

线性调整器的优点在于非常安静,没有噪声,也没有电磁干扰(EMI)。而 EMI 已经成为现代开关调整器的显著缺点。通常,开关调整器在输入和输出端都需接滤波器来减少噪声,因为这些噪声与邻近设备相互干扰,并可能引起故障。变换器的输入输出电容本身也有滤波功能,特别是在小功率和低电压应用场合。但一般来说,开关变换器仍需要接入电感和电容组合的滤波器,有时甚至需要多级滤波器来进一步衰减噪声。

1.2.3 通过使用开关器件提高效率

为什么开关调整器会比线性调整器的效率高得多?

顾名思义,开关调整器中的串联晶体管并非一直工作在放大状态,而是工作在开关状态。此晶体管有两个工作状态,即 ON(饱和导通)和 OFF(完全截止),理论上没有中间状态。当晶体管状态为 ON 时,理想情况下晶体管上无压降,即 $V=0$;当晶体管状态为 OFF 时,无电流流过,即 $I=0$ 。显然乘积 $V \times I$ 在这两种状态下均为零,这表示工作的开关晶体管损耗总是为零。当然这是理想情况,与实际并不相符。实际开关过程有损耗,原因之一在于晶体管不可能完全地导通和关断。当它导通时,晶体管上有很小的压降;当它处于关断状态时,仍有很小的电流流过。另外,器件的开关不是瞬时完成的,半导体器件的导通和关断的状态转换通常需要一个过程。在此区间, $V \times I$ 不为零,产生了额外的损耗。

可以看到,在大部分介绍开关电源的文献中,开关器件都被描述为机械开关,它简单地处于导通和关断状态。机械开关和我们所定义的理想开关非常相似。因此它经常用来讨论功率变换器的大部分基本原理。但若在实际变换器中使用机械开关,将明显存在开关磨损的问题,且开关会在工作一段相对短的时间后失效。所以实际应用中经常选择半导体器件作为开关器件。如所期望,半导体器件极大地增强了变换器的可靠性和使用寿命。其最大优点是它不像机械开关那样有物理惯性,从而能够在导通和关断两种状态间非常迅速地重复转换。研究已经证实,开关频率的提高可以减小所使用器件的体积。

我们应该知道,“快速开关”或称“高速开关”在开关型功率变换领域的不同场合可能有不同含义。当讨论整个电路时,它表示开关重复导通和关断的频率。这是变换器的基本开关频率 f ,单位是 Hz。当讨论某个开关器件或装置时,它表示器件从导通到关断或从关断到导通变换所用的时间,通常以 ns(纳秒)为单位。当然,转换间隔与总时间周期 $T(T=1/f)$ 相比是暗含的和直观的,因此对于开关频率也是如此,虽然我们应该清楚,转换时间与变换器的开关频率没有直接联系。

本章后面会讲到,开关器件状态转换的速度非常重要。当然,开关变换的速度几乎完全由外部驱动电路的功率和有效性确定。但从本质上说,器件及其制造技术——即电惯性对开关速度有决定性作用。

1.2.4 半导体开关器件基本类型

以前大部分电源使用双极型晶体管(BJT),如图 1-2 所示。用现行标准衡量,其速度非常慢,但它价格低廉。由于 NPN 型晶体管价格更低,因而它比 PNP 型晶体管应用更广泛。现代开关电源一般使用金属氧化物半导体场效应晶体管(MOSFET),简称 FET,见图 1-2。这种现代高速开关器件也有几种类型,最常用的两种是增强型 N 沟道和 P 沟道 MOSFET。由于 N 沟道 MOSFET 有高性价比,因而它应用于大部分装置中。有时候也会选择 P 沟道 MOSFET,主要因为它需要的驱动电路简单。

尽管实践表明人们通常选择 MOSFET,但仍有观点认为在某些应用场合应选择双极型晶体管,主要基于以下几方面考虑:

(1) 通常认为驱动 MOSFET 比驱动 BJT 容易。驱动 BJT 导通需要在其基极输入很大的电流,同时在其导通过程中要保持此驱动电流。而 MOSFET 更易导通,理论上只要在其门极加一合适的电压并维持此电压就能驱动其导通。因此, MOSFET 称为电压控制型器件,而 BJT 是电流控制型器件。但实际上,现代 MOSFET 在其导通和关断的转换过程中也需要有一定的门极电流。进一步说,为加快其导通和关断速度,可能需要向栅源极输入或从栅源极抽出较大电流,通常为 $1\sim 2\text{A}$ 。

