 i_{a1} 和图 c 的 i_{ab2}' 之和。

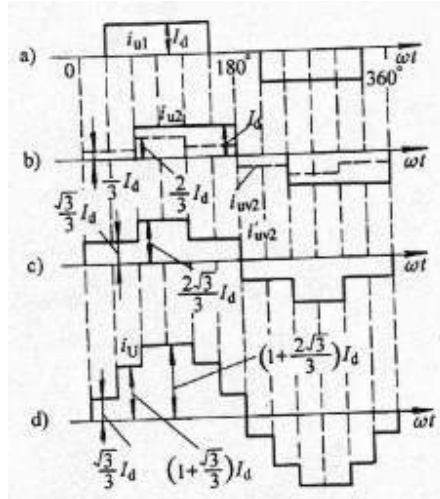


图 26 12 脉冲整流电路电流波形

对图 26 波形 i_A 进行傅利叶分析，可得其基波幅值 A_1 和 n 次谐波幅值 A_n 分别如下：

$$A_1 = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d$$

$$A_{12k\pm 1} = \frac{1}{12k \pm 1} \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d \quad (k=1, 2, 3, \dots)$$

即输入电流谐波次数为 11, 13, 23, 25, 35, 37, ...。其幅值与次数成反比而降低。

该电路的其它特性如下：

输入电流有效值 $I_1 = 1.577 I_d$

输入电流总畸变率 $THDi = 0.1522$

位移因数 $\cos \varphi_1 = \cos \alpha$

基波因数 $\nu = (A_1 / \sqrt{2}) / I_1 = 0.9886$

功率因数 $\lambda = \nu \cos \varphi_1 = 0.9886 \cos \alpha$

2 移相 20° 构成的 18 脉冲整流电路 图 27 是其电路图，其中整流桥采用简化画法。对于整流变压器来说，采用星形，三角形联结组合无法移相 20° ，这里第 I, III 绕组采用了延边三角形曲折联结。这种连接的每相由对应于一次侧不同相的绕组串联而成，改变所取绕组的匝比可以实现任意角度的相移。以一次侧每相绕组为 1 时，通过求解图 27 中第 I 组桥 a_1 相绕组的三角形可得图中绕组 W_x, W_y 的匝数分别为

$$N_x = \frac{\sin 20^\circ}{\sin 120^\circ} = 0.395$$

$$N_y = \frac{\sin 40^\circ}{\sin 120^\circ} = 0.742$$

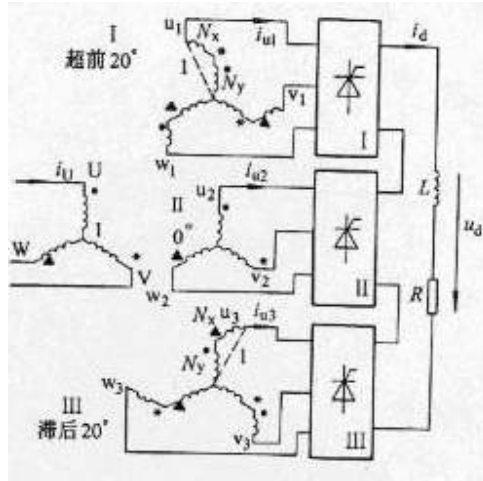


图 27 18 脉冲整流电路结构

图 28 为整流变压器一次侧输入电流波形 i_A ，其基波和谐波幅值分别为：

$$A_1 = \frac{6\sqrt{3}}{\pi} I_d$$

$$A_{12k\pm 1} = \frac{1}{18k \pm 1} \frac{6\sqrt{3}}{\pi} I_d \quad (k=1, 2, 3\dots)$$

即输入电流谐波次数为 17, 19, 35, 37, 53, 55, ...。其幅值与次数成反比而降低。

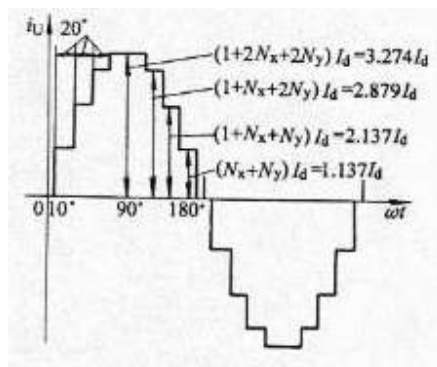


图 28 18 脉冲整流电路输入电流波形

该电路的其它特性如下：

输入电流有效值 $I_1 = 2.351 I_d$

输入电流总畸变率 $THDi = 0.1011$

位移因数 $\cos \varphi_1 = \cos \alpha$

基波因数 $\nu = (A_1/\sqrt{2})/I_1 = 0.9949$

功率因数 $\lambda = \nu \cos \varphi_1 = 0.9949 \cos \alpha$

所以，通过两个相角差 30° 的变压器绕组分别供电的两个三相整流电路可构成 12 脉冲整流电路，其网侧电流仅含 $12k \pm 1$ 次谐波，类似地，通过依次相差 20° 的三个变压器绕组分别供电给三个三相整流桥就可获得 18 脉冲整流电路，其网侧电流仅含 $18k \pm 1$ 次谐波；通过依次相差 15° 的四个变压器绕组分别供电给四个三相整流桥就可获得 24 脉冲整流电路，其网侧电流仅含 $24k \pm 1$ 次谐波；通过依次相差 12° 的五个变压器绕组分别供电给五个三相整流桥就可获得 30 脉冲整流电路，其网侧电流仅含 $30k \pm 1$ 次谐波。

作为一般规律，以 m 个相位依次相差 $\pi/3m$ 的变压器绕组分别供电给 m 个三相整流桥就可获得 $6m$ 脉冲整流电路，其网侧电流仅含 $6mk \pm 1$ 次谐波，而且各次谐波的有效值与其谐波次数成反比，而与基波有效值的比值是谐波次数的倒数。另外，其位移功率因数均为 $\cos \alpha$ ，不随整流脉冲数的增加而提高，但基波因数随着整流脉冲数的提高而提高，所以总体输入功率因数也跟着提高。对于二极管不可控整流电路而言，相电流相对于相电压的滞后角 α 一般小于 15° ，对应的位移功率因数大于 0.966，所以采用多重化 (18 脉冲以上) 的二极管整流电路，输入功率因数基本上保持在 0.95 以上。

