

# 开关电源的原理与设计

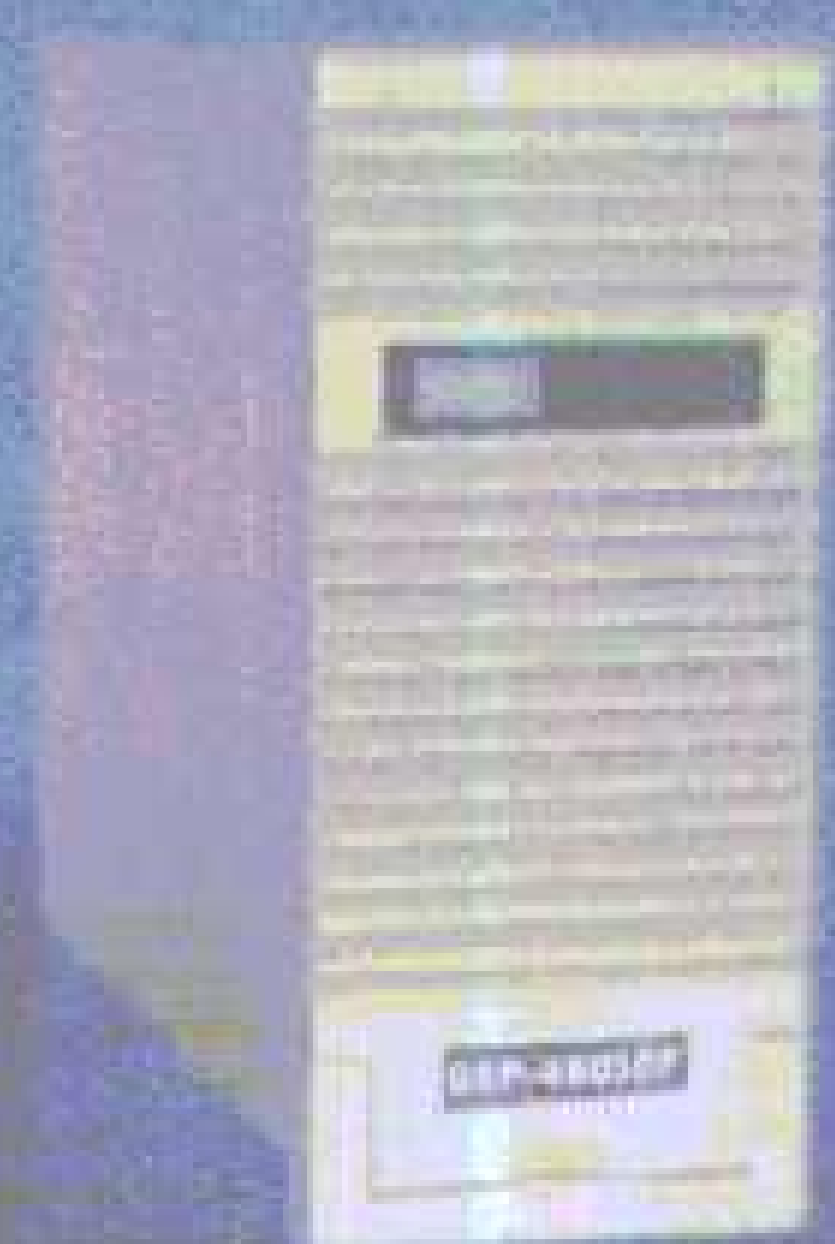
张占松 蔡宣三 编著



电子工业出版社

Publishing House of Electronics Industry





珠海金电电源工业有限公司

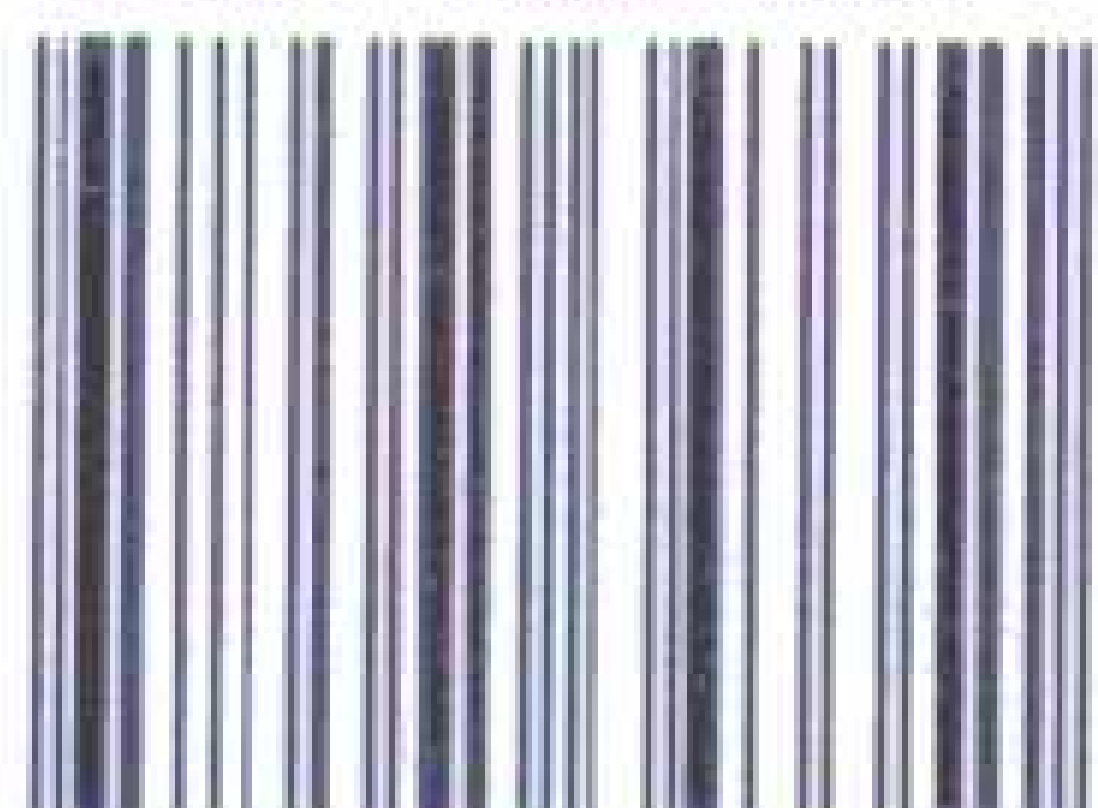
电话 : (0756) 3356046, 3350008

传真 : (0756) 3334323

网址 : <http://www.gep-power.com>

电子邮件 : zhgepco@mail.zhuhai.gd.cn  
gep@gep-power.com

ISBN 7-5053-4335-1



9 787505 343351 >

ISBN 7-5053-4335-1/TN-1099

定价: 50.00 元

201

TN 26  
Z 36

# 开关电源的原理与设计

张占松 蔡宣三 编著



A0982065



电子工业出版社

PUBLISHING HOUSE OF ELECTRONICS INDUSTRY

## 内 容 简 介

本书系统论述 DC-DC 高频开关电源工作原理与工程设计方法。内容包括 PWM 变换器和软开关 PWM 变换器的电路拓扑、原理、控制及动态分析等；功率 MOSFET、IGBT、MCT 等功率半导体器件的特性与应用；集成控制电路；磁元件特性与设计计算方法；开关电源中有源功率因数校正，同步整流与并联均流等技术。PWM 开关电源的设计与有关制造问题；开关电源的数字仿真方法，计算机辅助优化设计和最优控制方法，并附有计算实例。本书内容丰富、新颖、深入浅出。编著者力图反映 90 年代中期国内外工程界与学术界在高频开关电源方面的进展和所取得的研究成果。

本书可作为高校有关专业师生和研究生的教材或参考书，也可作为电气与电子工程师们继续教育，职业教育的培训教材，以及在进行开关电源的工程设计和开发工作时的参考书。

### 开关电源的原理与设计

张占松 蔡宣三 编著

责任编辑 王惠民

\*

电子工业出版社出版（北京万寿路173信箱）

电子工业出版社发行 各地新华书店经销

广州恒远彩印厂印刷

\*

开本：787x1092毫米 1/16 印张：35.5 字数：800千字

1998年7月第一版 2001年1月第六次印刷

印数：14000-17000册 定价：50.00元

ISBN7-5053-4335-1/TN·1099



# 第一篇 PWM 开关变换器的基本原理

## 第一章 开关变换器概论

### 第一节 什么是开关变换器和开关电源

电源有如人体的心脏,是所有电设备的动力。但电源却不像心脏那样形式单一。因为,标志电源特性的参数有功率、电压、频率、噪声及带载时参数的变化等等;在同一参数要求下,又有体积、重量、形态、效率、可靠性等指标,人可按此去“塑造”和完美电源,因此电源的形式是极多的。本书重点介绍开关电源的原理及其设计方法。

