

# 半桥逆变器电容不均压问题的分析与研究

朱军卫 龚春英 孙林 南京航空航天大学航空电源科技重点实验室 (210016)

**摘要:**半桥逆变器工作时分压电容很难实现均压,本文详细分析了引起分压电容不均压的原因,并就此提出了相应的解决方法。最后通过仿真与实验验证了解决方法的有效性。

**关键词:**半桥逆变器 均压

## 1 引言

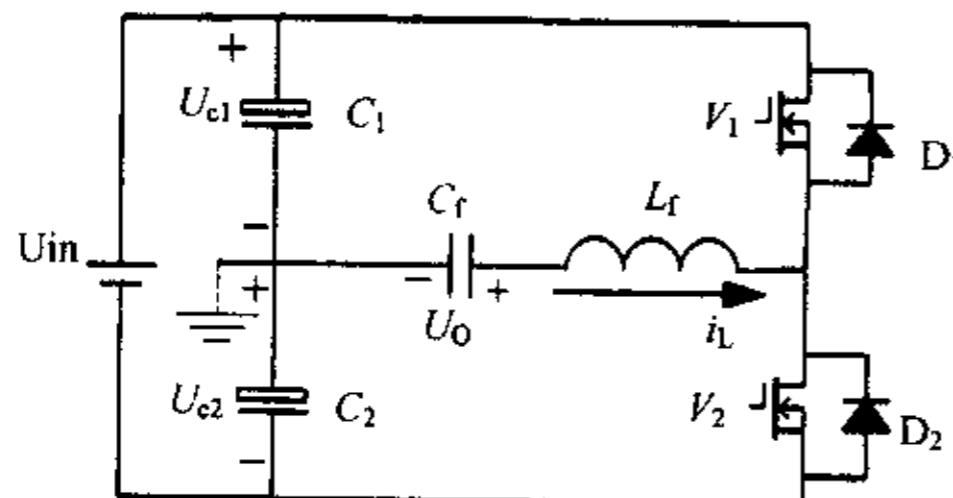


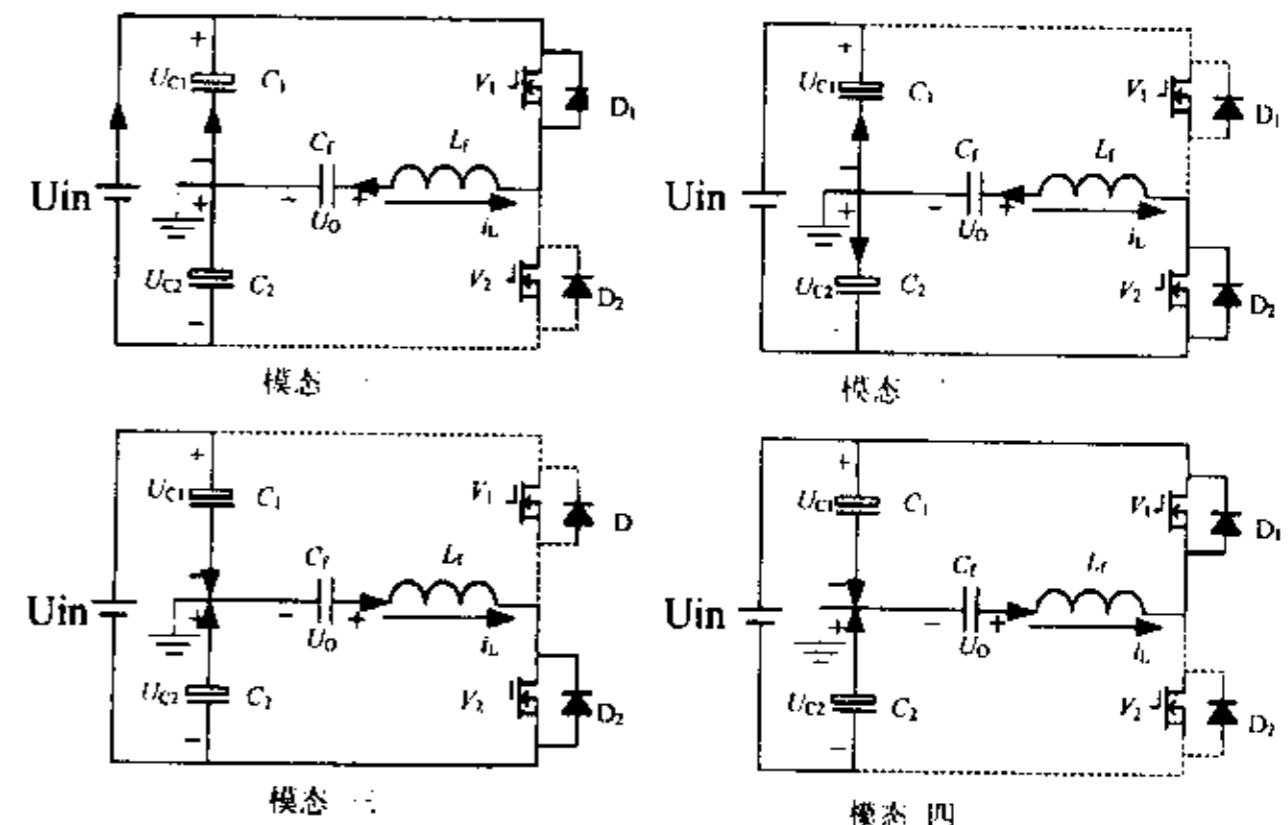
图 <1>

半桥逆变器(如图<1>所示)由于其电路结构简单,所需功率器件比较少等特点,所以在工业应用中被广泛采用。但是半桥逆变器分压电容  $C_1, C_2$ ,在电路正常工作时,很难实现均压,特别是在大功率的情况下  $C_1, C_2$ ,上的电压波动很大,容易引起输出电压以及电流波形的畸变,使得电路性能恶化。基于以上原因,我们以 DPM(Discrete Pulse Modulation)控制的半桥逆变器为例,深入分析了半桥逆变器分压电容  $C_1, C_2$  不均压的原因,并提出了相应的解决方法,最后对所提出方法的有效性进行了仿真和实验验证。

## 2 启动时基准正弦波的初始相位对分压电容 $C_1, C_2$ 不均压的影响

首先,假设  $C_1 = C_2$ ,且都为理想电容,由于电源  $U_{in}$  对分压电容  $C_1, C_2$  的充电是瞬间完成的。所以我们可以认为,在逆变器开始工作以前  $C_1, C_2$  的电压初始状态是  $U_{c1} = U_{c2} = U_{in}/2$ 。