(2) 很多情况下, BJT 的驱动电路更容易实现。原因在于,要导通 NPN 型 BJT,其基极电压只需比发射极电压高 0.8V ,有些情况下基极可以直接接到集电极上。而 N 沟道 MOSFET 的门极则必须要比源极电压高几伏。因此,在 DC-DC 变换器中,当使用了 N 沟道 MOSFET 时,需得驱动电压比变换器输入电压 V_{IN} 要高得多。这样,唯一的办法就是使用电路将输入电压升高。在这种情况下,获得升高的电压端称为自举电压端。

注意:最基本的自举电路可能仅由一小电容构成。开关关断时输入源通过小的信号二极管给该电容充电。而后,开关闭合,电源开关节点电压将突降。但是,由于自举电容上仍然能够保持所需的电压(和电荷),结果使得自举电压升高到大于输入电压的值,从而实现在任何状态下都能驱动 MOSFET。

(3) BJT 的主要优势在于其产生的 EMI 以及纹波噪声比 MOSFET 小很多,这正是其开关速度较慢而产生的优点。

(4) BJT 通常更适合于大电流装置,因为其导通压降是一常数,甚至在电流很大时也不变。这很大程度上降低了开关损耗,特别是开关频率不太高时效果更明显。相反, MOSFET 的导通压降与通过的电流成比例,当负载很大时其导通损耗就很大。不过,由于 MOSFET 转换时间短,开关速度快,从总损耗的角度来看仍优于 BJT,频率很高时这种效果更明显。

注意:利用这两种器件的优点,现在也经常使用它们的复合器件 IGBT(绝缘栅双极晶体管)。它像 MOSFET 一样是电压控制型器件,但是在导通压降和开关速度方面与 BJT 相类似。因此, IGBT 适合于较低频率、大电流装置,其驱动比 BJT 的要简单得多。

1.2.5 半导体开关器件并非理想器件

虽然半导体开关器件各有优点,但它们都有损耗,并非我们设想的完美或理想器件。

例如,我们必须考虑它与机械开关的差别,半导体器件关断时仍有微小但可测量的漏电流。这种损耗称为漏损耗。该损耗通常不明显,可以忽略不计。然而,开关器件导通时会有虽小但不可忽略的正向导通压降,这将产生较大的导通损耗。此外,开关器件在导通和关断转换仍有短暂过渡时间,其间开关上的电压和电流同时向新的稳态值变化。这样,在转换时间或称交叉时间内,无法使 $V=0$ 或 $I=0$,所以 $V \times I$ 不为零,这将导致额外的开关损耗,称为交叉损耗(或有时就叫做开关损耗)。为了提高电源效率,我们需要研究如何减少所有这些损耗。

应注意须考虑电源设计中各方面因素的折中,从而获得可行的最优方案。例如,若要降低晶体管的正向导通压降以减小导通损耗,就可能造成开关转换速度变慢,从而增加开关损耗。还有一直需要考虑的最重要的问题是成本,特别是在商用电源领域。因此,不能低估一个出色的、有丰富经验的总工程师的领导作用,他可以在电源设计中把握最关键的细节。他们的角色显然不是智能自动测试系统或理想化的“专家设计软件”所能取代的。

1.2.6 通过电抗元件获得高效率

开关调整器能够达到如此高的效率的原因之一在于其使用了开关,而不是晶体管(在LDO中,晶体管等效于电阻)。现代开关电源效率高的另一根本原因是电容和电感的有效共同使用。

电容和电感被归类为电抗元件,因为它们具有独特的储能作用,该功能使其不发生功耗(至少其本身不消耗能量),仅将所获得的能量储存起来。相反,电阻元件会消耗能量而不能存储能量。

电容存储的能量称为静电能量,大小等于 $1/2 \times C \times V^2$,其中 C 为电容量(单位为F), V 是电容两端电压。电感存储的能量称为磁能,大小等于 $1/2 \times L \times I^2$, L 为电感量(单位为H), I 为通过电感的电流。