3.3 多电平移相式 PWM 控制

功率单元结构如图 22c 所示，变压器二次绕组经过熔断器，到三相二极管整流桥的输入侧，整流后经滤波电容滤波形成直流母线电压，由于输入变压器阻抗设计较大，所以直流环节不必设置低压变频器那样的预充电限流电阻。当功率单元额定电压为 690V 时，直流母线电压为 900V 左右。逆变器由 4 个耐压为 1700V 的 IGBT 模块组成 H 桥式单相逆变电路，通过 PWM 控制，在 T1 和 T2 两端得到变压变频的交流输出，输出电压为单相交流 0-690V，频率 0-50Hz (根据电机的额定频率，可以相应调整，最高达 120Hz)。对于额定电压为 480V 的功率单元，直流母线电压为 600V 左右，可采用 1200V 的 IGBT 模块。对于额定电压为 1275V 的功率单元，直流母线电压为 1800V 左右，可采用 3300V 的 IGBT 模块。

根据功率单元逆变电路结构可知，每个功率单元存在 4 种不同的开关组合：Q1 和 Q4 同时导通，T1, T2 之间输出正的直流母线电压，Q2 和 Q3 同时导通，输出负的直流母线电压，Q1 和 Q3 同时导通，或者 Q2 和 Q4 同时导通，输出电压为 0。所以，4 种不同的开关状态，输出 3 种不同的电平，分别为 +VDC, 0 和 -VDC。实际上，为了防止同一桥臂上下管子同时导通，必须设定互锁延时，即存在一定的死区时间，在死区时间内，上下桥臂 IGBT 均处于截止状态，输出电压由输出电流的方向决定 (电流方向决定电流流经哪个续流二极管，从而决定输出电压极性)，严格来说，此时输出电压处于不可控状态，当然也不外乎上述三种电平。由于单元内 PWM 的载波频率较低，所以死区电压引起的误差占的比例很小，可以忽略不计，不必采用象低压变频器那样的死区电压误差补偿电路。

对于 2300V 电压等级的变频器，每相由三个功率单元串联而成，串联而成的相电压共有 7 个不同的电平：0, $\pm VDC$, $\pm 2VDC$, $\pm 3VDC$ 。对于 6KV 电压等级的变频器，则有 0, $\pm VDC$, $\pm 2VDC$, $\pm 3VDC$, $\pm 4VDC$, $\pm 5VDC$ 共 11 种电平，而对应的线电压则有 21 个

电平，如图 29 所示。而一般的三电平变频器输出相电压仅有 3 种电平。输出电压电平数越多，输出电压波形越接近正弦波。

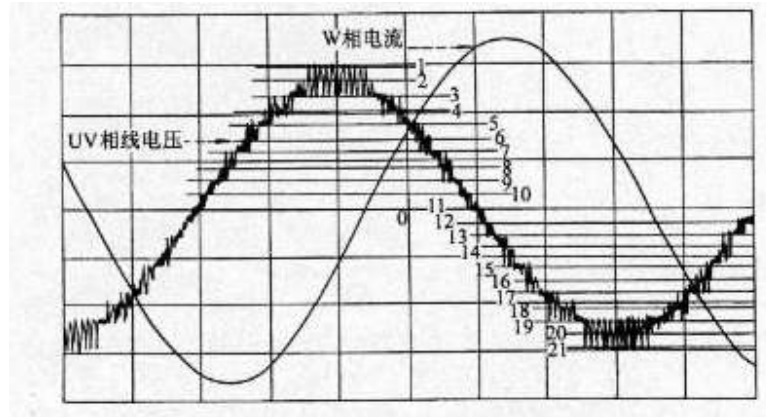


图 29 6KV 单元串联多电平变频器输出线电压电平

在 PWM 调制时，采取移相式 PWM，同一相中各串联功率单元的载波信号错开一定的电角度，使得迭加以后输出电压的等效开关频率大大增加。对于 6KV 的变频器，当每个单元的 PWM 载波频率为 600HZ 时，输出相电压的等效开关频率为 6KHZ，输出波形等效开关频率的提高，有助于改善输出电压波形，降低电流谐波。由图 24 所示的输出电压和电流波形可知，电流波形的正弦度非常高。输出电压的谐波分量中，低次谐波含量很小，谐波主要集中在与输出等效开关频率对应的高频范围。图 30 显示了 6KV 变频器在满载时的输出电压频谱，谐波主要集中在 6KHZ 左右范围内，且都在 -25DB 以下。从基波到 4500HZ 的频率范围内，谐波幅值都在 -45DB 以下。电机绕组电感的感抗与频率成正比，所以高次谐波电压很难形成谐波电流，电感本身起到了很好的低通滤波作用，输出总谐波电流失真基本在 1%以内。

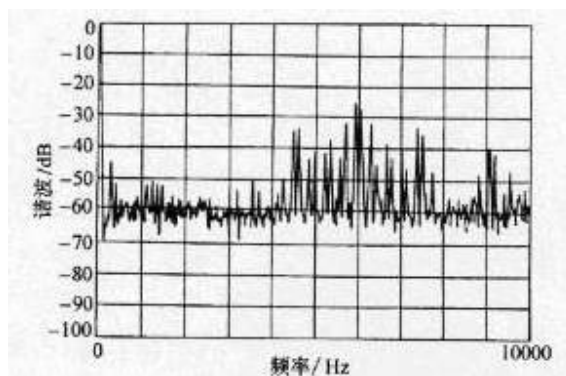


图 30 单元串联多电平变频器输出电压频谱

下面以 2300V 电压等级的变频器为例，分析多电平 PWM 控制原理。

由于每相由 3 个功率单元串联而成，根据图 31，采用 3 对(每对含正反相信号)依次相移为 120° 的三角载波和参考波进行调制，参考波由主控系统给出。RU 表示 U 相的参考波形，载波频率为 600HZ，当输出参考波频率为 60HZ 时，每个参考波周期内刚好

有 10 个载波波形。L1 为 RU 与第一个载波(无相移)比较结果, 当 RU 大于载波时, L1 为高电平, RU 小于载波时, L1 为低电平。L1 用来控制 U 相第一功率单元中左桥臂 IGBT Q1, Q2 的通断, L1 为高电平时, Q1 导通, Q2 截止, T1 为正直流母线电位, L1 为低电平时, Q1 截止, Q2 导通, T1 为负直流母线电位。RU 和第一个载波的反向信号比较产生的 R1 用于控制 Q3, Q4 的通断, 当 RU 大于反向载波时, R1 为低电平, 反之, R1 为高电平。R1 为高电平时, Q3 导通, Q4 关断, 反之亦然。由此可决定输出电压波形, 实际上, L1 与 R1 之差, 就代表了输出端 T1 与 T2 之间的电压波形, 也即 U 相第一单元的输出电压 u_{U1} 。 u_{U1} 具有 0, +VDC 和 -VDC 三种电平。根据同样道理, u_{U2} 和 u_{U3} 分别表示 U 相的第二和第三功率单元的输出电压波形, 它们是用移相 120° 和 240° 的两对载波分别和 U 相参考波 RU 比较的结果。 u_{U1} , u_{U2} 和 u_{U3} 串联相加, 即得到 U 相的相电压输出波形 u_{UN} , u_{UN} 有 7 个不同的电平。

