

# 应用抽头扼流圈扩展基本 DC-DC 开关变换器的变换功能

胡守约 武汉市玉星电子有限责任公司(430074)

**摘要:**本文论述了在基本 DC-DC 开关变换器中应用抽头扼流圈扩展其变换性能,推导了基本关系式,并对两种不同型式的变换器的变换性能进行了比较。

**叙词:**抽头扼流圈 基本 DC-DC 开关变换器 变换性能 占空比

## 1 引言

在现代通信领域内广泛采用 -48 伏直流电源作为基础电源,在某些场合下要求将 48 伏电压降至 1 伏作为大面积集成电路的电源。如果采用通常的基本 Buck 变换器电路来变换,则主

功率开关器件的开通占空比将要小至 0.025 以下。这意味着在如此短的时间里有一个很大的输入电流脉冲,造成很大的功率损耗而导致效率的降低。为了解决这一问题而采用带抽头的扼流圈取代原有扼流圈[参见图 1(a)(b)],借以增大占空比值<sup>[1]</sup>。

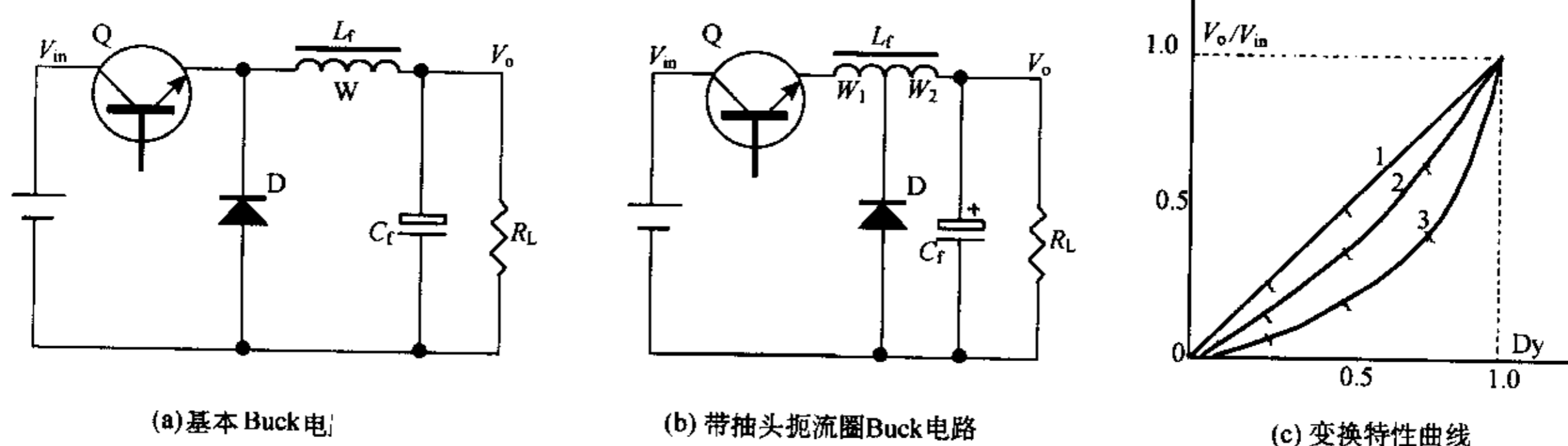


图 1 降压(Buck)变换器电路及变换特性曲线

本人认为:用带抽头的扼流圈取代原有非抽头扼流圈以改变占空比的这一新的概念可以推广应用于所有基本开关电路拓扑,包括 Buck、Boost、Buck/Boost、Cuk、Zeta 和 Sepic 等电路。通过这一途径可以扩展变换器的变换性能、提高效率、扩大应用范围。再以 Boost 变换器为例予以说明。在通信电源领域和不间断供电电源系统中,有时需要将 48 伏或 24 伏乃至 12 伏的电池电压升压至 300 伏以上的电压,在如此大的变压比的情况下,占空比可能达 0.9 以上,这样大的占空比是无法接受的。要解决这一问题,可以使用两级变换的方案,但采用抽头扼流圈的方法可能更简便一些。在保证满足大的升压比的前提下,采用抽头扼流圈,选择适当的匝比,可将占空比降低,甚至降至 0.5 以下。这样还可以适应交错并联的要求,大大提高变换器的性能。