我们不禁要问:除了效率考虑外,原理上是否一定需要电抗元件?例如,构成线性调整器只要有串联导通的元件用于阻挡过剩电压就行,并非一定需要输入或输出电容。但开关调整器原理与线性调整器差别很大,以下几方面概括了开关型功率变换器的基本结构。

- 需要一个晶体管控制电压输出并实现电压调节。选择晶体管作为开关的原因为:该开关器件功率损耗与其两端电压及流过的电流乘积有关,即 $V \times I$ 。所以若能使 V 或 I 为零(或很小),则能使损耗为零(或很小)。不断交替地使晶体管处于导通和关断状态,就能减少开关损耗。若能同时控制导通和关断的时间

比,就能根据平均输出能量来调节输出。

□无论在开关导通或关断时改变开关状态都会使得输入与输出有效隔离。但输出端负载总是需要连续的能量供给。因此需在变换器一定位置引入储能元件。特别在上述输入与输出分离情况下需使用输出电容以保持负载电压的稳定。

□一旦引入了电容就需要限制流过其上的浪涌电流。所有在直流电源直接接有电容的场合都会产生浪涌电流,它不仅导致噪声和 EMI,而且影响效率。可以简单地用一个电阻抑制浪涌电流,早期的“储桶式调整器”就是使用这种方法(如图 1-2 所示)。

□然而,电阻会消耗功率。这样,在开关上减小的功耗最终可能又消耗在所加电阻上。因此,为了最大限度提高效率,变换过程需只使用电抗元件。从原理上说,电抗元件仅存储能量而不消耗能量。这样,由于电感能限制电流上升速度而没有功耗,电感与电容配合后最终可以限制电容的浪涌电流,因而电感成为我们的最后选择。

上述概念还会进一步讨论。应该知道,电感储存能量后无法瞬时将能量释放出来,其释放能量过程需要一些具体步骤。这些步骤正是实际变换器工作过程所要求的。

1.2.7 早期 RC 型开关调整器

如上所述,输入-输出隔离问题可能的解决办法是接入输出电容。它可在开关导通、负载与输入相连时存储一些能量,而在开关断开、负载与输入隔开时将能量向负载释放。

但需限制电容充电电流(浪涌电流)的大小。如上面分析,可使用电阻限流。这一思路正好说明早期线性调整器向开关调整器过渡的中间产品(如图 1-2 所示储桶式调整器)的基本原理。

储桶式调整器中使用的晶体管的驱动类似于现代开关调整器的开关,串接一个用以限流的小电阻(与线性调整器类似)及一个用于存储能量并在开关关断时向负载提供能量的输出电容(储桶)。当输出电压低于某一阈值时,开关导通,给电容充电,而后再将开关关闭。图 1-2 同时示出另一种储桶式调整器,它使用称为 SCR(半导体控制整流管)的廉价低频开关,它由与电网连接的降压变压器二次绕组触发工作。此时,该绕组的电阻同时起到限流作用。

对上述任何一种 RC 储桶式调整器,开关最终在某一确定频率下交替导通和关断,从而得到经粗调的直流输出电压。这种调整器也定义为开关调整器。

但人们知道,任何功率变换过程使用电阻都会降低效率。因此该储桶式调整器只不过把线性调整器在晶体管上消耗的功率转移到了电阻上。要想真正提高整体效率,就需要移除所有电阻。

因此,人们尝试使用电感替代电阻。当然也确实没有更多其他元件可选择。这样,就产生了图 1-2 所示的第一代 LC 型开关调整器——buck 变换器(降压变换器)。

1.2.8 基于 LC 的开关调整器

图 1-2 所示现代 buck 变换器的详细工作原理将在后面介绍。除用电感代替电阻及一“新增”二极管外,它与储桶式调整器非常相像。若能清楚该二极管的功能,就能更清楚理解各种名称功率变换器的基本原理。此二极管称为钳位二极管、续流二极管、换流二极管或输出二极管。其基本功能不变,它与电路电感本身的行为有紧密联系。

除 buck 调整器外,还有另外两种同时使用电感和电容元件实现基本开关变换功能的电路,每种都有对应的电路拓扑。除了 buck(降压)电路外,还有 boost(升压)电路和 buck-boost(升压-降压)电路。以下可见,尽管这三种电路基本原理相似,但是它们的电路结构和特性完全不同。作为未来的电源设计师,必须了解和掌握各种电路拓扑的基本原理,以便在设计过程中对不同电路拓扑及其特点有非常快速的反应。