其次,对于图(1)所示的半桥电路,我们可以将主电路的工作状态分为两种:a.  $i_L > 0$ ,b.  $i_L < 0$ ,这两种状态各占半个工作周期。假设控制电路中基准正弦波的相位是零,并且输出电压  $U_o$  和电感电流  $i_L$  的相位在阻性重载情况下是一致的(实际中它们是存在一定的相位差的,但在阻性重载情况下它们的相位差非常小,所以我们在分析中近似认为他们的相位是一致的)。此时,当主电路启动工作时:  $i_L < 0$  ( $i_L$  的初始相位为  $180^\circ$ ),对应于两种工作模态(如图(2)所示),模态一为电感电流在滞环宽度以内时主电路的工作情



况;模态二为电感电流超过滞环宽度时主电路的工作情况。 $i_L < 0$  这种状态保持半个周期,在这半个周期内  $i_L$  始终是在对进行充电的,这时  $U_{c2}$  就开始依正弦规律从  $U_{in}/2$  增加,而同时  $C_1$  则处于放电状态,  $U_{c1}$  就开始依正弦规律从  $U_{in}/2$  开始减小,半个周期以后,  $U_{c2}$  到达最大值,  $U_{c1}$  则到达最小值,电感电流改变方向:  $i_L > 0$ ;在  $i_L > 0$  以后主电路同样有两种工作模态(如图(2)所示),模态三为电感电流在滞环宽度以内时主电路的工作情况;模态四为电感电流超过滞环宽度时主电路的工作情况,  $i_L > 0$  同样保持半个周期,在这半个周期内对  $C_1$  进行充电,这时  $U_{c1}$  就开始依正弦规律增加,而同时  $C_2$  则处于放电状态,  $U_{c2}$  就开始依正弦规律减小,那么,整个周期结束以后,  $U_{c1}, U_{c2}$  又回到了初始状态:  $U_{c1} = U_{c2} = U_{in}/2$ ,以后每个周期周而复始重复以上过程。