下面分别对上述几种基本开关变换器进行简要的分析与比较。

## 2 电路分析与比较

在分析之前先作如下的一些假定:

(a) 所有电力电子器件均是理想器件;

(b) 电感和电容均为无损耗的理想储能元件;

(c) 在一个稳定的开关周期中,输入电压  $V_{in}$  和输出电压  $V_o$  均是恒定的;

(d) 不计线路引线阻抗。

各基本开关变换器均有两种工作模式,即电感电流连续工作模式和电感电流断续模式。受篇幅所限,本文只能对前者进行分析和比较。

对电感电流连续的工作模式而言,在一个开关周期中有两种开关模态,开关器件通导  $[0, T_{on}]$  时为开关模态 1,开关器件截止时  $[T_{on}, T_s]$  为开关模态 2,其中  $T_{on}$  为通导时间,  $T_s$  为开关周期。

### 2.1 降压(Buck)变换器

#### 2.1.1 主电路拓扑及其控制方式[图 1]

Buck 变换器是一种输出电压等于或低于输入电压的单管非隔离型的直流变换器。图 1 中给出了电路图,图 1(a)是基本 Buck 电路,由开关器件 Q、续流二极管 D、输出滤波电感  $L_r$  和输出滤波电容  $C_r$  等元件组成。图 1(b)是带抽头扼流圈的 Buck 变

换器。在 $[0, T_{on}]$ 期间, Q 受控通导, D 截止;  $[T_{on}, T_s]$ 期间 Q 受控截止, D 导通。设开关频率为  $f_s$ , 则开关周期  $T_s = 1/f_s$ 。导通时间为  $T_{on}$ , 截止时间为  $T_{off}$ , 开关周期  $T_s = T_{on} + T_{off}$ , 设占空比为  $Dy$ , 则  $Dy = T_{on}/T_s$ ,  $T_{on} = DyT_s$ 。截止时间  $T_{off} = T_s - T_{on} = (1 - Dy)T_s$ 。

### 2.1.2 工作原理和基本关系式

A 基本 Buck 变换器电路[图1(a)]

(1) 开关模态 1 $[0, T_{on}]$

$t=0$ 时, Q 受控通导, 输入电压  $V_{in}$  加于输出滤波扼圈  $L_f$  和输出滤波电容  $C_f$  两端, 续流二极管 D 反偏截止。加在  $L_f$  两端的电压为  $V_{in} - V_o$ , 电流流过  $L_f$ ,  $L_f$  的磁芯中磁通  $\phi$  发生变化, 按电磁感应定律下式成立:

$$V_{in} - V_o = W \frac{d\phi}{dt} \quad (1)$$

在  $T = T_{on}$  时磁通增长至最大值  $\phi_{max}$ , 在  $[0, T_{on}]$  期间, 磁通的总增长量  $\Delta\Phi_{(+)}$  为:

$$\Delta\Phi_{(+)} = \frac{V_{in} - V_o}{W} T_{on} = \frac{V_{in} - V_o}{W} DyT_s \quad (2)$$

(2) 开关模态 2 $[T_{on}, T_s]$

在  $T = T_{on}$  时刻, Q 受控关断, D 导通续流, 输出电压  $V_o$  加于  $L_f$  两端使磁芯去磁, 磁通  $\phi$  下降, 按电磁感应定律下式成立:

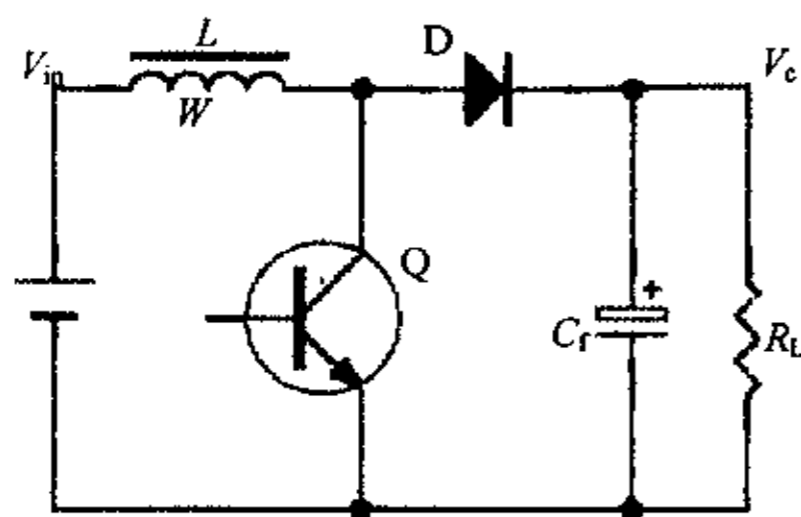
$$W \frac{d\phi}{dt} = -V_o \quad (3)$$

在  $T = T_s$  时, 磁通由  $\phi_{max}$  降为  $\phi_{min}$  在  $[T_{on}, T_s]$  期间磁通的变化量  $\Delta\Phi_{(-)}$  为:

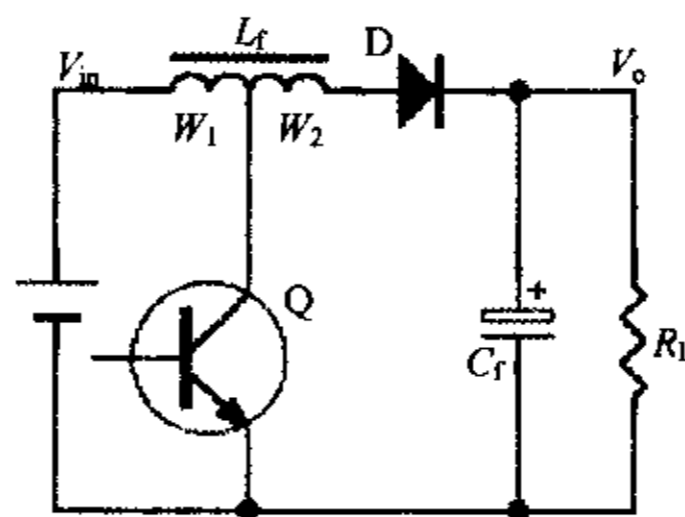
$$\Delta\Phi_{(-)} = \frac{V_o}{W} (T_s - T_{on}) = \frac{V_o}{W} (1 - Dy) T_s \quad (4)$$

在稳态的工作情况下, 磁芯中磁通的增长总量  $\Delta\Phi_{(+)}$  与其下降总量  $\Delta\Phi_{(-)}$  是应相等的, 因此由(2)和(4)式可得电压变换的基本关系式为:

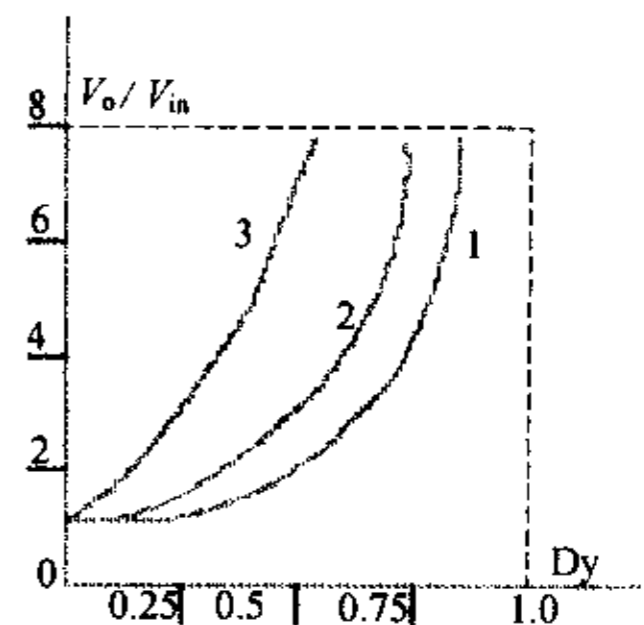
$$\frac{V_o}{V_{in}} = Dy \quad (5)$$



(a) 基本Boost电路



(b) 带抽头扼流圈 Boost 电路



(c) 变换特性曲线

图2 升压(Boost)变换器电路及变换特性曲线

B 带抽头扼流圈 Buck 变换器电路[图1(b)]