一般电力(如市电)要经过转换才能符合使用的需要。转换例子有:交流转换成直流,高电压变成低电压,大功率中取小功率等等。这一过程有人形象地说成:粗电炼为精电。炼为精电后才好使用。

按电力电子的习惯称谓,AC-DC(理解成 AC 转换成 DC,其中 AC 表示交流电,DC 表示直流电)称为整流(包括整流及离线式变换),DC-AC 称为逆变,AC-AC 称为交流-交流直接变频(同时也变压),DC-DC 称为直流-直流变换。为达到转换目的,手段是多样的。六十年代前,研发了半导体器件,并用此器件为主实现这些转换。电力电子学科从此形成并有了近三十年的迅速发展。所以,广义地说,凡用半导体功率器件作为开关,将一种电源形态转变成为另一形态的主电路都叫做开关变换器电路;转变时用自动控制闭环稳定输出并有保护环节则称开关电源(Switching Power Supply)。开关电源主要组成部分是 DC-DC 变换器,因为它是转换的核心,涉及频率变换,目前 DC-DC 变换中所用的频率提高最快。它在提高频率中碰到的开关过程、损失机制,为提高效率而采用的方法,也可为其它转换方法参考。

值得指出,常见到离线式开关变换器(off-line Switching Converter)名称,是 AC-DC 变换,也常称开关整流器;它不单是整流的意义,而且整流后又作了 DC-DC 变换。所说离线并不是变换器与市电线路无关的意思,只是变换器中因有高频变压器隔离,故称离线。

### 第二节 DC-DC 变换器的基本手段和分类

把直流电压变换为另一种直流电压最简单办法是串一个电阻,这样不涉及变频的问题,显得很简单,但是效率低。用一个半导体功率器件作为开关,使带有滤波器(L 或/和 C)的负载线路与直流电压一会相接,一会断开,则负载上也得到另一个直流电压。这就是 DC-DC 的基本手段,类似于“斩波”(Chop)作用。

一个周期  $T_s$  内,电子开关接通时间  $t_{on}$  所占整个周期  $T_s$  的比例,称接通占空比  $D$ ,  $D = \frac{t_{on}}{T_s}$ ; 断开时间  $t_{off}$  所占  $T_s$  比例,称断开占空比  $D'$ ,  $D' = \frac{t_{off}}{T_s}$ 。很明显,接通占空比越大,负载上电压越高; $\frac{1}{T_s} = f_s$  称开关频率,  $f_s$  越高,负载上电压也越高。这种 DC-DC 变换器中的开关都在某一固



定频率下(如几百千赫芝)工作,这种保持开关频率恒定但改变接通时间长短(即脉冲的宽度),使负载变化时,负载上电压变化不大的方法,称脉宽调制法(Pulse Width Modulation,简表为PWM)。由于电子开关按外加控制脉冲而通断,控制与本身流过的电流、二端所加的电压无关,因此,电子开关称为“硬开关”。很明显,由于硬开关开断和接通时,开关上同时存在电压、电流,损耗是比较大的,但无论如何比串电阻变换方法小得多。这就是开关电源的优点之一。

凡用脉宽调制方式控制电子开关的开关变换器,称为 PWM 开关变换器。它是以使用“硬开关”为主要特征的。

另一类称之为软开关。凡用控制方法使电子开关在其两端电压为零时导通电流,或使流过电子开关电流为零时关断,此开关称为软开关。软开关的开通、关断损耗理想值为零。这是八十年代发展的方法,由于损耗小,开关频率可提高到兆赫级,开关电源体积、重量进一步显著减小。

为了满足电子开关上电压或电流为零的条件,可用谐振(Resonance)的方法。所谓谐振,按电路理论知道,它是正弦电压加在理想的(无寄生电阻)电感和电容串联电路上。当正弦频率为某一值时,容抗与感抗相等,电路的阻抗为零,电路电流达无穷大;如果正弦电压加在电感和电容并联电路上,当正弦电压频率为某一值时,电路的总导纳为零,电感、电容元件上电压为无穷大。前者称串联谐振,后者称并联谐振。在开关电源电路中加的不是正弦电压,而是直流电压。直流电压加在串联的 LC 时,电路中电流按正弦规律无阻尼振荡,其频率即电路的谐振频率,或称振荡频率。利用谐振现象,电子开关器件两端电压按正弦规律振荡,当振荡到零时,使电子开关导通流过电流,此法称零电压开通(Zero - Voltage - Switching 简称 ZVS)。同理当流过电子开关器件的电流振荡到零时,使电子开关断开,此法称为零电流关断(Zero - Current - Switching 简称 ZCS)。

利用谐振现象,使电子开关器件上电压或电流按正弦规律变化,以创造零电压开通或零电流关断的条件,以这种技术为主导的变换器称谐振变换器。它有串联和并联谐振变换器两种。如果在桥式变换器(用谐振式方法控制)桥的输出端为串联 LC 网络,再接变压器原边绕组(包括带副边整流电路),称为串联谐振变换器。在桥式变换器串联 LC 网络的电容两端并联变压器原边绕组(包括带副边整流电路),称为并联谐振变换器。

由于正向和反向 LC 回路值不一样,即振荡频率不同,电流幅值也不同,所以振荡不对称。一般正向正弦半波大过负向正弦半波,所以常称为准谐振。无论是串联 LC,或并联的 LC 都会产生准谐振。

利用准谐振现象,使电子开关器件上的电压或电流按正弦规律变化,从而创造了零电压或零电流的条件,以这种技术为主导的变换器称为准谐振变换器。在单端、半桥或全桥变换器中,利用寄生电感和电容(如变压器漏感,半导体功率管或整流管的结电容)或外加谐振电感和电容,可得到相应的准谐振变换器。

谐振回路、参数可以超过两个,例如三个或更多,称为多谐振变换器。

为保持输出电压不随输入电压变化而变化,不随负载变化而变化(或基本不变),谐振、准谐振和多谐振变换器主要靠调整开关频率,所以是调频系统。

调频系统不如 PWM 开关那样易控,加上谐振、准谐振、多谐振电路谐振电压(或电流)峰值高,开关受的应力大,因此这几年热门的研究课题是零开关 - PWM 变换器和零转换 - PWM 变换器。

零开关 - PWM 变换器是指在准谐振变换器中,增加一个辅助开关控制的电路,使变换器



一周期内,一部分时间按 ZCS 或 ZVS 准谐振变换器工作,另一部分时间按 PWM 变换器工作。前者称 ZCS - PWM 变换器,后者称为 ZVS - PWM 变换器。这样,变换器已有电压过零(或电流过零)控制的软开关特点,又有 PWM 恒频调宽的特点。这时谐振网络中的电感是与主开关串联的。

零转换 - PWM 变换器,与零开关 - PWM 变换器并无本质上的差别,也是软开关与 PWM 的结合。只不过谐振网络与主电子开关是相并联的。

从上面所述,DC→DC 可分成 PWM 式、谐振式和它们的结合式。每一种方式中从输入与输出之间是否有变压器隔离,可以分成有隔离、无隔离两类。每一类中又有六种拓扑: Buck、Boost、Buck - Boost、Ćuk、Sepic 和 Zeta。由此可见 DC - DC 基本电路就不胜其数了。多数电路都具有个性,有典型应用价值,也有电路并无实用价值的。在本篇第二章中将重点介绍 Buck、Boost、Buck - Boost、Ćuk 四种基本拓扑,第三章中将介绍四种基本拓扑的隔离、组合、派生的各种电路。

Sepic 变换器、Zeta 变换器与 Ćuk 变换器是相近的,在书中不拟详述。

以上是从电路拓扑来分类,还有从其它角度,特征来分类的。例如,若按激励形式不同,可分为自激式和他激式两种。

自激式包括单管式变换器和推挽式变换器两种。他激式中包括调频、调宽、调幅、谐振等几种。目前应用较广的是调宽型(PWM),它包括正激式、反激式、半桥式和全桥式。谐振式中有串联谐振、并联谐振、串并联谐振等线路,按谐振式的开关什么时候接通来分,又可分为零电流开关和零电压开关等。

若按控制信号的隔离方法,则可分为直接式、光电耦合式、变压器式、磁放大器式等。有些线路通过电子器件完成电压—频率,或者频率—电压的转换工作之后,用变压器与控制信号隔离。