注意:还有一些电容型调整器(如“充电泵”型)也称为无电感开关调整器。通常仅用于很低功率场合,其输出端电压仅可为输入电压的若干倍数。本书不讨论这类调整器。

也存在一些其他 LC 型电路调整器——如谐振拓扑。与常规 DC-DC 变换器类似,它们也结合开关使用电抗元件(电感和电容),但两者基本工作原理完全不同。这里不作深入分析。这类拓扑的开关频率需调整,而设计者通常希望调整器频率能够恒定。实际上,任何变频的开关拓扑都将产生难以预测的不同频率的电磁干扰和噪声。为减少这些危害,需要使用相当复杂的滤波器。因此,谐振拓扑在商用领域未能得到广泛应用,本书不作重点讨论。

1.2.9 寄生参数的影响

使用普通 LC 型开关调整器时发现,所接的电感和电容同样会产生明显发热。但前面已提到它们都是电抗元件,那为什么会发热?任何发热都会影响系统整体效率,而效率是现代开关电源追求的主要目标,因此必须分析其发热原因。

实际应用中电抗元件的温升可归因于其自身固有的低值寄生电阻的热损耗。例如,实际电感除了有基本参量电感 L 外,还有非零直流电阻(DCR)参量,它主要来源于绕组铜线的电阻。类似地,实际电容除含有基本参量电容 C ,也含有小量的等效串联电阻(ESR)。这些参数都会产生“阻性”功耗,它们叠加后的影响不可忽略。

如前所述,实际的半导体开关器件也要考虑固有的寄生电阻。其并联电阻效果上相当于漏电流的通路,由此产生漏(电流)损耗。同样,器件的正向导通压降一定意义上也可看作串联寄生电阻产生的导通损耗。

实际器件也存在各种电抗性寄生因素。例如,由于绕组层与层之间的静电作用,电感两端存在相当大的寄生电容;由于电介质、金属箔以及其引出端小量电感的存在,

电容中也有等效串联电感(ESL)。同样,场效应管(MOSFET)也有各种寄生参数,如其内部封装各引出端之间的电容值。事实上,MOSFET的这些寄生参数是决定其开关速度(转换时间)的主要因素。

电抗性寄生参数不会消耗能量,至少应说其本身不会有热损耗。但这些寄生参数经常会在开关周期的某时刻将其能量释放于邻近的电阻,从而间接增加总损耗。

因此,为提高效率,通常应最大程度减小所有这些电阻性或电抗性寄生参数。它们是妨碍变换器达到100%效率的首要原因。当然,这种优化减少应在符合市场要求及其规定前提下保证其合理性和性价比。

应该了解,功率变换领域任何事都不是绝对的。这些寄生参数也并非完全无用,在一些特定情况下它们对电源稳定性很有帮助。

□例如,DC-DC变换器在开环下输出短路时很容易造成破坏。在这种故障情况下,一些寄生参数的存在可使电路瞬间过流现象大大缓解。

□同时,在正常工作条件下,电压控制开关调整器实际上是依靠输出电容寄生的等效串联电阻(ESR)来加强环路稳定。如前所述,环路稳定是指电源在网压和负载突变时能够快速调整输出而不产生过大振荡和瞬态扰动。

但在某些情况下寄生参数只是干扰,甚至一些完全是危害。然而其实际作用也可能因变换器工作条件不同而一直转换,例如:

□一定的寄生电感在开关导通瞬间起很好的作用,它可以限制通过开关的尖峰电流大小。但是它也有危害,在开关关断过程中,它释放电磁能量,从而在开关上产生很高的电压尖峰。

□与寄生电感相反,开关的寄生电容在其关断瞬间是有益的,而在其导通瞬间是有害的,此时它将存储的静电能量向开关释放。

注意:在关断时刻,上述寄生电容通过吸收尖峰电压的能量以限制或钳位开关两端的破坏性尖峰电压。同时,通过减缓电压上升斜率来减少交叉损耗,从而减少 V 和 I 波形中的 $V-I$ 交叠。但是,在导通时刻,此寄生电容会释放它在关断期间吸收的能量,从而在开关中产生电流尖峰。该电流尖峰不容易观察,但它会造成开关过大的损耗,以及因此造成的更高的温升。