(1) 开关模态 1 $[0, T_{on}]$

在  $t=0 - T_{on}$  期间, 抽头扼流圈磁芯中磁通  $\phi$  按下式规律变化:

$$V_{in} - V_o = (W_1 + W_2) \frac{d\phi}{dt} \quad (6)$$

在  $[0, T_{on}]$  期间, 磁通的总变化量  $\Phi_{(+)}$  为:

$$\Delta\Phi_{(+)} = \frac{V_{in} - V_o}{W_1 + W_2} T_{on} = \frac{V_{in} - V_o}{W_1 + W_2} DyT_s \quad (7)$$

(2) 开关模态 2 $[T_{on}, T_s]$

在  $[T_{on}, T_s]$  期间, 磁通  $\phi$  按下式规律变化:

$$W_2 = \frac{d\phi}{dt} = -V_o \quad (8)$$

在此期间内磁通下降的总变化量  $\Delta\Phi_{(-)}$  为:

$$\Delta\Phi_{(-)} = \frac{V_o}{W_2} (T_s - T_{on}) = \frac{V_o}{W_2} (1 - Dy) T_s \quad (9)$$

同理,  $\Delta\Phi_{(-)} = \Delta\Phi_{(+)}$ , 由(7)和(9)式可得带抽头扼流圈 Buck 变换器的电压变换基本关系式为:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Dy}{1 + \frac{W_1}{W_2} (1 - Dy)} \quad (10)$$

C 基本 Buck 变换器与带抽头扼流圈 Buck 变换器比较[图1(c)]

(5)和(10)式分别为基本 Buck 变换器和抽头扼流圈 Buck 变换器的基本电压变换关系式。

图1(c)中曲线1是按(5)式绘制的, 这是一根对角线。曲线2和3是按(10)式绘制的, 曲线2的参量  $W_1/W_2 = 1$ , 曲线3的参量  $W_1/W_2 = 5$ 。

由曲线中看出, 对同一降压比,  $Dy$  的值随  $W_1/W_2$  的比值增大而增大。

## 2.2 升压(Boost)变换器

### 2.2.1 主电器拓扑和控制方式[图2]

Boost 变换器是一种输出电压等于或高于输入电源电压的单管非隔离型直流变换器。图 2 中给出了电路,图 2(a)是基本 Boost 电路,图 2(b)是带抽头扼流圈的 Boost 电路,图 2(c)是二者的变换特性曲线。在 $[0, T_{on}]$ 期间,Q 导通,输入电能存储在扼流圈中;在 $[T_{on}, T_s]$ 期间,Q 截止,存储在扼流圈中的能量与输入电源中的能量同时向负载释放。

#### A 基本 Boost 变换器[图 2(a)]

##### (1) 开关模态 1 $[0, T_{on}]$

在 $t=0$ 时,Q 导通, $V_{in}$ 加在升压扼流圈 $L_r$ 上,将电能变为磁能储存在扼流圈中,升压二极管 D 截止,输出滤波电容 $C_r$ 给负载供电。在此期间内,扼流圈磁芯中磁通 $\varphi$ 按下式方程增长:

$$V_{in} = W \frac{d\varphi}{dt} \quad (11)$$

在 $t=T_{on}$ 时,磁通增长至 $\varphi_{max}$ 。在 $[0, T_{on}]$ 期间磁通的总增长量 $\Delta\Phi_{(+)}$ 为:

$$\Delta\Phi_{(+)} = \frac{V_{in}}{W} T_{on} = \frac{V_{in}}{W} Dy T_s \quad (12)$$

##### (2) 开关模态 2 $[T_{on}, T_s]$

当 $t=T_{on}$ 时 Q 关断,扼流圈磁芯中储存的能量和电源 $V_{in}$ 的能量共同通过升压二极管 D 向输出端供电,在 $[T_{on}, T_s]$ 期间,磁通按下列方程变化:

$$V_o - V_{in} = W \frac{d\varphi}{dt} \quad (13)$$

$t=T_s$ 时磁通降至最小值 $\varphi_{min}$ ,在 $[T_{on}, T_s]$ 期间磁通的总变化量 $\Delta\Phi_{(-)}$ 为:

$$\Delta\Phi_{(-)} = \frac{V_o - V_{in}}{W} (T_s - T_{on}) = \frac{V_o - V_{in}}{W} (1 - Dy) T_s \quad (14)$$