### 第三节 DC - DC 变换器主回路使用的元件及其特性

#### 一、开关

无论哪一种 DC - DC 变换器,主回路使用的元件只是电子开关、电感和电容。电子开关只是快速地开通、快速地关断这两种状态,并且快速地进行转换。只有力求快速,使开关快速地渡过线性放大工作区,状态转换引起的损耗才小。目前使用的电子开关多是双极型晶体管、功率场效应管;逐渐普及的有 IGBT 管,还有各种特性较好的新式的大功率开关元件,例如 SITH(静电感应晶闸管)和 MCT(场控制晶体闸流管)。这些元件的基本特性在本篇的第四章进行介绍。

值得指出,主回路也不是绝对不出现电阻元件。出现的前提是极有利于控制性能而又不引起多大的损耗,而且限于几十瓦以下的小功率变换器中应用。一般其阻值在毫欧级,其上得到的 mV 电压可用来作为当前工作周期进行电流控制或保护的信号。这在第一篇第六章 IC 控制器介绍中可以见到;在第二篇设计线路中也可见到。

#### 二、电感

电感是开关电源中常用的元件,由于它的电流、电压相位不同,因此理论损耗为零。常为

储能元件,也常与电容共用输入滤波器和输出滤波器上。用于平滑电流,也称它为扼流圈。其特点是流过其上的电流有“很大的惯性”。换句话说,由于“磁通连续”性,电感上的电流必须是连续的,否则将会产生很大的电压尖峰波。

电感为磁性元件,自然有磁饱和的问题。应用中有允许其饱和的,有允许其从一定电流值起开始进入饱和的,也有不允许其出现饱和的。在具体线路中要注意区分。在多数情况下,电感工作在“线性区”,此时电感值为一常数,不随端电压与流过电流而变化。但是,在开关电源中电感,有一个不可忽视的问题,就是电感的绕线所引起两个分布参数(或称寄生参数)的现象。其一是绕线电阻,这是不可避免的。其二是分布式杂散电容,随线制工艺、材料而定。杂散电容在低频时影响不大,随着频率的提高而渐显出来,到某一频率以上时,电感也许变成了电容的特性了。如果将杂散电容“集成”为一个,则从电感的等效电路,可以明白地看出在某一角频率后的电容性。

在分析电感在线路中工作或绘波形图时,不妨考虑下面几个特点:

(1)在电感  $L$  中有电流  $I$  流过时,储存有  $\frac{1}{2}LI^2$  的能量;

(2)当电感  $L$  两端的电压  $V$  为不变时,依  $V = L \frac{di}{dt}$  公式可知,忽略内阻  $R$  时,电感电流变化率  $\frac{di}{dt} = V/L$ ,表明电感电流线性增加;

(3)正在储能的电感器,因为能量不能瞬时突变,若切断电感在变压器原边回路时,能量绝大部分经变压器副边出现的电流输送至负载,原、副边耦合中保持相同的安匝数,维持磁场不变,或每匝伏·秒值不变。