因此,一般来说,所有寄生参数都有正面和负面双重性效果,在实际电源设计中不能完全忽视。但是,正如以下讨论所述,有时可以在开始有意地选择性忽略一些次要因素的影响,以便先建立电源基本概念。若非如此,人们可能在学习一开始就有被困难湮没的感觉。

1.2.10 高频率开关时产生的问题

人们在努力减少寄生参数及其损耗时发现,它们经常与一些外部因素有关,如温度就是其一。某些损耗随温度升高而增加,如MOSFET的导通损耗;也有一些损耗会随温度升高而降低,如工作于低电流状态下的BJT的导通损耗。另一例子是,铝电解

电容中 ESR 的损耗也随温度升高而降低。还有一些损耗随温度变化的曲线很不规则,例如有的是倒钟形,在曲线两极值中间某处出现最优工作点。许多用作电感铁心的铁氧体材料的铁心损耗曲线就是这种情况,它在 $80^{\circ}\text{C}\sim 90^{\circ}\text{C}$ 附近有最小值,沿左右方向逐渐升高。

所以综合考虑,很难预测这些寄生变量整体与温升之间的关系以及其造成的电源效率如何受温度的影响。

但若分析寄生参数及其损耗与频率的关系,则会发现规律较明显。实际上很少见到损耗随频率升高而减少的情况(铝电解电容除外,因为其 ESR 随频率升高而减少)。有些损耗实质上与频率无关,如导通损耗。其他损耗几乎都与开关频率成比例增加,如交叠损耗。因此一般地说,降低(而非升高)开关频率有利于提高效率。

除效率外,还有一些与频率相关的其他因素。例如,开关电源本身有噪声并会产生大量 EMI。而且频率越高,问题越严重。甚至细小的连接导线和 PCB 布线在高频下都能成为效果显著的天线,向其四周辐射电磁干扰。

这就产生一个问题:为什么现在人们还是不遗余力地提高开关频率而不是降低频率呢?

选择较高开关频率的首要原因仅是使变换器能在超过人的听觉范围的频率上工作。由于种种原因,电抗器件工作会发出声波。为此早期 LC 型开关电源工作频率达到约为 $15\text{kHz}\sim 20\text{kHz}$,即使有声波,人们也不会听见。

不断选择较高开关频率的另一原因在于最大程度减小电源中器件的体积,电感的尺寸与开关频率成反比例,而小体积产品是大家喜欢的。正因如此,功率变换器开关频率以近乎疯狂的速度逐步提高,从 20kHz 、 50kHz 、 70kHz 、 100kHz 、 150kHz 、 250kHz 、 300kHz 、 500kHz 、 1MHz 、 2MHz ,直到今天甚至更高。频率提高同时减小了传导 EMI 及输入/输出所用滤波器的尺寸(包括电容)。开关频率的提高也几乎成比例地增强了电源的环路响应。

因此,我们可以看到限制频率提高的唯一原因是开关损耗。开关损耗涉及两方面,包括发生于开关管从导通到关断及从关断到导通两个时段的所有损耗。很显然,前文提到的交叠损耗正是一种开关损耗。因为能量只是在开关转换瞬间损失,开关损耗与开关频率精确成比例。因此,单位时间内开关转换次数越多,能量损耗越大。

最后,也要学习管理电源产生的损耗,即热管理,它是良好的电源设计最重要目标之一,下文会对热管理问题进行讨论。

1.2.11 可靠性、使用寿命和热管理

热管理的含义是尽可能吸收电源散发到四周的热量,从而降低其温度。最基本、最显著的目的是保持所有元件都在其最大工作温度范围之内。而事实上这远远不够,我们通常努力将温度降到更低,事实也证明值得为降低几摄氏度而努力。

电源在任意时刻的可靠性 R 定义为 $R(t) = e^{-\lambda t}$ 。在使用寿命的开始 $t=0$,可靠性

取得最大值 1。随着时间推移,可靠性按正弦指数衰减。 λ 是电源失效系数,即在一特定时间内失效的电源数量。另一常用词是 MTBF(平均失效时间),它是失效系数的倒数,即 $\lambda=1/\text{MTBF}$ 。典型商用电源工作于正常状态,且启动时环境温度在 25°C 左右时,其 MTBF 为 100 000 到 500 000 小时。