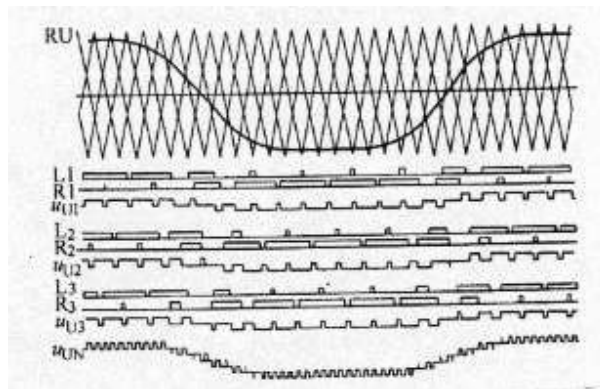


图 31 U 相电压形成

V 相和 W 相的调制采用同样的原理, 只是参考波 RV, RW 依次相移 120° 。 u_{UN} 与 u_{VN} 之差, 形成电机线电压 u_{UV} 。 应该注意的是 u_{UV} 是 U 相对单元串接后形成的中心点 N 的电压, 而不是对电机中心点的电机相电压。

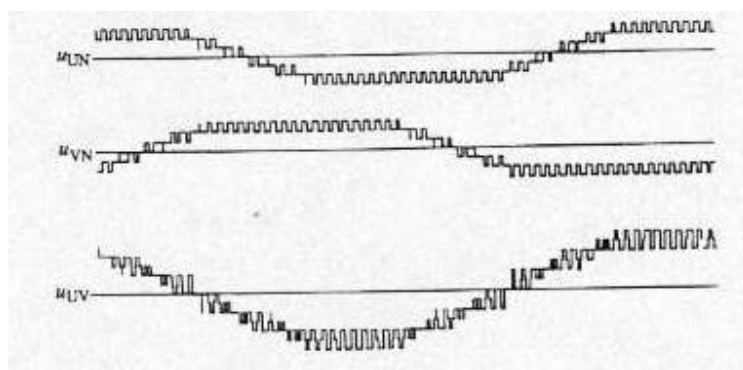


图 32 UV 线电压形成

改变参考波的幅值和频率, 即可实现变压变频的高压输出。实际上, 为了提高电压利用率, 参考波并非严格的正弦波, 而且是注入一定的谐波(比如三次谐波), 成为

“马鞍形”的波形(图 33)，以降低参考波峰值，而三次谐波电压是共模电压，电机内部不会产生电流，所以不会影响电机的运行。

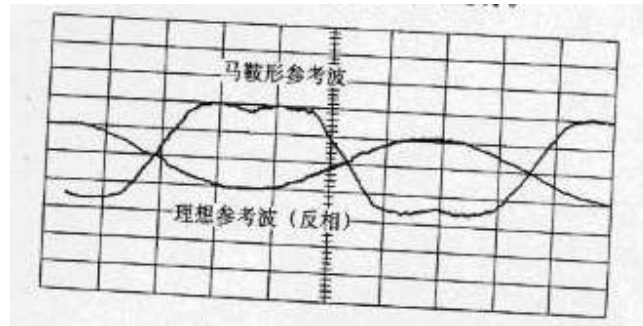


图 33 马鞍形参考电压

对于 3300V 电压等级的变频器，每相由 4 个功率单元串联而成，采用 4 对依次相移为 90° 的三角载波和参考波进行调制。对于电压等级为 4160, 6KV 和 10KV 的变频器，则采用 5 对依次相移为 72° 的三角载波。

功率单元旁路技术，是在每个功率单元输出端 T1, T2 之间并联一个双向 SCR(或反并联 2 个 SCR)，当功率单元发生故障时，封锁对应功率单元 IGBT 的触发信号，然后让 SCR 导通，保证电机电流能流过，仍形成通路。当然，为了保证三相输出电压对称，在旁路故障功率单元的同时，另外二相对应的二个功率单元也同时旁路。对于 6KV 的变频器而言，每相由 5 个功率单元串联而成，当每相 1 个单元被旁路后，每相剩下 4 个功率单元，输出最高电压为额定电压的 80%，输出电流仍可达到 100%，这样，输出功率仍可达 80%左右，对于风机，水泵等平方转矩负载而言，转速仍可达 92%以上，基本能维持生产要求，大大提高系统运行的可靠性。然后可以在生产允许的条件下，有准备地停止变频器，更换新的功率单元或对单元进行维修。如果负载十分重要，还可以进行冗余设计，安装备用功率单元。例如，对 6KV 的变频器，本来每相由 5 个功率单元串联而成，现可以设计成每相 6 个功率单元串联，正常工作时，每个单元输出电压仅为原来的 $5/6$ ，如果出现功率单元故障，一组单元(每相各一个)被旁路后，单元的输出电压恢复正常，总的输出电压仍可达到 100%，变频器还能满载运行。

在高性能控制策略方面，国际先进厂家已采用无速度传感器矢量控制和速度闭环矢量控制。能驱动同步电动机和多绕组电动机。能实现变频驱动和电网直接驱动的无扰切换(同步切换)。国内目前大部分产品为 V/F 控制。上海艾帕电力电子有限公司已在国内率先开发成功无速度传感器矢量控制高压变频器，可达到的技术指标为：调速范围 100:1，稳态转速精度 0.5%，转矩线性度 7%，转矩响应 750rad/s，转速响应 30rad/s。综合性能指标达到国际先进水平。

4 高压变频器对电网及电机的影响

4.1 高压变频器对电网的影响

本节主要从使用高压变频器后对电网的谐波污染，功率因数的影响等方面讨论高压变频器对电网的影响。变频器对电网的影响主要取决于变频器整流电路的结构和特性。

4.1.1 高压变频器对电网的谐波污染

近年来，高压变频器的应用越来越广泛，由于高压变频器容量一般较大，占整个电网的比重较为显著，所以高压变频器对电网的谐波污染问题已经不容忽视。许多场合由于采用了输入谐波电流较高的变频器，产生了严重的谐波污染问题。从本质上而言，任何高压变频器或多或少会产生谐波污染，只是程度不同而已。解决谐波污染的办法有二种：一是采取谐波滤波器，对高压变频器产生的谐波进行治理，以达到供电部门的要求，也即通常所说的“先污染，后治理”的办法，二是采用产生谐波电流较小的变频器，变频器本身基本上不对电网造成谐波污染，即所谓的“绿色”电力电子产品，从本质上解决谐波污染问题。国际上对电网谐波污染控制的标准中，应用较为普遍的是 IEEE519 -1992，我国也有相应的谐波控制标准，应用较为广泛的是国标 GB/T14549-93 《电能质量 公用电网谐波》。