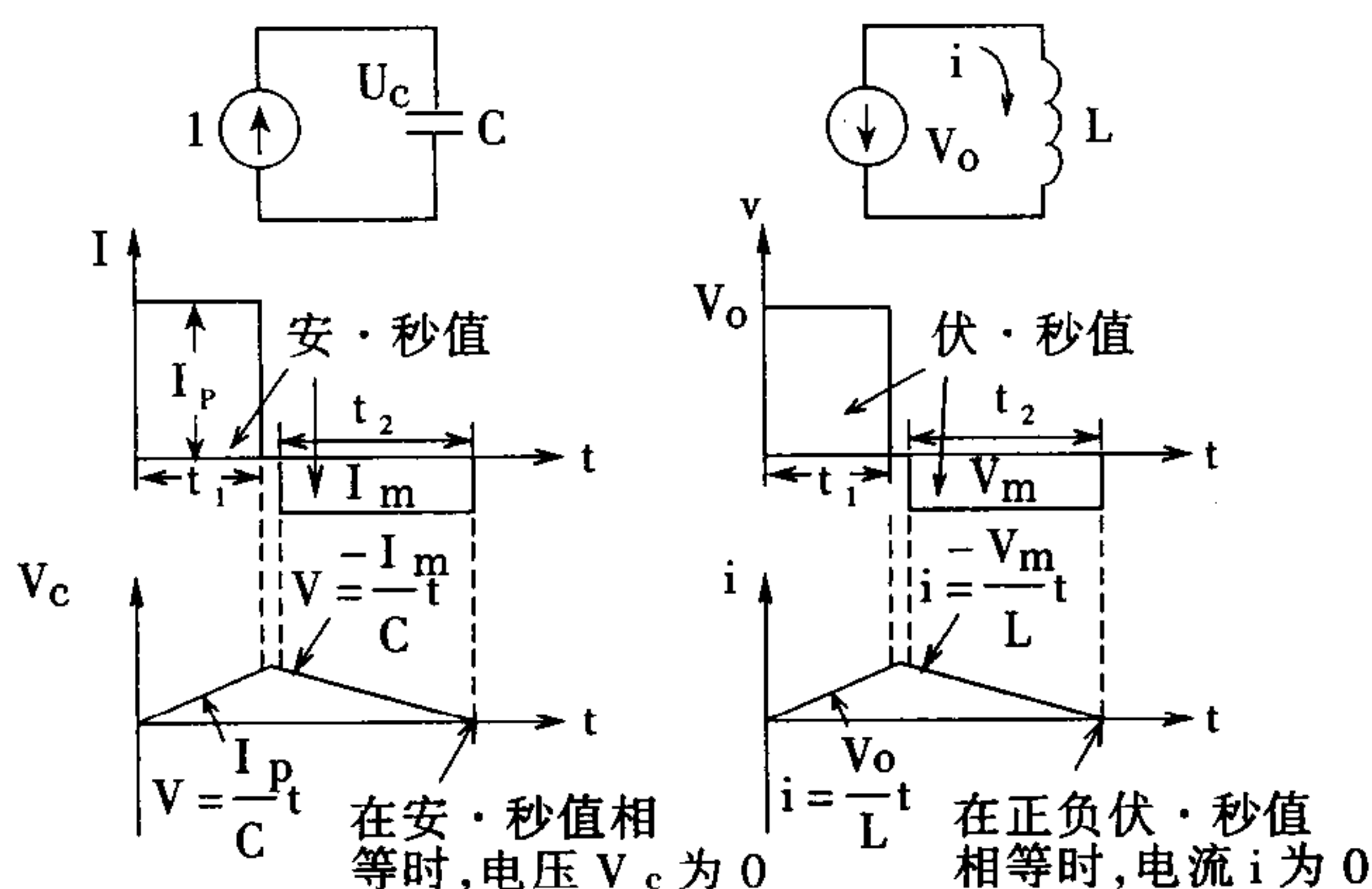


图 1-1 电感特性与电容特性的比较

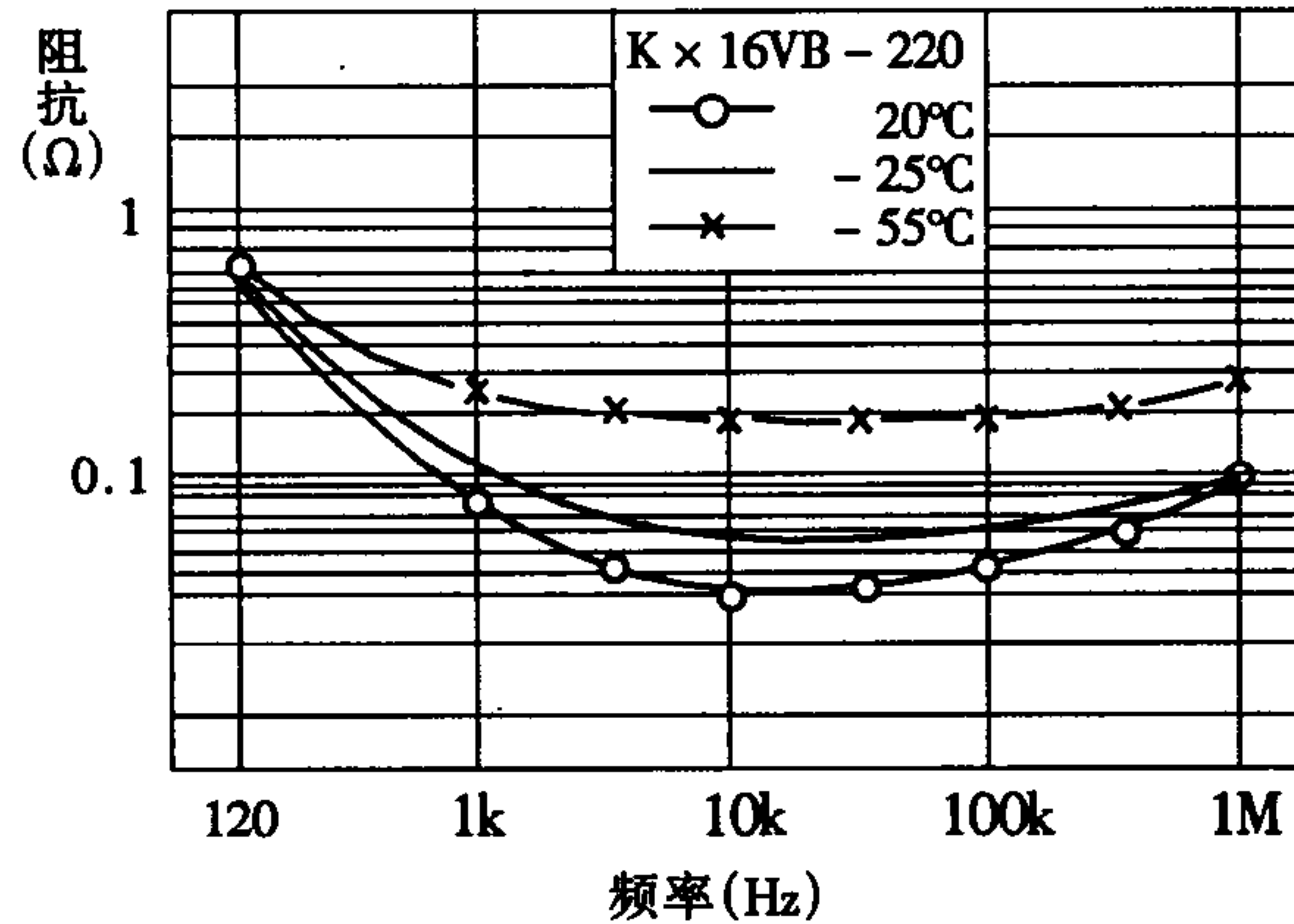
(4)就像电容有充、放电流一样,电感器也有充、放电电压。电容上的电压与电流的积分(称为安·秒值)成正比,电感上的电流与电压的积分(称为伏·秒值)成正比,如图 1-1 所示。

只要电感器电压变化,其电流斜率  $\frac{di}{dt}$  也变化;正向电压,使电流从零线性上升;反向电压,电流线性下降,根据能量守恒原理在电感器伏·秒值面积相等的某一时间点上,线性变化的电流重新降到零。

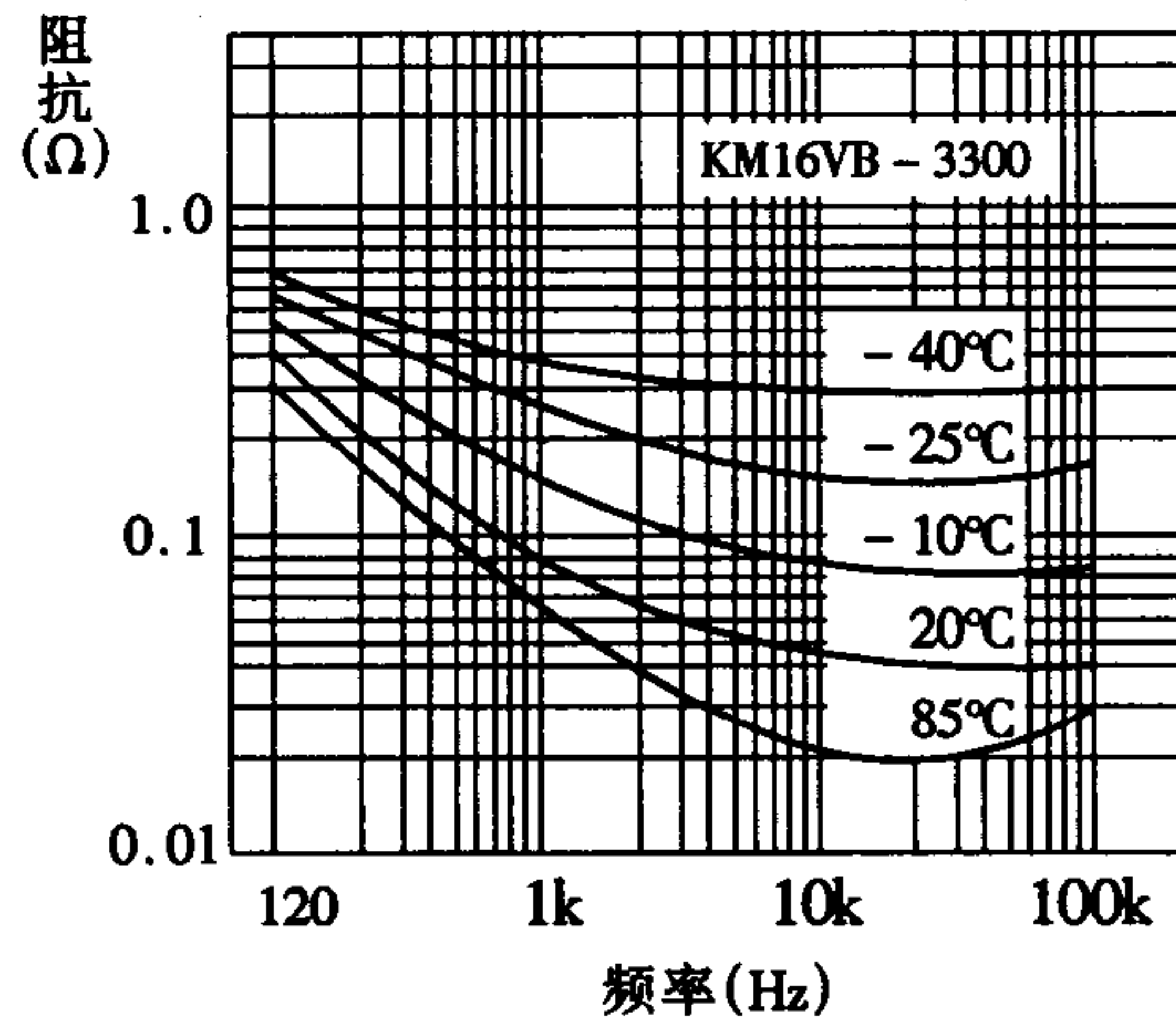


### 三、电容

电容是开关电源中常用的元件,它与电感一样也是储存电能和传递电能的元件,但对频率的特性却刚好相反。应用上,主要是“吸收”纹波,具有平滑电压波形的作用。实际的电容并不是理想元件。电容器由于有介质、接点与引出线,造成一个等效电阻。这种等效电阻在开关电源中小信号反馈控制上,以及输出纹波抑制的设计上,起着不可忽视的作用。另外电容等效电路上有一个串联的电感,它在分析电容器滤波效果时,非常重要。有时加大电容量并不能使电压波形平直,就是因为这个串联寄生电感起着副作用。



(a) 开关电源用电容(16V, 2200µF)



(b) 高温长寿命电容(16V, 2200µF)

图 1-2 电容阻抗与频率的关系(温度为参变量)

电容的串联电阻是与接点和引出线有关,也与电解液有关。常见电解电容电解质的成份为  $Al_2O_3$ , 导电率  $\epsilon$  比空气约大七倍,为了继续能提高电容量,把铝箔表面做成有规律的凸凹不平状,使氧化膜表面积加大(因为电容量与表面积成正比)。加入的电解液可在凹凸面上流动。电解液受温度影响,温度下降,电阻加大,即电容串联电阻加大。高温长寿命电容的阻抗随温度下降而增加的情况示于图 1-2 中。

温度下降,等效串联电阻(ESR)加大,导致电容寿命减短,这是铝电解电容的缺点。为了

改善这一缺点,将电解液覆盖在氧化膜表面后将其干燥,形成固体式电解质电容,即“钽电容”。目前又用有机半导体代替电解液,也是固体式电解质电容称为“OS 电容”。“OS 电容”的串联电阻小了许多,在图 1-3 中示出常用几种电容的串联电阻值,以供比较。