来看失效率随时间的变化,经验表明:温度每升高 10°C ,失效率加倍。若将此并非十分精确的法则应用于电源中,则必须将其应用于电源中的所有元件,原因在于电源整体失效率 $\lambda=\lambda_1+\lambda_2+\lambda_3+\dots$,这清楚表明需要进一步降低器件温度。

但是除电源中每个元件的失效率外,某些特殊元件还需要考虑使用期限。元件寿命用其在特定条件下连续正常工作时间表示。在有效寿命末期,就认为器件由于磨损而失效,或简单说老化了。注意这并不表示元件完全失效,而是说无法保证其正常工作。即此元件不再按预期性能正常工作了,在其数据资料的电气规格限制中会列出。注意:数据资料明显有助于使器件在某些方面看似很出色,这就是隐蔽又广泛使用的称为“丛林生存法则”的商业策略的出发点。优秀的设计师会注意到,虽然有些数据资料中元件编号看似一致,但不是所有厂商提供的数据资料都相同。

设计师不仅需要努力延长器件的使用寿命,而且要首先考虑降低其随时间的磨损度。从效果分析,电源最初使用时的性能比其最小参数优越。但是,失效元件,特别是关键位置处元件的失效,会引起整个电源性能降低,甚至是完全失效。

幸运的是,虽然电源中大部分元件的使用寿命无确切定义,但至少远高于一般电子产品规定的 5~10 年使用期。因此,尽管从这些元件的非零失效率可以看出它们任何时刻,甚至是正常工作时都可能失效,通常仍然不考虑电感、晶体管等元件的磨损。注意:元件的使用寿命与其制造材料有关,制造材料直接影响元件寿命。例如,若半导体元件工作时温度高于其最高温度 150°C ,虽然半导体本身在更高温度下也不会损坏,但是其塑料封装会老化。一段时间后,老化的封装会通过内部环境而严重影响 PN 结,从而导致元件损坏,并引起电源失效。类似地,铁粉磁心电感材料在持续高温下会退化,不仅会导致电感损坏,也会使电源失效。

在商用电源设计中要考虑使用寿命的典型例子是铝电解电容的使用。尽管在许多应用中它性能优越,但是其内部电解液会随时间而挥发,导致电容失效。需要进一步计算以预测其内部温度(内核温度),从而预测电解液挥发速率以找到延长其使用寿命的方法。介绍一种计算方法,即温度每升高 10°C ,铝电解电容使用寿命减半。可以看到,此方法与失效率一般法则十分类似。不过这仅是巧合,使用寿命和失效率是两个完全不同的问题。

可以看出,延长使用寿命与提高可靠性的方法是降低电源中元件的温度以及电源内部环境温度。这需要外壳通风性好(通风孔多),在 PCB(印制电路板)上多装散热片,甚至内置风扇将热空气排出。在后面的例子中,会出现的新问题要同时考虑电扇的失效率和使用寿命。

1.2.12 降低应力

也可将温度视为热应力,它会使元件失效率增加,使用寿命降低。应力对元件的影响程度与设备参数额定值有关。例如,大多数半导体元件最大结温额定值为 150°C 。若保持其结温不超过 105°C ,即可得出其应力缓解因数,或称温度缓解因数为 $105/150=70\%$ 。

应力缓解是优秀的设计师为减小元件内应力以降低其失效率的常用方法。除温度外,元件的失效率和使用寿命也与其电压和电流的电应力有关。例如,半导体器件典型的电压缓解因数为 80% ,它表示施加于元件的最恶劣工作电压不超过其额定最大电压的 80% 。类似地,对大部分半导体器件,应用的电流缓解因数为 $70\%\sim 80\%$ 。

应力缓解也意味着设计过程需要适当选择元件参数的裕量。尽管人们知道,某些损耗会随温度升高而减少,但企图以提高温升来实现效率的提高和性能改善的想法是不可取的,因为温升会显著影响系统稳定性。

优秀设计师能最终平衡考虑可靠性、使用寿命与成本、性能、尺寸等因素,以做出最合理选择。

1.2.13 技术进步

尽管众多电源设计师一直在辛勤工作,仍然存在许多尚需改进的技术问题。好在器件制作技术方面已经取得了重大发展,它有助于我们实现目标。例如,降低电阻损耗以使电源适于高频工作的需求促进了全新一代高频、低ESR瓷质电容及其他专用电容的产生。也出现了很低正向导通压降、超快恢复速度的二极管,出现了更高开关速度管MOSFET,还出现了几种用于变压器和电感的新型低损耗铁氧体材料。