由(12)和(14)式可得其电压变换的关系式为:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - Dy} \quad (15)$$

#### B 带抽头扼流圈 Boost 变换器[图 2(b)]

##### (1) 开关模态 1 $[0, T_{on}]$

在 $t=0$ 时 Q 导通, $V_{in}$ 施加于抽头扼流圈线圈 $W_1$ 的两端给扼流圈存储能量,升压二极管 D 截止, $C_r$ 给负载供电。在 $[0, T_{on}]$ 期间,扼流圈磁芯中磁通按下式增长:

$$V_{in} = W_1 \frac{d\varphi}{dt} \quad (16)$$

当 $t=T_{on}$ 时磁通 $\varphi$ 增长至最大值 $\varphi_{max}$ ,在 $[0, T_{on}]$ 期间磁通的总增长量 $\Delta\Phi_{(+)}$ 为:

$$\Delta\Phi_{(+)} = \frac{V_{in}}{W_1} T_{on} = \frac{V_{in}}{W_1} Dy T_s \quad (17)$$

##### (2) 开关模态 2 $[T_{on}, T_s]$

$t=T_{on}$ 时刻 Q 关断,电源 $V_{in}$ 和抽头扼流圈中所储能量通过升压二极管 D 共同向输出供电。此时扼流圈磁芯的磁通按下式

变化:

$$V_o - V_{in} = (W_1 + W_2) \frac{d\varphi}{dt} \quad (18)$$

在 $[T_{on}, T_s]$ 期间磁通下降的总变化量 $\Delta\Phi_{(-)}$ 为:

$$\Delta\Phi_{(-)} = \frac{V_o - V_{in}}{W_1 + W_2} (T_s - T_{on}) = \frac{V_o - V_{in}}{W_1 + W_2} (1 - Dy) T_s \quad (19)$$

由(17)和(19)式可得其电压变换关系式为:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 + \frac{W_2}{W_1} Dy}{1 - Dy} \quad (20)$$

#### C 基本 Boost 变换器与抽头扼流圈 Boost 变换器的比较[图 2(c)]

图 2(c)中的曲线是按(20)式绘制的,其中以 $W_2/W_1$ 之比值为参变量。曲线 1、2、3 分别对应参变量为 0、1、5。参变量为 0 的曲线实际上就是基本 Boost 变换器的电压变换特性曲线。从图 2(c)曲线看出,对于一个相同的升压比, $Dy$ 随 $W_2/W_1$ 的比值的增大而减小,选取适当的 $W_2/W_1$ 的比值使 $Dy$ 小于 0.5 是容易做到的。

### 2.3 升/降压(Buck/Boost)变换器[图 3]

在 Buck/Boost 变换器中,抽头扼流圈存在两种接法。一种可接为所谓降压型 Buck/Boost 变换器,如图 3(b)所示;另一种可接为所谓升压型 Buck/Boost 变换器电路,图 3(c)所示;图 3(a)是基本 Buck/Boost 变换器电路,图 3(d)是这三种不同变换器的变换特性曲线。

同理,应用电磁感应定律可分别推导出其基本关系式如下:

#### A 基本 Buck/Boost 变换器[图 3(a)]

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Dy}{1 - Dy} \quad (21)$$

#### B 带降压型抽头扼流圈 Buck/Boost 变换器[图 3(b)]

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Dy}{(1 + \frac{W_1}{W_2})(1 - Dy)} \quad (22)$$

#### C 带升压型抽头扼流圈 Buck/Boost 变换器[图 3(c)]

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{(1 + \frac{W_1}{W_2})Dy}{1 - Dy} \quad (23)$$