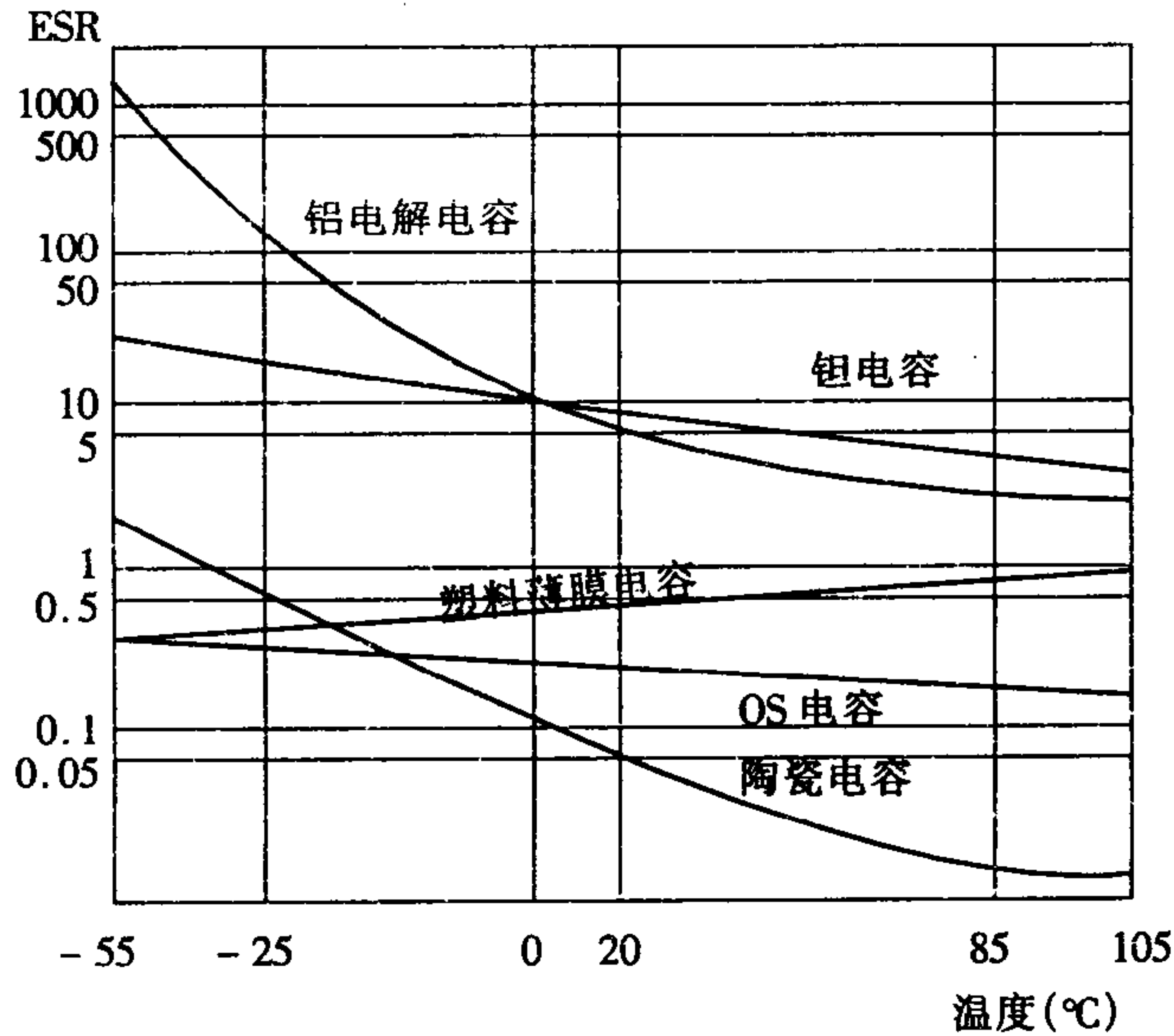


图 1-3 各种电容 ESR 的比较

在开关电源中的电容器,工作时平均电流为零,但因充、放电电流波形不同,有效值电流是很大的。例如,市电整流输入到开关电源的滤波电路电容,其充电只在市电正弦半波瞬时值高于电容上直流电压一个短时期内才发生,而且是低频的(50Hz),由电容放电供电给开关电源,放电频率是高频的(与开关频率相同)。有效值电流  $i_{c(rms)}$  比负载电流  $I_0$  大,其计算式为:

$$i_{c(rms)} = 1.12 I_0 \quad (1.1.1)$$

电容器的选择,除考虑有效值外尚要考虑纹波电压和耐压的要求。



## 第二章 基本的 PWM 变换器主电路拓扑

### 第一节 概述

上面已述可以从不同的角度对变换器进行分类。在下面两章中,讲述基本的和带变压隔离的两类变换器。变换器(对直流——直流变换而言)主要功能是变压,至于隔离与否,则要看使用需要。所以,基本变换器只完成变压;带隔离变压的变换器,除完成变压外还有输入/输出之间隔离的功能。本章介绍基本变换器的各项特征,包括线路、工作原理、波形、主要概念与关系式,特点等等。最后以公式表列比较四种基本变换器的异同。

### 第二节 Buck 变换器

#### 一、别名

降压变换器、串联开关稳压电源、三端开关型降压稳压器。

#### 二、线路组成

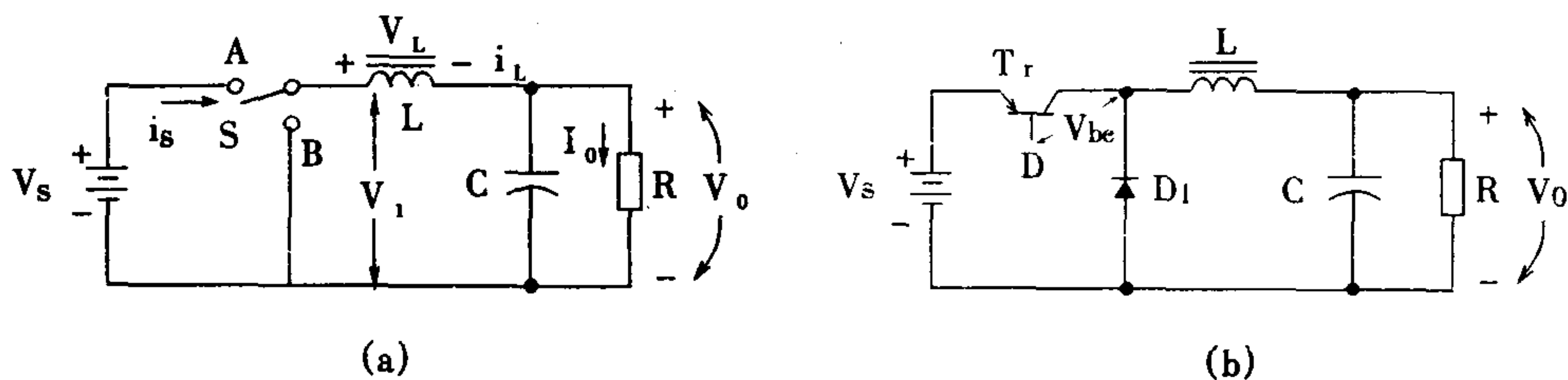


图 2-1 Buck 变换器电路

图 2-1(a)由单刀双掷开关 S、电感元件 L 和电容 C 组成的示意图。图 2-1(b),由以占空比 D 工作的晶体管  $T_r$ 、二极管  $D_1$ 、电感 L、电容 C 组成的 Buck 变换器电路图。电路完成把直流电压  $V_s$  转换成直流电压  $V_o$  的功能。

#### 三、工作原理

1. 假定:为分析稳态特性,简化推导公式的过程,特作如下几点假定:

(1)开关晶体管、二极管均是理想元件。也就是可以瞬间地“导通”和“截止”,而且“导通”时压降为零,“截止”时漏电流为零;

(2)电感、电容是理想元件。电感工作在线性区而未饱和,寄生电阻为零,电容的等效串联电阻为零;

(3)输出电压中的纹波电压与输出电压的比值小到允许忽略。

## 2. 工作过程

当开关 S 在位置 A 时,有图 2-2(a)所示的电流  $i_s = i_L$  流过电感线圈 L,在电感线圈未饱和前,电流线性增加,在负载 R 上流过电流  $I_0$ ,两端输出电压  $V_0$ ,极性上正下负。当  $i_s > I_0$  时,电容在充电状态。这时二极管  $D_1$  承受反向电压;当开关 S 打至 B 位时,如图(b)所示,由于线圈 L 中的磁场将改变线圈 L 两端的电压极性,以保持其电流  $i_L$  不变。负载 R 两端电压仍是上正下负。在  $i_L < I_0$  时,电容处在放电状态,有利于维持  $I_0$ 、 $V_0$  不变。这时二极管  $D_1$  承受正向偏压为电流  $i_L$  构成通路,故称  $D_1$  为续流二极管。由于变换器输出电压  $V_0$  小于电源电压  $V_s$ ,故称它为降压变换器。工作中输入电流  $i_s$ ,在开关闭合时, $i_s > 0$ ,开关打开时, $i_s = 0$  故  $i_s$  是脉动的,但输出电流  $I_0$ ,在 L、 $D_1$ 、C 作用下却是连续的、平稳的。