最后,我们就会发现,在电路稳定工作时,  $U_{c2}$  的平均值高于  $U_{c1}$  的平均值,也就是分压电容  $C_1, C_2$  出现了不均压。运用 Saber 软件我们对该电路进行了仿真,具体参数是:

输入电压: $U_{in} = 376V$	输出电压: $U_{o_{avg}} = 115V$
输出周期: $T = 2.5ms$	输出功率: $P_0 = 2KW$
$C_1 = C_2 = 200\mu F$ ,	$C_f = 12\mu F, L_f = 0.35mH$

仿真结果如下图(3)所示,与以上理论分析基本一致,只是电感电流在负向峰值处有一段不调制,对应于输出电压在此时就产生了畸变,这是由于  $C_1$  在此刻提供的输入电压太低的缘故。这也是应用半桥逆变器时尽量要分压电容

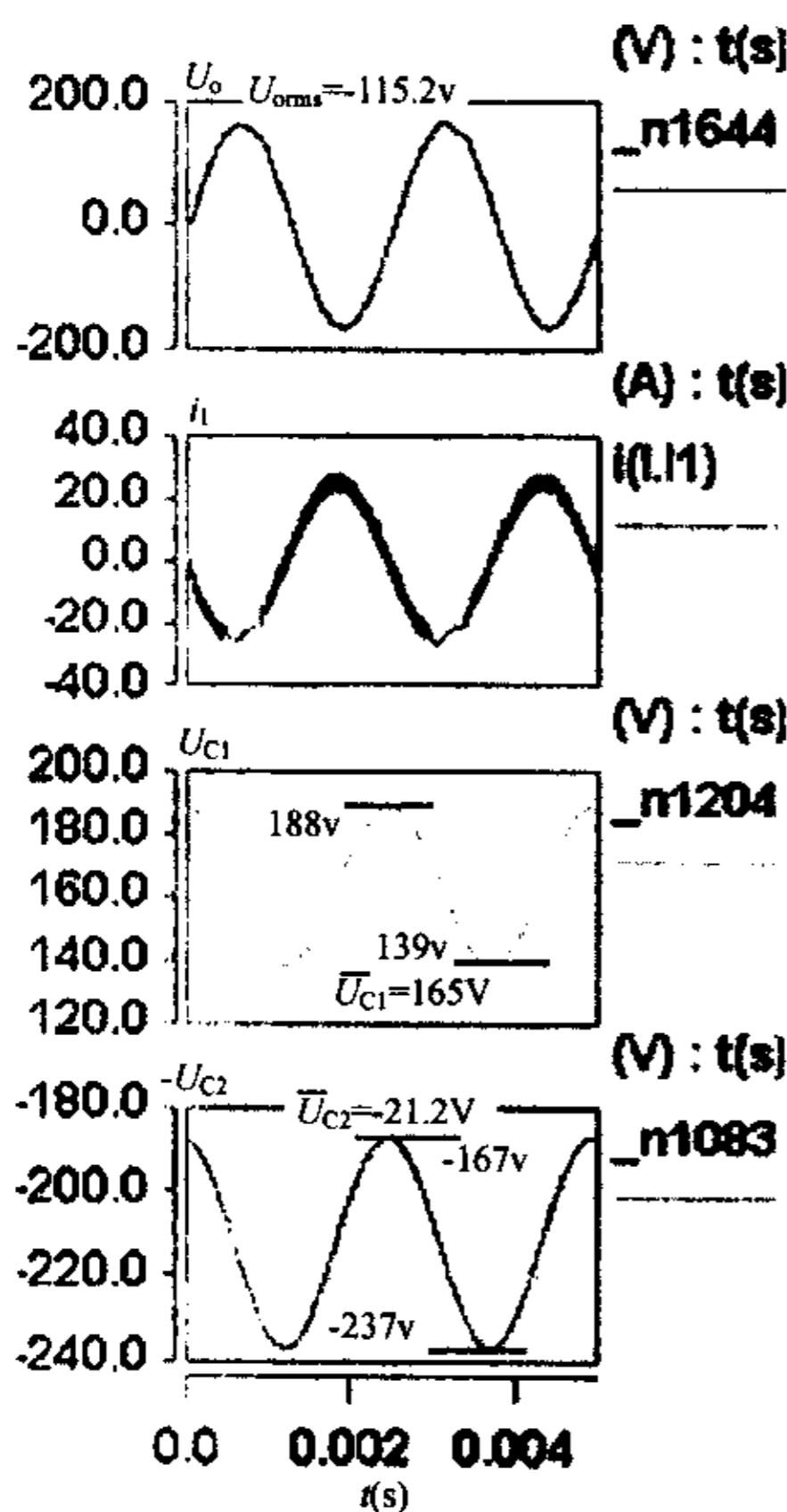


图 3

均压的原因,对于相同功率等级的半桥逆器,分压电容均压的工作状态比不均压的工作状态所要求的输入电压更低,也就是说前者的直流母线电压利用率更高,所以,对于半桥逆变器要尽量做到分压电容均压。