图 34 为电流源型变频器中常用的 6 脉冲晶闸管电流源型整流电路结构。图 35 为该电路典型的输入波形，输入电流中含有很高的谐波分量，输入电流的 5 次谐波可达 20%，7 次谐波可达 12%(图 38)。由于晶闸管的快速换相，还会产生一定的高次谐波(相对二极管整流电路而言)，可达 35 次以上，高次谐波会对电话等通信线路产生一定的干扰。整流电路总的谐波电流失真约为 30%，所以一般要设置输入谐波滤波器。滤波器体积庞大，且影响系统的效率，额外增加投资，滤波器的设计与电网参数和负载工况都有关系，一旦参数和工况发生变化，滤波器又得重新调整，十分不便，且影响滤波效果。

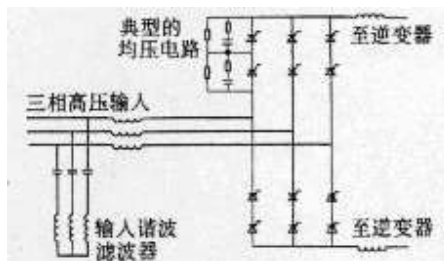


图 34 6 脉冲晶闸管整流电路

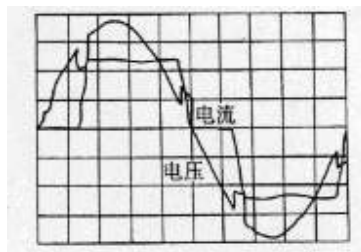


图 35 6 脉冲晶闸管整流电路输入波形

在图 36 中，整流器由二组晶闸管整流桥串联而成，分别由输入变压器的二组副边(星型和三角形，互差 30°电角度)供电。如变压器的二次侧交流电压为 2000V 时，每组整流桥能产生最高 2800V 左右的直流电压，二组整流桥串联后直流电压约为 5600V。在每组整流桥中可以采用单个额定电压为 5KV 的晶闸管，避免了器件的直接串联，这是 12 脉冲整流电路带来的一大优点。这种整流电路的另一优点是把整流电路的脉冲数由 6 提高到 12，从而大大改善了输入电流波形(图 37)，降低了输入谐波电流，总谐波电流失真约为 10%左右(图 38)。虽然 12 脉冲整流电路的谐波电流比 6 脉冲结构大大下降，但还不能达到 IEEE519-1992 标准规定的在电网短路电流小于 20 倍负载电流时总谐波电流失真小于 5%的要求。因此，一般也要安装谐波滤波装置。12 脉冲结构时采用的输入变压器还可起到承受变频器产生的绝大部分共模电压的作用，使电机绝缘不受影响。当然，变压器在设计时也要考虑能够承受原边和副边的谐波电流。

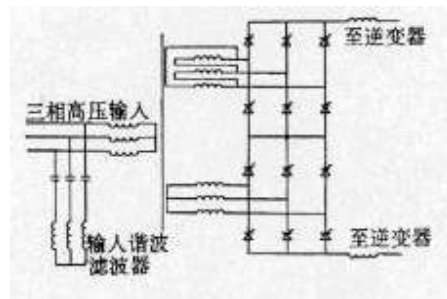


图 36 12 脉冲晶闸管整流电路

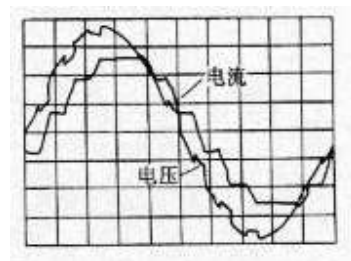


图 37 12 脉冲晶闸管整流电路输入波形

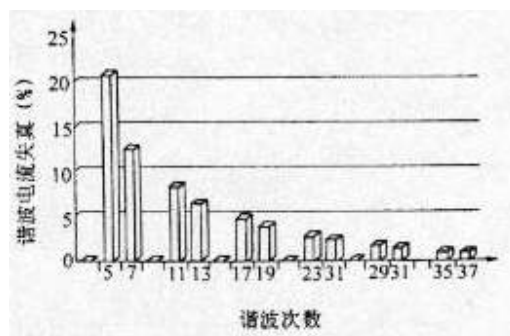


图 38 晶闸管整流电路的输入谐波电流

在电流源型变频器中，一般利用电流环通过调节晶闸管的触发角，进一步调节直流整流电压来实现对直流环节电流的闭环控制，当滤波电抗器较小时，电流脉动增加，电流环的控制作用会恶化，各个晶闸管的导通时间会不一致，这种情况下还会产生不规则的谐波分量。

图 39 显示了另一种整流电路结构，整流电路由 2 组 6 脉冲的二极管整流桥串联而成，采用大电容进行滤波，形成电压源型整流电路结构。

二极管目前工业应用最高电压为 6000 左右，二极管的正向压降很低，6000V，3700A 的二极管，正向压降可低到 1.7V。电网电压较高时，可采用二极管串联。也可采用图 39 所示的整流桥串联，在实现多重化同时，避免器件直接串联。

在整流桥输出和滤波电容之间可以串入直流电抗器，这样可以减少输入电流的谐波分量，然而也会带来弊端，影响滤波电容对变压器输入浪涌电压的吸收效果。由于整流后直流电压基本保持恒定，所以输出侧逆变器必须采用 PWM 控制。二极管整流电路的输入谐波电流取决于电网侧阻抗和直流电抗器的大小。由于采用二极管不可控整流，换流在对应线电压最小时发生，导致 di/dt 非常小，尤其当电源侧阻抗较大时，换流更加缓慢，使高次谐波电流相对于晶闸管整流电路大大降低。图 40 显示了 12 脉冲二极管整流电路典型的输入波形。图 41 显示了在 5% 阻抗源的情况下，6 脉冲和 12 脉冲二极管整流电路的输入谐波电流。为了满足 IEEE519-1992 对应的 5% 的谐波电流失真的要求，6 脉冲结构需要设置谐波滤波器。由于二极管整流电路的谐波分量随着谐波次数的增加急剧下降，所以采用 12 脉冲整流结构后，二极管整流电路的谐波失真会大大降低，可接近 7% 左右。