#### D 三种不同 Buck/Boost 变换器变换特性比较[图 3(d)]

图 3(d)中分别绘制了对应上述三种不同变换器的变换特性曲线。

曲线 1 是按(21)式绘制的,对应基本 Buck/Boost 变换器的变换特性。

曲线 2 和 3 是按(22)式绘制的,曲线 2 中参量 $W_1/W_2=1$ ,曲线 3 中参量 $W_1/W_2=5$ 。

曲线 4 和 5 是按(23)式绘制的,曲线 4 中参量 $W_1/W_2=1$ ,曲线 5 中参量 $W_1/W_2=5$ 。

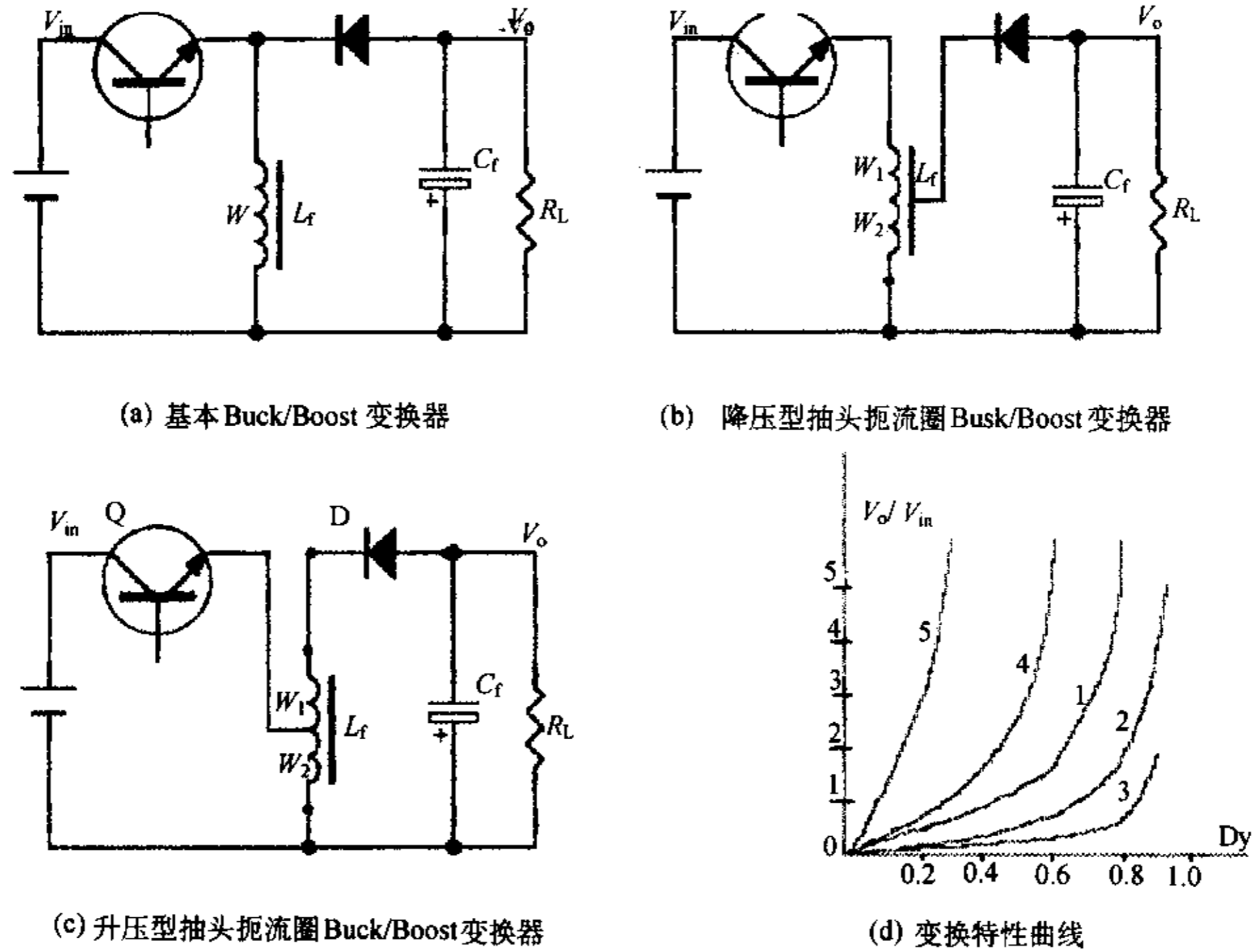


图3 升降压(Buck/Boost)变换器电路及变换特性曲线

2.4 Cuk 变换器[图 4]

Cuk 变换器的输入和输出均有电感,因此其输入和输出电流的脉冲量显著减小。电路的另一特点是输入和输出之间增加了

一个电容 C,分析时假定电容量足够大,在稳态情况下,电容两端的电压 V\_c 保持不变。

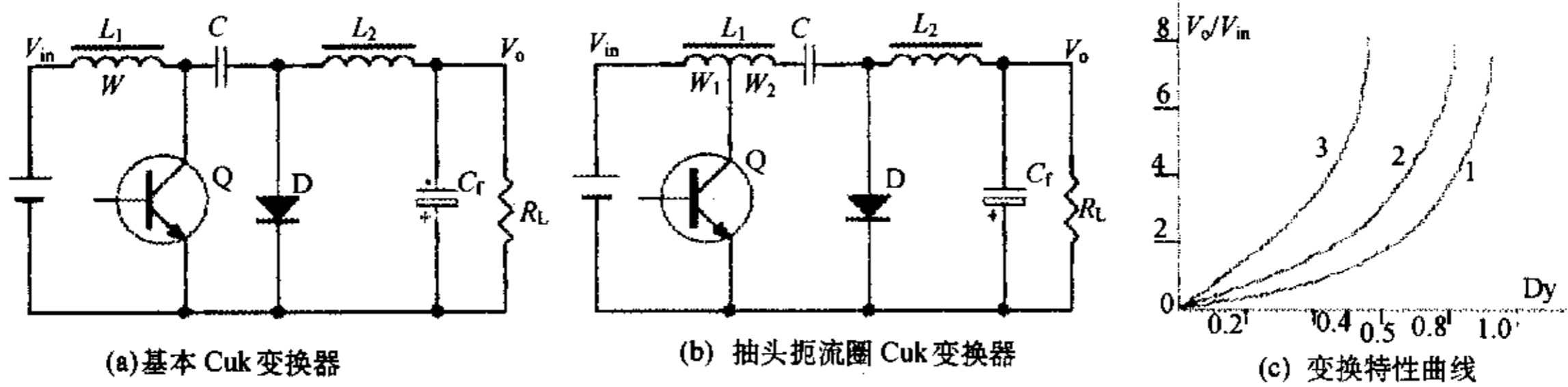


图4 Cuk 变换器电路及变换特性曲线

A 基本 Cuk 变换器[图 4(a)]

(1) 开关模态 1[0, T\_m]

在此期间扼流圈磁芯磁通增长总量 ΔΦ\_{(+)} 为:

$$\Delta\Phi_{(+)} = \frac{V_{in} T_m}{W} = \frac{V_{in} Dy T_s}{W} \quad (24)$$

(2) 开关模态 2[T\_m, T\_s]

在此期间扼流圈磁芯磁通下降总量 ΔΦ\_{(-)} 为:

$$\Delta\Phi_{(-)} = \frac{V_c - V_{in}}{W} (T_s - T_m) = \frac{V_c - V_{in}}{W} (1 - Dy) T_s \quad (25)$$