同样的道理,当控制电路基准正弦波的相位是  $180^\circ$  时,对于电路阻性重载的情况下,在主电路启动工作的前半个周期内  $i_L > 0$  ( $i_L$  的初始相位为零),后半个周期内  $i_L < 0$ ,我们分析就可以得到:在电路稳态工作时,  $U_{el}$  的平均值高于  $U_o$  的平均值。并且其大小与基准正弦波的相位是零时的  $\bar{U}_{el}$ ,  $\bar{U}_o$  刚好相反,那么是不是当控制电路的基准正弦波相位是  $90^\circ$ ,并且对应于阻性重载情况下,  $\bar{U}_{el} = \bar{U}_o$  呢?下面分析一下。

在主电路启动工作的前四分之一个周期内,  $i_L < 0$  ( $i_L$  的初始相位为  $270^\circ$ ),此时  $i_L$  是在对  $C_2$  进行充电,  $U_o$  就开始依正弦规律从  $U_{in}/2$  增加,而同时  $C_1$  则处于放电状态,  $U_{el}$  就开始依正弦规律从  $U_{in}/2$  减小,四分之一周期结束以后,  $U_o$  到达最大值,  $U_{el}$  到达最小值;在下一个四分之一周期内,  $i_L > 0$ ,此时  $i_L$  是在对  $C_1$  进行充电,  $U_{el}$  就开始依正弦规律增加,而同时  $C_2$  则处于放电状态,  $U_o$  就开始依正弦规律