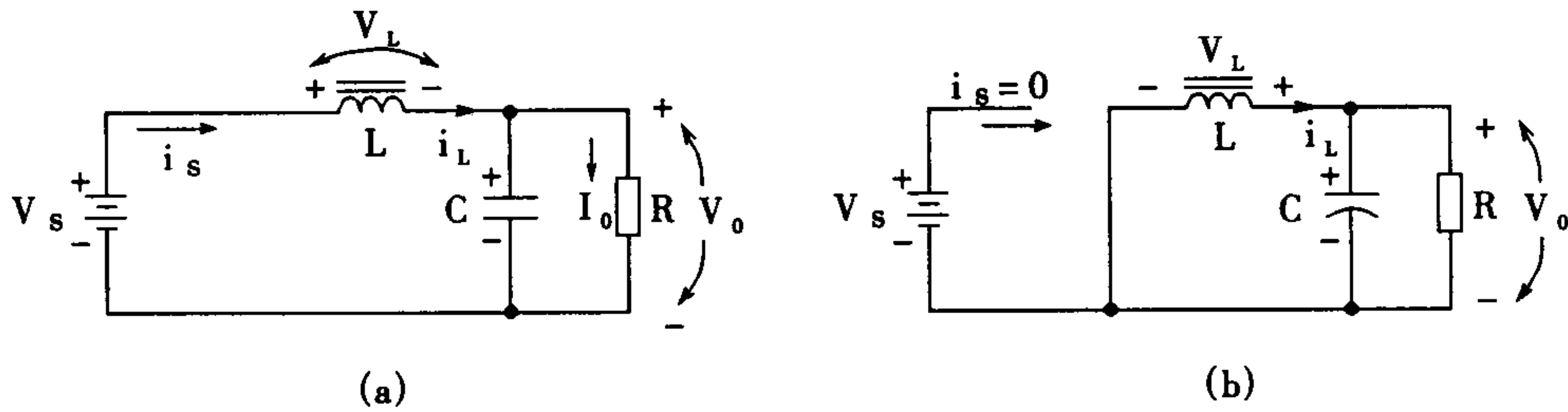


图 2-2 Buck 变换器电路工作过程

## 四、电路各点的波形

按电感电流  $I_L$  在周期开始时是否从零开始,可分为电感电流连续工作模式和电感电流不连续工作模式两种。波形如图 2-3(a)(b)所示。

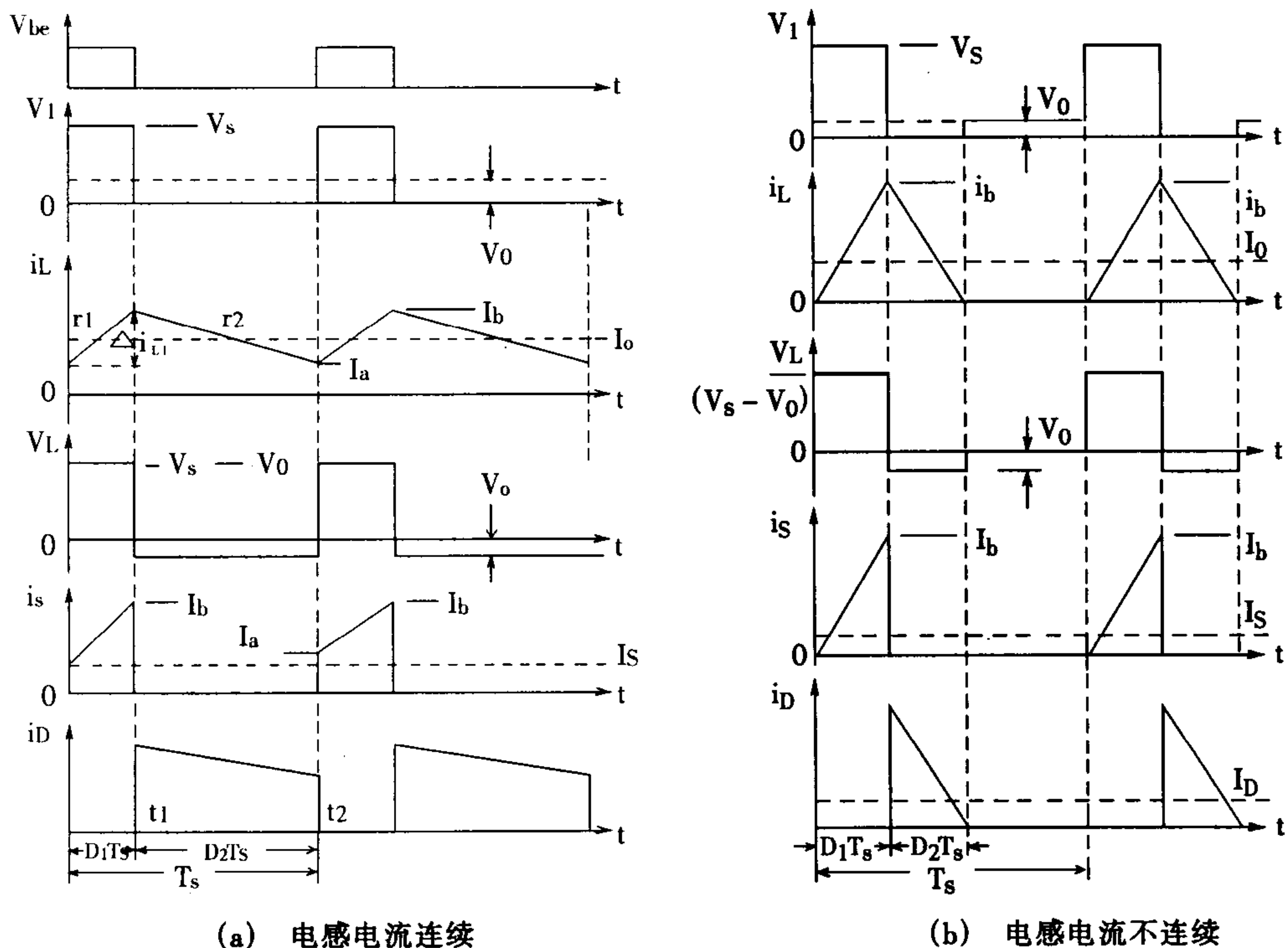


图 2-3 Buck 变换器两种工作模式波形图



## 五、主要概念与关系式

### 1. 电感电流连续与不连续

下面分析一下开关闭合和断开的情况与输出电压的关系。在图 2-3 中, 设开关周期为  $T_s$ , 闭合时间为  $t_1 = D_1 T_s$ , 断开时间  $t_2 - t_1 = D_2 T_s$ ;  $D_1 < 1$ , 称  $D_1$  为接通时间占空比, 体现了开关接通时间占周期的百分值,  $D_2 < 1$ , 称  $D_2$  为断开时间的占空比, 体现了开关断开时间占周期的百分值。根据假定(1)很明显,  $D_1 + D_2 = 1$ 。

在输入输出不变的前提下, 当开关 S 在 A 位时, 波形如图 2-3(a) 所示, 电感电流线性上升, 其增量为:

$$\Delta i_{L1} = \int_0^{t_1} \frac{V_s - V_0}{L} dt = \frac{V_s - V_0}{L} t_1 = \frac{V_s - V_0}{L} D_1 T_s \quad (1.2.1)$$

式中:  $\Delta i_{L1}$ ——电流增量(A);

$V_s$ ——输入电源电压(V);

$V_0$ ——输出电压(V);

$L$ ——电感(H);

$T_s$ ——开关周期(S);

$D_1$ ——开关接通时间占空比。

当开关 S 在 B 位时, 如图 2-3(a)  $t_2 - t_1$  时间段所示,  $i_L$  电流增量为:

$$\Delta i_{L2} = -\int_{t_1}^{t_2} \frac{V_0}{L} dt = -\frac{V_0}{L} (t_2 - t_1) = -\frac{V_0}{L} (T_s - D_1 T_s) = -\frac{V_0}{L} D_2 T_s \quad (1.2.2)$$

由于稳态时这两个电流变化量相等, 即  $\Delta i_{L1} = |\Delta i_{L2}|$ , 所以:

$$\frac{V_s - V_0}{L} D_1 T_s = \frac{V_0}{L} D_2 T_s = \frac{V_0}{L} (1 - D_1) T_s$$