由(24)和(25)两式相等,同时考虑到 V\_c = V\_{in} + V\_o,可得下列电压变换关系式:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{Dy}{1 - Dy} \quad (26)$$

B 带抽头扼流圈 Cuk 变换器[图 4(b)]

(1) 开关模态 1[0, T\_m]

在此期间扼流圈磁芯磁通增长总量 ΔΦ\_{(+)} 为:

$$\Delta\Phi_{(+)} = \frac{V_{in} T_m}{W_1} = \frac{V_{in} Dy T_s}{W_1} \quad (27)$$

(2) 开关模态 2[T\_m, T\_s]

在此期间扼流圈磁芯磁通下降总量 ΔΦ\_{(-)} 为:

$$\Delta\Phi_{(-)} = \frac{V_c - V_{in}}{W_1 + W_2} (T_s - T_m) = \frac{V_c - V_{in}}{W_1 + W_2} (1 - Dy) T_s \quad (28)$$

(下转第 51 页)

大电流输出的 DC/DC 标准模块中。目前美国有不少电源生产公司采用了这个专利,但他们也为此付出了沉重的代价(知识产权侵权的官司)。即使没有知识产权问题,要完全做好这个专利,也不是一件容易的事情,它与 CUK 电路一样,其动态性能较难优化,大动态时,非常容易损坏辅管,除非采用可靠的辅助电路来保护它。

与其类似的专利是互补驱动半桥电路,它也是一个美国专利,也有同样的动态问题,而且在轻载时非常容易损坏管子;软开关有源 PFC 专利也有相同的问题,在输入和负载大信号时,极易损坏管子,所以它们都很难用到实际的产品中去。