注意:恢复是指二极管两端电压反向时,从导通状态快速转换为关断状态的能力。具有这种能力的二极管称为快恢复二极管。由于正向导通压降低($0\sim 0.5\text{V}$),肖特基二极管在很多装置中得到应用。从理论上说,肖特基二极管具有零反向恢复时间。但是,它具有相当大的寄生体电容,在一定程度上会产生类似的反向恢复现象。同时,它有很大的漏电流而且最大反向电压不超过 100V 。

这些年来,功率变换的实际电路拓扑一直没有明显改变,仍然是三个基本拓扑:buck电路、boost电路和buck-boost电路。当然,也有显著改进之处,如ZVS(零电压开关)、电流馈电变换器以及CUK变换器和SEPIC(单端初级电感变换器)等复合拓扑,但所有这些改进相比于三种经典电路而言仅是冰山一角。功率变换的以上三种主要拓扑本身是非常基本的经典电路,它们的基础地位经受了时间的考验且至今没有动摇。

下面将讨论这三种基本的拓扑。读者在后面会明白学习各种拓扑之前最好先理解一下易使人迷惑的器件——电感,下面从电感开始谈起。

1.3 认识电感

1.3.1 电容/电感和电压/电流

在功率变换讨论中,人们总是很自然地注重于电压。这也是为什么本书的介绍总是围绕 DC-DC 电压变换器的原因。那为什么不注重考虑电流而以电流变换器为例进行介绍呢?

人们生活、交往、享受的环境是一个以电压而非电流为主导的世界。例如,我们使用的电气装置都由电压源供电,负载决定供电电流大小。许多国家使用 110V、115V 交流电网,也有国家使用 220V、240V 交流电网。当室内电取暖器接入电网时,将从电网获取 10~20A 的大电流,而电网电压不会改变。类似地,带定时功能的收音机从电网获得的电流只需几百毫安,电网电压依然不变,这就是电压源的定义。相反,若墙上有一输出为 20A 的电流源插座,由定义可知它可输出 20A 电流,它甚至能根据需要调整电压以保持输出电流。即使不接任何用电设备,它也会放电以保持 20A 电流。因此,实际生活中很少使用电流源。

我们知道,电容与电压而不是与电流直接相关。 $C=Q/V$,其中 C 为电容, Q 为电容两端电荷量, V 为电容两端电压,这使电容与电压有自然却不易察觉的关系。因此,我们乐于认识电容就不足为奇了。

然而,在开关电源中电容并非唯一的功率元件。在了解了电容与电压的紧密关系后,仔细分析图 1-1 所示离线式电源电路原理图及其元件,就不会对电路中输入输出端都有电容感到奇怪了。同时可以看到输入输出端还有电感。电感的功能类似于电流源,人们因此而忽略了其与电压的关系。事实上,要很好掌握功率变换,我们需要同时理解电容和电感这两个关键元件。

面对这个表面看起来为电压和电容的世界,我们需要转变观念以更好地掌握电感。例如,大部分电源工程师可以正确列出 buck 变换器占空比方程,即输入、输出电压方程,甚至可以推导出此方程。但是,我们会惊奇地发现他们明显缺乏对电感的认识。我们要尽早意识到此问题并加以改正。为此下文将从最基础的知识开始阐述。

1.3.2 电感电容充电/放电电路

电源公司招聘设计工程师时通常会问一个简单的问题,下面就从此问题开始讨论。

在图 1-3 中,假设所用开关为机械开关,即它没有寄生参数。在 $t=0$ 时刻,导通开关,直流电压 V_{IN} 通过限流电阻 R 加于电容两端,会出现什么现象?

大部分人都能正确回答。电容电压以指数曲线 $V_{IN} \times (1 - e^{-t/\tau})$ 上升,其中 $\tau=RC$ 为时间常数。另一方面,电容流过的电流由最大值 V_{IN}/R 处以指数曲线 $(V_{IN}/R) \times e^{-t/\tau}$ 衰减。一段时间后,电容电压升为输入电压 V_{IN} ,电容电流降为零。若此时关断开关,