又因为  $D_1 + D_2 = 1$  整理得:

$$V_0 = V_s D_1 \quad (1.2.3)$$

式(1.2.3)表明, 输出电压  $V_0$  随占空比  $D_1$  而变化, 由于  $D_1 < 1$ , 故  $V_0 < V_s$ ,  $V_0/V_s$  是电压增益, 表示为  $M$ , 在本线路中:

$$M = \frac{V_0}{V_s} = D_1$$

如图 2.4 所示,电压增益  $M$  由开关接通时占空比  $D_1$  决定,即变换器有很好的控制特性。

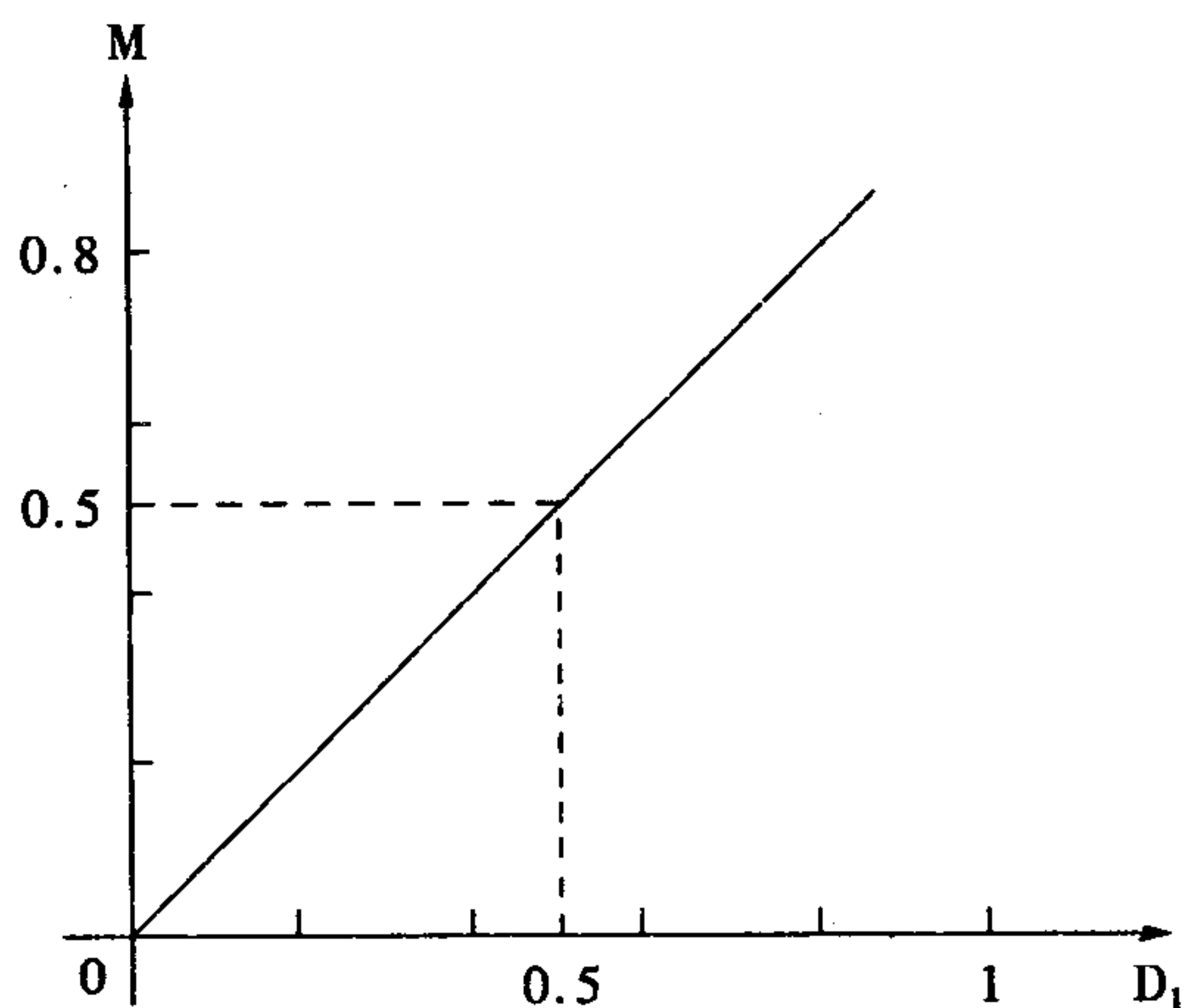


图 2-4 Buck  $M = f(D_1)$  关系图

当电感  $L$  较小,负载电阻较大,或  $T_s$  较大时,将出现电感电流已下降到 0,新的周期却尚未开始的情况。当新的周期来到时,电感电流从 0 开始,线性增加。这种工作方式称电感电流不连续的模式。波形图如图 2-3(b)。此时,当开关  $S$  在位置 A 时,占空为  $D_1$ :

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_s - V_0}{L} D_1 T_s$$

当开关  $S$  在位置 B 时

$$\Delta i_{L2} = -\frac{V_0}{L} D_2 T_s$$

由于  $\Delta i_{L1} = |\Delta i_{L2}|$ , 所以:

$$\frac{V_s - V_0}{L} D_1 T_s = \frac{V_0}{L} D_2 T_s$$

整理得:

$$V_0 = \frac{D_1}{D_1 + D_2} V_s \tag{1.2.5}$$

式中  $D_2$ ——晶体管开断、二极管导通时间占空比(S)。



注意,二极管导通占空比用  $D_2$  表示之。相应晶体管导通占空比用  $D_1$  表之,如图(b),此时  $D_1 + D_2 \neq 1$ 。

由图 2-3(b)  $i_L$  图形可知,稳态负载电流  $I_0$  即是  $i_L$  等腰三角形面积在  $T_s$  时间内的平均值,而且等于  $V_0/R$ 。即

$$I_0 = \frac{1}{T_s} \left[ \frac{1}{2} (D_1 + D_2) T_s \frac{V_s - V_0}{L} D_1 T_s \right] = \frac{V_0}{R} \quad (1.2.6)$$

解得 
$$\frac{1}{M} - 1 = \frac{2\tau_L}{D_1(D_1 + D_2)} = \frac{2\tau_L}{D_1(D_1 + D_2)} \quad (1.2.7)$$

式中 
$$\tau_L = \frac{L}{RT_s}$$

$\tau_L$  是储能电感  $L$  与负载电阻  $R$  周期时间  $T_s$  乘积的比率。它是无量纲参数。

由(1.2.7)可得

$$M = \frac{D_1}{D_1 + \frac{2\tau_L}{D_1 + D_2}} \quad (1.2.8)$$

考虑到(1.2.5)可得  $D_2 = \frac{2\tau_L}{D_1 + D_2}$

即  $D_2^2 + D_1 D_2 - 2\tau_L = 0$

解得 
$$D_2 = \frac{D_1}{2} \left( \sqrt{1 + \frac{8\tau_L}{D_1^2}} - 1 \right) \quad (1.2.9)$$

将(1.2.9)代入(1.2.6)得到不连续状态下 Buck 变换器的电压增益  $M$ :

$$M = \frac{V_0}{V_s} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{8\tau_L}{D_1^2}}} \quad (1.2.10)$$