这种专利例子数不胜数。如 Current doubler,相移全桥,正反激集成磁,等等。其中有一些已被用于产品,并大量生产。但很少有人知道,用专利开发一个高可靠性的产品,所花的投入将远远大于用传统的技术来开发相同的产品。对于技术力量较弱的公司,开发专利产品的困难更多。

上面对专利的评说,不是想让大家不要用专利,也不是想要大家不要申请专利,而是告诉各位对专利必须有一个正确的认识。确实好的专利,就应该买过来为我所用,确实可以解决问题的点子和方法就应该申请专利,但不能走极端,不能盲目迷信专利。

说实在,电源产品的开发是一项非常复杂的系统工程。它牵涉的面非常广,有电路,有器件,有工艺,有结构,有包装,有测试,有标准,有。。。。。。那么多的东西,如何找出一个满足规格的性价比最好的方案,就是我们所谓的开发产品。如从上面的定义来理解产品开发的话,那么我们开发产品就是在优化一个多

(上接第 91 页)

由(27)和(28)两式相等,并考虑到  $V_o = V_m + V_o$ ,可得下列电压变换关系式:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{(1 + \frac{W_2}{W_1})Dy}{1 - Dy} \quad (29)$$

C 变换特性比较[图 4(c)]

曲线 1 是基本 Cuk 变换器的特性曲线。

曲线 2 和 3 是按(28)式绘制的带抽头扼流圈的 Cuk 变换器的特性曲线,曲线 2 中参量  $W_2/W_1 = 1$ ,曲线 3 中参量  $W_2/W_1 = 5$ 。

### 3 结语

文中对带抽头扼流圈的几种基本开关变换器进行了分析并推导出其基本变换关系式,Zeta 和 Sepic 变换器亦可如法炮制,毋须赘述。

在基本开关变换器中应用抽头扼流圈的方法不仅对丰富电

变量系统,所以真正的产品开发当是成熟技术 + 开发方法 + 开发管理 + 开发投入。

如此说来,产品的开发并非一定要用最新的专利技术,也并非一定要有多么厉害的“天才”,而是要有一个团结向上的队伍,要有一套规范的管理方法和对产品的观念。这样的例子非常多,如日本企业的产品开发经验。当然,新东西一定要做,创新也一定要鼓励,但关键是在什么地方做和什么时候做,做产品的时候,一般不要创新,可以在做预研或者更前期研究的时候去创新。一旦在你进行产品开发的时候,你就已完成了那些新技术的研究,否则,你的产品开发将问题重重,困难重重。

再回到电路技术,到底可不可以用成熟技术(或传统技术)去开发新产品呢?答案是肯定的,关键在于你的优化。有一句谚语:“愈简单的东西愈好”,在这里同样适用。通常最传统的电路就是最简单的,因而它往往也是最好的和最可靠的。目前企业中最大的问题就是需要转变对产品开发全过程的观念。

总之,产品开发与科学研究是非常不同的事情,它要踏踏实实地去做,来不得半点的马虎,两者的思维方式和工作方法也有相当大的不同。产品开发最重要的是合作精神,工作方法,工作规范,开发管理和开发流程等。

### 3 总结

以上仅是本人对电源专利和产品开发的一些看法。有不妥之处,请予指正。本文也想为广大开发人员来一个抛砖引玉,希望在产品开发中,少走弯路,不断进步。

路拓扑有一定理论意义,而且在某些场合具有较大的实用价值。

抽头扼流圈的引入也带来了因线圈漏感而产生的噪声干扰的影响,这需要采取一定的措施,如应用有源箝位技术或无源吸收等方法予以解决。

谬误之处,敬请批评指正。

#### 参考文献

- [1] Dr. Tamotsu Ninomiya “Recent Development for High Efficiency, Low Noise, and Small Size in High - Frequency Switched - Mode Power Converters”, 2002 年《中国国际电源科技论坛》论文集 pp39 - 45

#### 作者简介

胡守约,1955 年毕业于华中工学院电机与电器制造专业。毕生从事有关电源的开发设计应用工作。曾任中国船舶工业总公司第七〇九研究所研究员和中国电源学会副理事长。