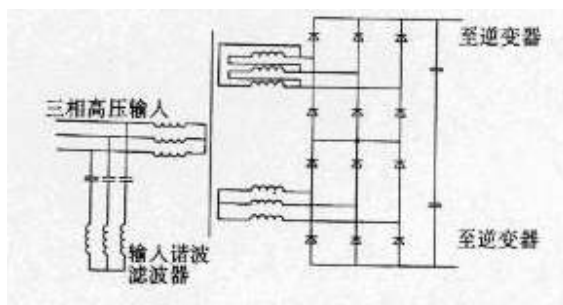


图 39 12 脉冲二极管整流电路

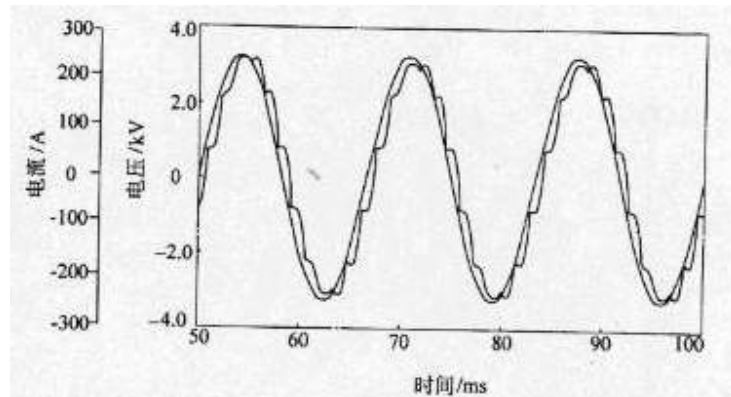


图 40 12 脉冲二极管整流电路输入波形

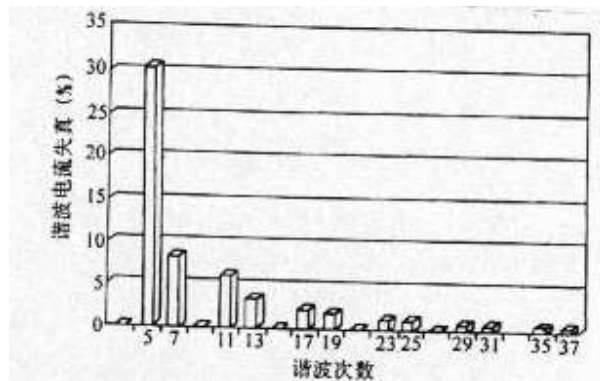


图 41 二极管整流电路输入谐波电流

晶闸管整流电路和二二极管整流电路除了 6 脉冲结构和 12 脉冲结构外，还可以采取更高脉冲数的结构，如 18 脉冲，24 脉冲，输入谐波也会随着降低，但会导致系统结构复杂，成本增加。

大多数 PWM 电压源型变频器都采用二极管整流电路，如果整流电路也采用 PWM 控制，则可以做到输入电流基本为正弦波，谐波电流很低。当然系统的复杂和成本也大大增加了。

单元串联多电平变频器采用多重化结构，输入脉冲数很高。比如 6KV 电压等级的变频器，输入为 30 脉冲整流结构，总的谐波电流失真可低于 1%，不加任何滤波器就可以满足电网对谐波失真的要求。

4.1.2 高压变频器的输入功率因数

在晶闸管电流源型整流电路中，中间直流环节的电压正比于电机线电压额定值乘以运行点电机实际的功率因数，再乘以转速百分比。所以直流环节电压会随着转速的下降而很快降低，整流电路晶闸管的触发角必须后移，这样导致输入功率因数很快下降。另一个解释是，由于电流源型变频器的整流器电流和逆变器电流一般相等，负载所需的无功电流会直接“反射”到电网，导致输入功率因数较低。

也可以从能量转换角度来分析这个问题。

根据变频器输入，输出功率关系，有 $U_{in} I_{in} \cos \varphi_{in} \eta = U_{out} I_{out} \cos \varphi_{out}$ ，

对电流源型变频器，一般 $I_{in} = I_{out}$ ，所以

$$\cos \varphi_{in} = U_{out} / U_{in} \eta \cos \varphi_{out} = f / f_{nom} \eta \cos \varphi_{out}$$

可见普通电流源型变频器的输入功率因数较低，且会随着转速的下降而跟着线性下降，为了解决输入功率因数较低的问题，往往需要设置功率因数补偿装置，同时也起到消除部分谐波电流的作用。功率因数补偿装置既增加成本和体积，又降低了系统的效率和可靠性。在使用电流源型变频器的场合，由于存在谐波，在一定的参数配合下，功率因数补偿电容可能引起并联谐振现象，危及电容器本身和附近电气设备的安全，因此，并联电容组的设计中必须考虑谐波放大问题，通常可采取避开谐振点的方法，即无论是集中补偿和分散就地补偿的电容器组均要串联适当的电抗器。

二极管整流电路在整个运行范围内都有较高的功率因数，基波功率因数一般可保持在 0.96 以上(这是指位移因数，或称基波功率因数，实际功率因数由于谐波的存在，还必须再乘以基波因数，会有所下降)，一般也不必设置功率因数补偿装置。由于直流环节滤波电容的存在，负载所需的无功电流可以在逆变器功率器件的开关周期内通过续流二极管瞬时由滤波电容提供，所以一般不会反映到整流器输入侧，导致输入功率因数较高。由于输入功率因数较高，输入变压器和整流器所需处理的电流下降，有利于提高系统的整体效率。

采用全控型电力电子器件构成的 PWM 型整流电路，其功率因数可调，可以做到接近为 1，根据要求，也可做成超前的功率因数，对电网起到部分无功补偿的作用。

单元串联多电平 PWM 变频器功率因数较高，实际功率因数在整个调速范围内可达到 0.95 以上。

总之，采用晶闸管整流的电流源型变频器(包括 6 脉冲结构和 12 脉冲结构)有较大的输入谐波电流，一般要设置输入谐波滤波器以满足电网谐波失真的要求，或者采取更高输入脉冲数的结构。其输入功率因数较低，且会随着转速的下降而降低，一般都要设置功率因数补偿装置。二极管整流的电压源型变频器在 6 脉冲输入结构时，输入谐波电流较大，需要采取滤波措施，12 脉冲结构时，谐波电流失真接近标准要求，在要求不是很高的场合可以直接使用。其输入功率因数较高，一般不必采用功率因数补偿装置。采用全控型电力电子器件的 PWM 型整流电路，输入谐波很低，功率因数可调，不必采取谐波滤波器和功率因数补偿装置，属于“绿色”电力电子产品，但由于其成本相对较高，应用受到限制。单元串联多电平 PWM 变频器输入谐波电流很低，功率因数较高，也属于“绿色”电力电子产品，具有较大的应用前景。