公式(1.2.10)列于表 1.2.2 的第一行右侧,相应图形如 2-5。

从(1.2.10)式可得到占空比确定的电压增益。如果把(1.2.9)(1.2.10)式演算也可以得到从电压增益确定占空比。

$$D_1 = M \sqrt{\frac{2\tau_L}{1-M}} \quad (1.2.11)$$

$$\text{和 } D_2 = \sqrt{2\tau_L(1-M)} \quad (1.2.12)$$

上面两式列于表 1.2.2 的第二行、第三行左边。

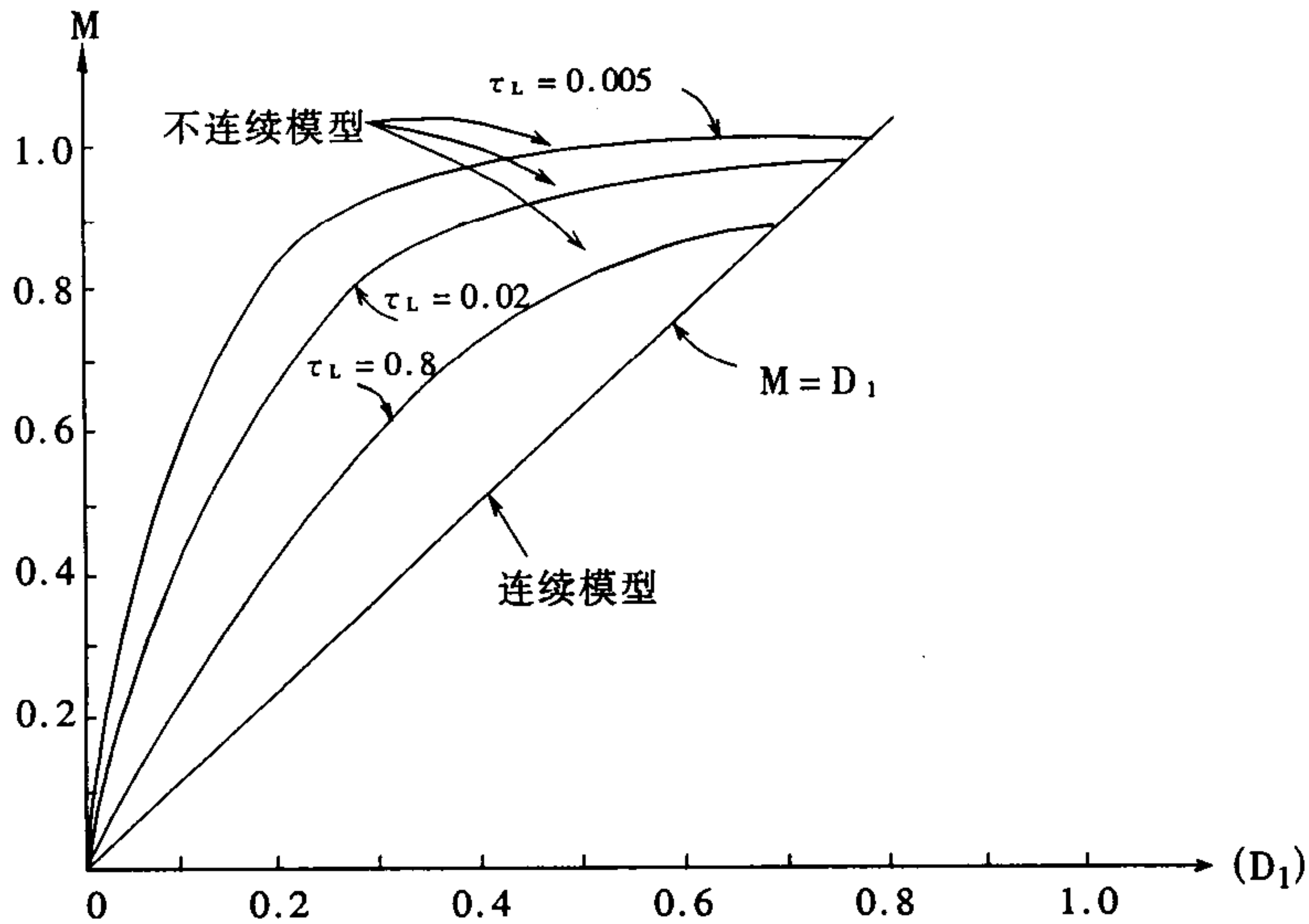


图 2-5 在连续和不连续的状态下, Buck 变换器电压增益  $M$  与占空比  $D_1$  的函数关系

## 2. 连续与不连续的临界条件

在连续与不连续状态之间有个临界状态, 其发生条件可表为:

$$\text{连续状态} \quad \frac{1}{2} \Delta i_L < I_0$$

$$\text{临界状态} \quad \frac{1}{2} \Delta i_L = I_0 \quad (1.2.13)$$

$$\text{不连续状态} \quad \frac{1}{2} \Delta i_L > I_0$$

考虑(1.2.2)式和(1.2.6)式, 临界状态时  $\frac{1}{2} \Delta i_L = \frac{V_0}{2L} D_2 T_s = \frac{V_0}{R}$  整理得

$$\frac{D_2 T_s}{2} = \frac{L}{R} \quad (1.2.14)$$

(1.2.14)为临界条件的  $\frac{L}{R}$  表达式。该时  $L$  即定义为临界电感, 可表为  $L_c$ ,



$$L_C = \frac{D_2 R}{2} T_S = \frac{V_0}{2I_0} D_2 T_S = \frac{V_0}{2I_0} t_{OFF} = \frac{V_0^2}{2P_0 f_S} (1 - D_1) \quad (1.2.15)$$

式中  $t_{OFF} = t_2 - t_1$ ——开关管  $T_r$  关断时间(S);  
 $V_0$ ——输出电压(V);  
 $f_S$ ——开关工作频率  $\frac{1}{T_S}$  (Hz);  
 $P_0$ ——变换器输出功率  $P_0 = I_0 V_0$  (W)。

### 3. 纹波电压 $\Delta V_0$

流经电容的电流  $i_C$  是  $(i_L - I_0)$ ,  $i_C$  在电容两端产生的电压  $\Delta V_0$  称为纹波电压。其波形如图 2-6 所示。当  $i_C$  为  $t$  的线性函数时:

$$\begin{aligned} \Delta V_0 &= \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_C dt \\ &= \frac{1}{C} \left( \frac{1}{2} \times \frac{\Delta I_L}{2} \times \frac{T_S}{2} \right) \\ &= \frac{\Delta I_L T_S}{8C} \end{aligned} \quad (1.2.16)$$

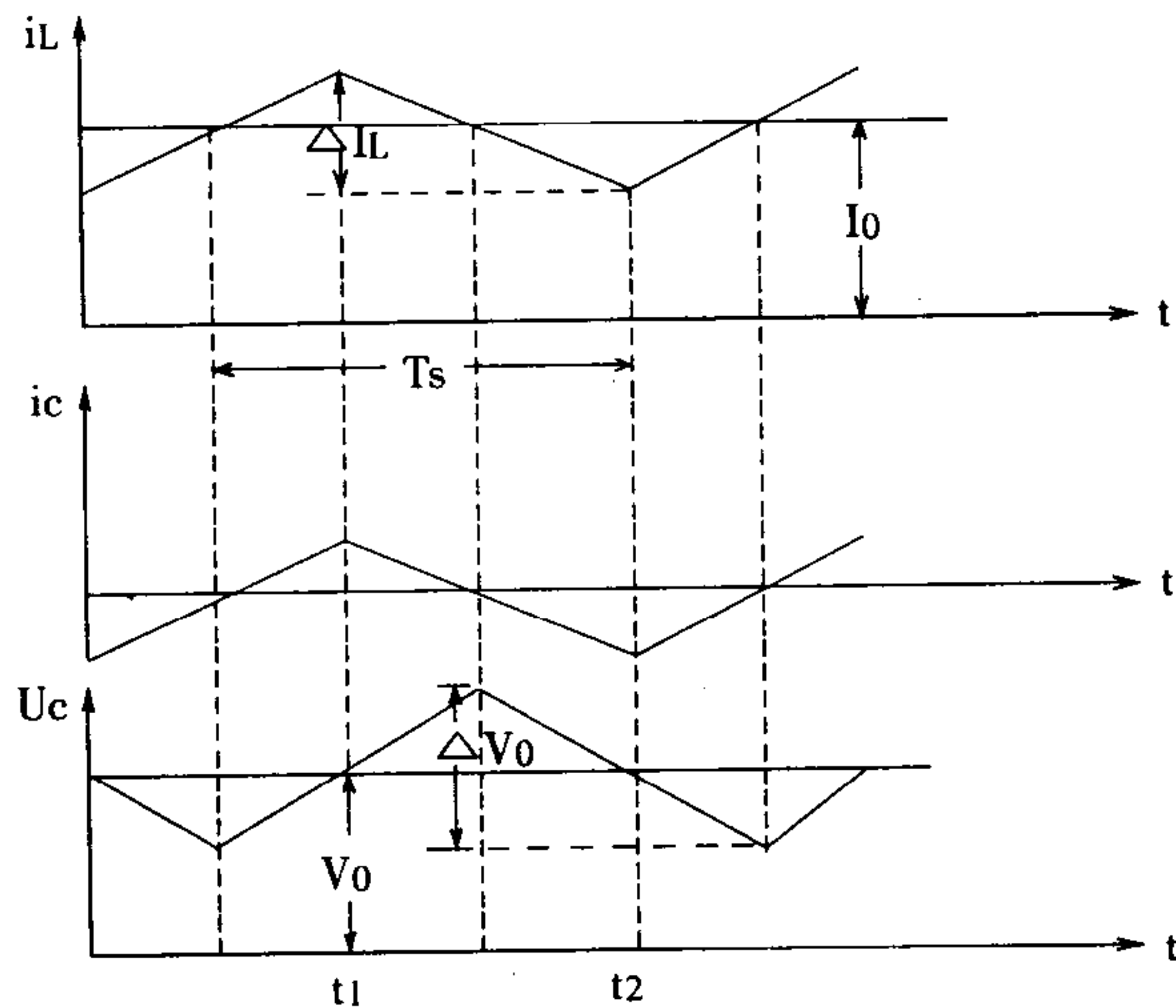


图 2-6 电容电压和电流波形

把式(1.2.2)代入(1.2.16)得:

$$\Delta V_0 = \frac{V_0}{8LC} (t_2 - t_1) T_S = \frac{V_0 D_2}{8LC} T_S^2 \quad (1.2.17)$$