4.2 高压变频器对电机的影响

本节主要从高压变频器输出谐波引起谐波发热和转矩脉动，输出 dv/dt ，共模电压，噪声等方面讨论高压变频器对电机的影响及解决办法，以及变频专用电机的设计要点。高压变频器输出对电机的影响主要取决于逆变电路的结构和特性。美国的 NEMA 标准 MG1-1993 中对电机谐波发热， dv/dt 和共模电压等方面有相应的规定。

4.2.1 输出谐波对电机的影响

输出谐波对电机的影响主要有：谐波引起电机附加发热，导致电机的额外温升，电机往往要降额使用。由于输出波形失真，增加电机的重复峰值电压，影响电机绝缘，谐波还会引起电机转矩脉动，噪音增加。

高次谐波引起的损耗增加主要表现在定子铜耗，转子铜耗，铁耗及附加损耗的增加。其中影响最为显著的是转子铜耗，因为电机转子是以接近基波频率旋转速度旋转

的，因此对于高次谐波电压来说，转子总是在转差率接近 1 的状态旋转，所以转子铜耗较大，而且在这种状态下，除了直流电阻引起的铜耗外，还必须考虑由于集肤效应所产生的实际阻抗增加而引起的铜耗。

普通的电流源型变频器输出电流波形和输入电流波形极为相似，都是 120° 的方波，含有丰富的谐波成分，总谐波电流失真可达到 30% 左右。为了降低输出谐波，也有采用输出 12 脉冲方案或设置输出滤波器，输出波形会有较大改善，但系统的成本和复杂性也会大大增加。输出滤波器换相式电流源型变频器固有的滤波器可以起到一定的滤波作用，所以速度较高时，电机电流波形有所改善。GTO-PWM 电流源型变频器输出电流质量的提高主要通过 GTO 采用谐波消除的电流 PWM 开关模式来实现，但受到 GTO 开关频率上限的限制。

三电平变频器与普通的二电平 PWM 变频器相比，由于输出相电压电平数增加，每个电平幅值相对下降，提高了输出电压谐波消除算法的自由度，在相同开关频率的前提下，可使输出波形质量比二电平 PWM 变频器有较大的提高，但输出电压谐波失真仍达 29%，电机电流谐波失真达 17%，必须采取专用电机，如要采用普通电机，必须设置输出滤波器。

对于单元串联多电平变频器，当输出电压为 6KV 等级时，典型的输出电压总谐波失真小于 7%，大大低于普通的电流源型变频器和三电平变频器，而且，由于采用了多电平移相式 PWM 控制，输出谐波的频率主要集中在 4.5-7.5KHZ 范围内，且都低于 5%。对于一般的异步电机，工频时阻抗为 16% 左右，所以对于 5KHZ 的谐波而言，其阻抗约为 1600%，所以产生的各次谐波电流均小于 0.3%，符合 MGI-1993 小于 1% 的要求，电机基本不会产生附加的谐波发热，噪音和转矩脉动，所以不必设置输出滤波器，可以直接使用普通的异步电机。

普通电流源型变频器的输出电流不是正弦波，而是 120° 的方波，电机的电磁转矩除了平均转矩以外，还有脉动分量。脉动转矩的平均值为 0，但它会使转子的转速不均匀，产生脉动，在电机低速时，还会发生步进现象，在适当的条件下，可能引起电机与负载组成的机械系统的共振。脉动转矩主要是由基波旋转磁通和转子谐波电流相互作用产生的。在三相电机中，产生脉动转矩的主要是 $6n \pm 1$ 次谐波。6 脉冲输出电流源型变频器输出电流中含有丰富的 5 次和 7 次谐波，5 次谐波产生的旋转磁势与基波旋转磁势反向，7 次谐波产生的旋转磁势与基波旋转磁势同向，而电机转子的电气旋转速度基本接近基波磁势的旋转速度（二者的差别对应于电机的转差率），所以 5 次谐波磁势和 7 次谐波磁势都会在电机转子中切割感应产生 6 倍于基波频率的转子谐波电流。基波旋转磁势和 6 倍频的转子谐波电流共同作用，产生 6 倍频的脉动转矩，所以 6 脉冲输出电流源型变频器含有较大的 6 倍频脉动转矩。同样，11 次和 13 次谐波电流也会产生 12 倍频的脉动转矩。图 42 为 6 脉冲输出电流源型变频器在输出频率为 30HZ 时的转矩脉动值（图中纵坐标采用对数坐标）。电流源型变频器采用 12 脉冲多重化后，输出电流波形有较大改善，由于 5 次和 7 次谐波基本抵消，6 倍频率脉动转矩大大降低，剩下主要为 12 倍频的脉动转矩，总的转矩脉动明显降低。

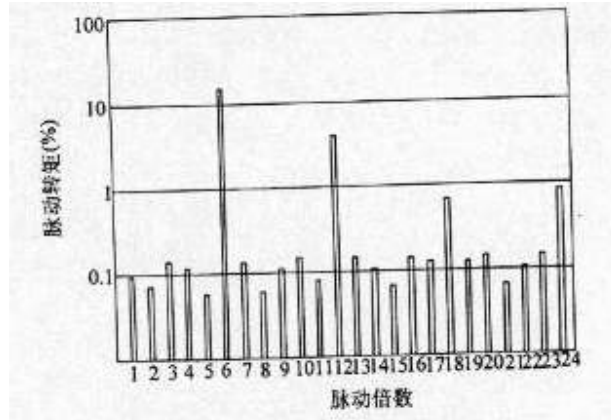


图 42 电流源型变频器转矩脉动

脉动转矩在低速时对电机转速的影响尤为明显。因为，对三相电机而言，由于 $6n \pm 1$ 次谐波存在，产生的电磁转矩为 $M = M_0 + \sum_{n=1}^{\infty} M_m \cos(6n\omega_1 t + \varphi_m)$ ，

其中， M_m 为转矩脉动分量的最大值， ω_1 为变频器输出基波电压的角频率。

根据电机运动方程，可得由于谐波原因引起的电机转速的脉动分量为

$$\Delta\omega = \frac{1}{J} \int \sum_{n=1}^{\infty} M_m \cos(6n\omega_1 t + \varphi_m) = \frac{1}{6\omega_1 J} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{M_m}{n} \sin(6n\omega_1 t + \varphi_m)$$

由上式可知，电机的转速脉动有以下规律：转速脉动频率分别为电机基波角频率 ω_1 的 $6n$ 倍，其幅值与变频器输出的基波角频率 ω_1 (或频率 f) 成反比，即输出频率(或电机转速)越低，转速波动越大，也就是说，电机在低速运行情况下，为了使转速波动量维持在同一水平，对输出谐波抑制的要求更高。转速脉动幅值与变频器输出的谐波次数 n 成反比，即低次谐波所引起的转速脉动比高次谐波的影响更大。所以，要使电机的转速脉动较小，首先要消除或抑制变频器输出的低次谐波，采取高频 PWM 方法，将输出谐波往高频推移，不失为减少转速脉动的有效办法。

三电平变频器在不采用输出滤波器时，也会产生较大的脉动转矩，采用输出滤波器后，转矩脉动可大大降低。

单元串联多电平变频器输出电流谐波较低，电机的转矩脉动分量极小，图 43 显示了单元串联多电平变频器在输出频率为 30Hz 时转矩脉动值，各次脉动转矩都在 0.1% 以下。

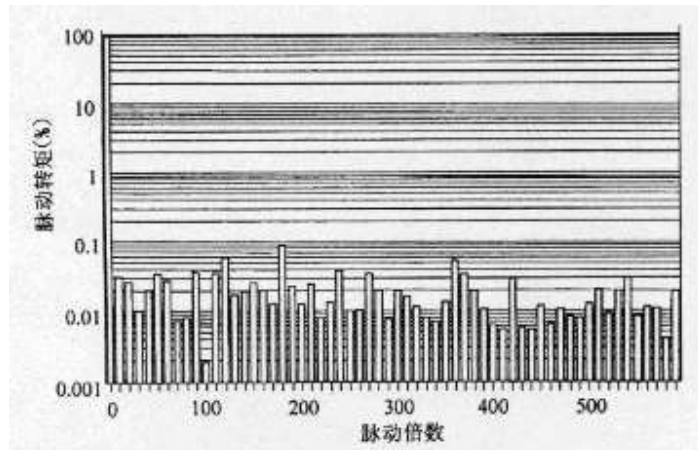


图 43 单元串联多电平变频器转矩脉动

4.2.2 输出 dv/dt 对电机的影响

由于 PWM 方式和高速电力电子器件的使用，变频器输出电压变化率 dv/dt 对电机绝缘产生的影响问题也越来越严重。 dv/dt 取决于两个方面，一是电压跳变台阶的幅值，它与变频器的电压等级和主电路结构有关，二是逆变器功率器件的开关速度，开关速度越高， dv/dt 越大。

普通的二电平和三电平 PWM 电压源型变频器由于输出电压跳变台阶较大，相电压的跳变分别达到直流母线电压和一半的直流母线电压，同时由于逆变器功率器件开关速度较快，会产生较大的 dv/dt 。高的 dv/dt 相当于在电机线圈上反复施加陡度很大的冲击电压，使电机绝缘承受严酷的电应力，尤其当变频器输出与电机之间电缆距离较长时，由于线路分布电感和分布电容的存在，会产生行波反射放大作用，在参数适合时，加到电机绕组上的电压会成倍增加，引起电机绝缘损坏。所以这种变频器一般需要特殊设计的电机，电机绝缘必须加强。如果要使用普通电机，必须附加输出滤波器。在相同输出电压等级前提下，采用三电平结构后，相对二电平结构而言，输出 dv/dt 有所下降，但在不加输出滤波器时，仍不能符合 MGI 的标准。

单元串联多电平变频器最大的相电压跳变等于一个单元的直流母线电压，对 6KV 电压等级的变频器而言，约为 900V，功率单元所用 IGBT 开通时电压上升时间为 0.3 μ s， dv/dt 约为 3000V/ μ s，MGI 标准允许的范围为 1 μ s 内从 10%的相电压峰值变换到 90%的相电压峰值，对 6KV 电机而言，约为 3919V/ μ s。所以说这类变频器输出 dv/dt 很低，使得电机绝缘不会受到影响，可以使用普通的异步电机。而且由于输出 dv/dt 很低，不会产生长电缆时行波反射引起的 dv/dt 放大问题，对输出电缆长度没有特殊限制，目前使用的最长记录为 20 公里。

4.2.3 共模电压和轴电流对电机的影响

共模电压(也叫零序电压)，是指电机定子绕组的中心点和地之间的电压。图 44 为典型的电流源型变频器示意图(不带输入变压器)。

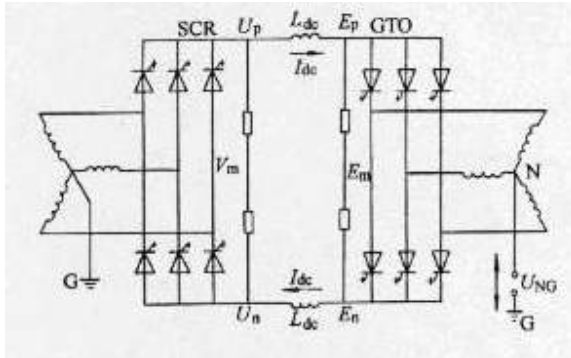


图 44 典型电流源型变频器结构图

由于上下直流母线的滤波电抗器大小相同，而且流过相同的电流，所以每个电抗器上的压降也相同，因此以接地点 G 为参考电平，各点电压符合以下关系， $V_{pG} - E_{pG} = E_{nG} - V_{nG}$ ，所以有 $V_{pG} + V_{nG} = E_{pG} + E_{nG}$ ，二边除以 2，可得， $V_{mG} = (V_{pG} + V_{nG})/2 = (E_{pG} + E_{nG})/2 = E_{mG}$ 。由于整流电路在同一时刻只有二相同时导通，导致整流电路输出的直流中点电压不等于供电电源的中心点电压，即 $V_{mG} \neq 0$ 。图 45 是在晶闸管触发角为 20° 时的各点电压波形。中点电压 V_{mG} 按照电网电压三倍的频率进行变化，在晶闸管触发角为 90° 时幅值达到最大。

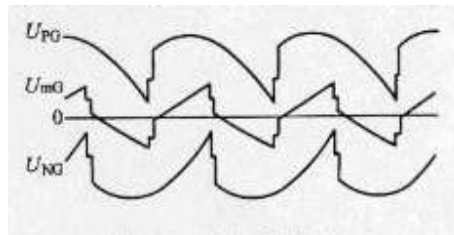


图 45 电流源型变频器各点电压波形

电流源型变频器逆变器的工作原理与整流器大致相同，因此逆变器输入直流中点对电机中心点的电压 E_{mN} 波形与 V_{mG} 波形大致相同，只是 E_{mN} 的变化频率为变频器输出频率的三倍，会随着变频器输出频率的变化而变化。由于 $V_{mG} = E_{mG} = E_{mN} + V_{NG}$ ，所以共模电压 $V_{NG} = V_{mG} - E_{mN}$ 。由于输出频率一般不等于电网频率，且不断变化，因此 V_{mG} 和 E_{mN} 的组合可以导致共模电压在某一时刻会达到最大值。由于 V_{mG} 和 E_{mN} 的最大值都可以达到额定相电压峰值的 50%，所以共模电压最大可接近相电压的峰值，如果电源的中心点接地，电机的机壳也接地，这样共模电压就施加到电机定子绕组的中心点和机壳之间。这样高的共模电压使电机绕组承受的绝缘应力为电网直接运行情况下的 2 倍，严重影响电机绝缘。图 46 显示了一输出电压为 4160V 的 GTO 电流源型变频器的共模电压波形。

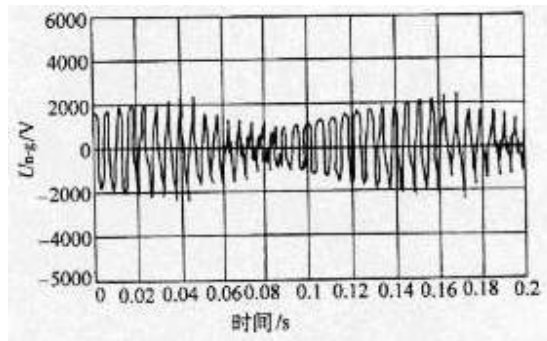


图 46 GTO 电流源型变频器的共模电压

当没有输入变压器时，共模电压会直接施加到电机上，增加绕组对地的电应力，引起绝缘击穿，影响电机的使用寿命。如果设置输入变压器(变压器二次侧中点不能接地)，则共模电压由输入变压器和电机共同来承担，按照输入变压器原副边绕组间的分布电容和电机绕组对机壳间的分布电容(二个容抗串联)进行分配。由于一般输入变压器的分布电容大大小于电机绕组对机壳的分布电容(比如前者为后者的 1/10)，这样约 90%的共模电压由输入变压器来承担，只要考虑加强输入变压器的绝缘即可，而变压器的绝缘加强相对电机要容易得多。如果没有输入变压器，则电机绝缘必须加强，以承受共模电压。比如 4160V 额定电压的电机要求采用 10KV 的绝缘设计，不能使用标准的异步电机。MGI 允许 6KV 电机可以承受的共模电压范围为：基波相电压峰值和共模电压峰值之和不超过 8.7KV。

PWM 变频器的共模电压中含有与开关频率相对应的高频分量，高频的电压分量会通过输出电缆和电机的分布电容产生对地高频漏电流，影响逆变器功率电路的安全。电机通过地产生的高频漏电流一部分是通过定子绕组经定子绕组和机壳间的分布电容，再经机壳流入地，另一部分是通过绕组和转子间的分布电容，经过轴承再到机壳，然后到地。后者的作用相当于轴电流，会引起电机轴承的“电蚀”，影响轴承的寿命。

4.2.4 电机设计和输出电缆选择方面的特殊问题

由于变频器输出谐波会引起电机附加温升，电机容量必须适当放大，热参数降低使用。设计时，在可能的条件下，尽量减少定、转子电阻，以降低损耗。尤其是转子电阻的减少，很有必要，因为转子铜耗在高次谐波所产生的损耗中占相当的比例，而且采用变频运行后，已经不需要通过较大的转子电阻去获得足够的起动转矩。对于目前应用广泛的电压源型变频器，为了抑制电流中的高次谐波，适当增加电机的电感是必要的。设计时还应当考虑到高次谐波和低频时电压补偿作用产生的磁路饱和加深，加大磁路设计裕量。普通电机采用自带风扇的冷却方式，在转速降低时，冷却风量跟着降低，散热效果下降。对于风机，水泵等运行频率不低，且转矩随转速基本呈平方关系下降的负载，由于在转速下降时负载电流跟着大大下降，发热下降，基本没有什么问题。但对于运行频率较低，且低速时力矩较大的应用场合，应考虑电机强迫通风，比如采用独立电源供电的冷却风机，或者水冷，甚至电机降额使用。谐波使电机振动，噪声增加，电机应采取低噪声设计并避免可能产生的振动，临界转速必须避开整个工作转速范围。转矩脉动产生的应力集中可能对电机部件引起损坏，电机关键部

位必须加强。采取绝缘轴承，在必要时轴上安装接地碳刷以避免轴电流对轴承的损坏。

由于普通变频器输出波形中含有高次谐波成分，因集肤效应而使线路等效电阻增加，同时，在逆变器输出低频时，输出电压跟着降低，线路压降占输出电压的相对比例增加，因此输出电缆的截面积应当比普通接线时放大一级。

电流源型变频器由于存在输出谐波和共模电压对电机的影响等问题，电机需降额使用和加强绝缘，且存在转矩脉动问题，使其应用受到限制。三电平电压源型变频器存在输出谐波和 dv/dt 等问题，一般要设置输出滤波器，否则必须使用专用电机。对风机和水泵等一般不要求四象限运行的设备，单元串联多电平 PWM 电压源型变频器在输出谐波， dv/dt 等方面有明显的优势，对电机没有特殊的要求，可用于任何普通的异步电机，且不必降额使用，具有较大的应用前景。

参考文献

- 1 陈伯时，陈敏逊编著. 交流调速系统 电气自动化新技术丛书.
北京：机械工业出版社，1998
- 2 王兆安，杨君，刘进军编著. 谐波抑制和无功功率补偿
电气自动化新技术丛书. 北京：机械工业出版社，1998
- 3 竺伟，陈伯时. 高压变频调速技术. 电工技术杂志. 1999(3)
- 4 Osman R. A Survey of Design Issues and Performace Characteristics
of Popular Medium-Voltage Induction Motor Drives. Proceedings
IPEMC'97
- 5 Hammond P. A New Approach to Enhance Power Quality for Medium
Voltage Drives. 1995 IEEE/PCIC Conference Record
- 6 Robicon Corporation. Perfect Harmony User's Manual. 1998
- 7 马小亮. 大功率风机，泵节能调速发展方向探讨. 电气传动. 1999(1)
- 8 陈济群. GTO 三电平变频器电压空间矢量控制的数学表达式.
第五届中国交流电机调速传动学术会议论文集，三亚，1997
- 9 吴武军，张继椿. 以 GTO 元件组成的逆变器调速系统在宝钢 1580 热轧厂
的应用. 第四届中国交流电机调速传动学术会议论文集，大连，1995
- 10 许广锡. 新型多电平多电压制高压大功率变换器应用技术的研讨.
第九届全国电气自动化电控系统学术年会论文集，天津，1998
- 11 Loenhard W. Power Electronics and Microelectronics, Tools for
Future Electrical Energy Conversion. Proceedings IPEMC'97