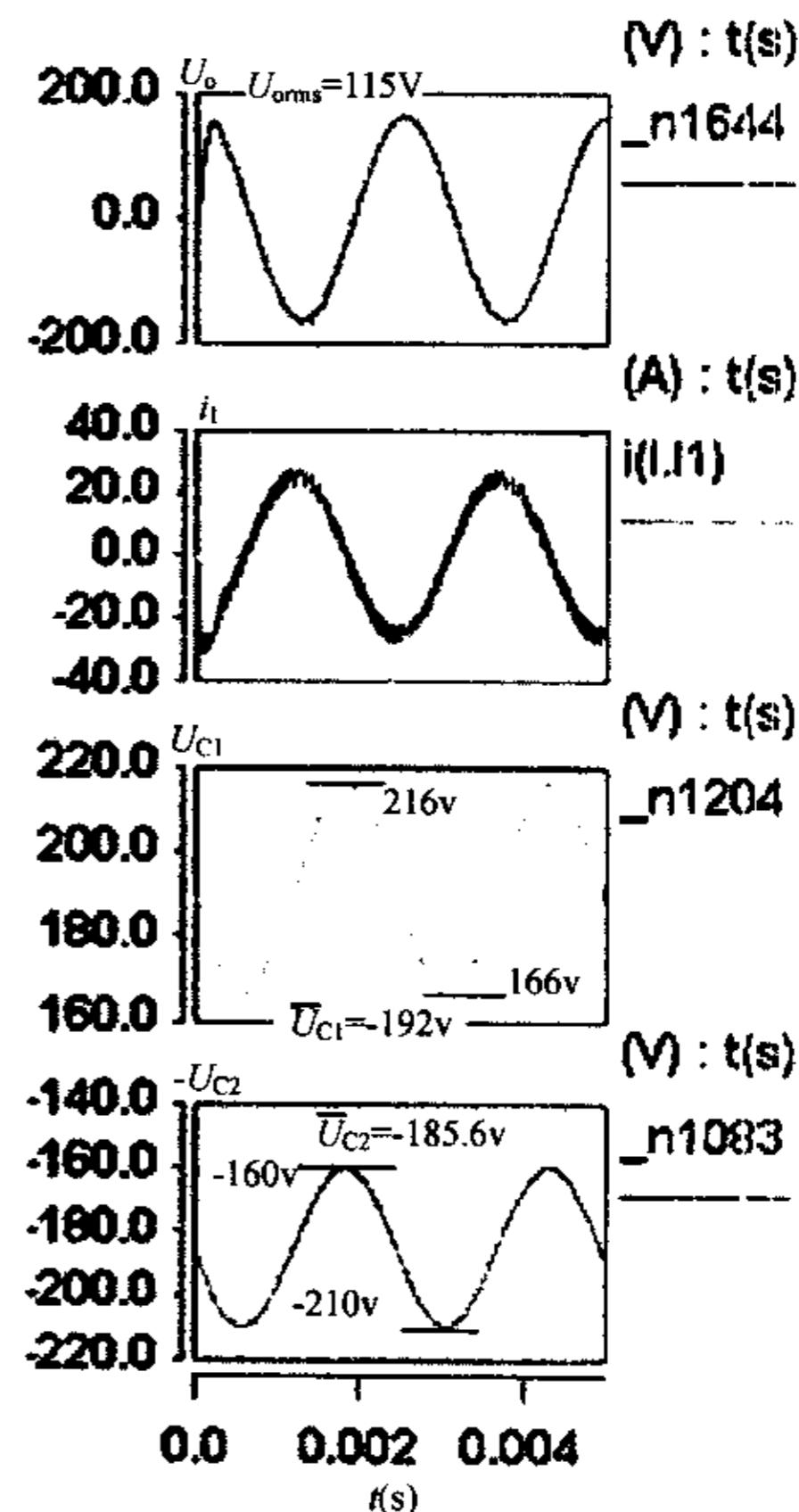


图 4

减小。半个周期过后,  $U_{el} = U_o = U_{in}/2$ 。在接下来的四分之一周期内,  $i_L > 0$ ,于是  $i_L$  继续对  $C_1$  进行充电,  $U_{el}$  就继续依正弦规律从  $U_{in}/2$  增加,而同时  $C_2$  则处于放电状态,  $U_o$  就继续依正弦规律从  $U_{in}/2$  减小,在这四分之一周期结束以后,  $U_{el}$  到达最大值,  $U_o$  到达最小值;在最后四分之一周期内,  $i_L < 0$ ,此时  $i_L$  开始对  $C_2$  进行充电,  $U_o$  就开始依正弦规律增加,而同时  $C_1$  则处于放电状态,  $U_{el}$  就开始依正弦规律减小。那么整个周期结束以后,  $U_{el} = U_o = U_{in}/2$ ,以后每个周期周而复始重复以上过程。我们发现在电路稳态工作时,  $U_{el}$  以  $U_{in}/2$  为基准成正弦规律波动,同样,  $U_o$  也以  $U_{in}/2$  为基准成正弦规律波动。于是  $\bar{U}_{el} = \bar{U}_o = U_{in}/2$ ,也就是分压电容  $C_1$ ,  $C_2$  实现了均压。在此条件下的仿真结果如上图(4)所示,我们看到  $C_1$ ,  $C_2$ ,基本上是均压的  $\bar{U}_{el} = 192V$ ,  $\bar{U}_o = 185.6V$ ,因此直流母线电压的利用率就大大提高了,输出电压的畸变也就消失了,整个电路也就进入了比较好的工作状态。当然,实际上重载时输出电压和电感电流之间相位并不是完全一致的,电感电流的相位会超前于输出电压一点。也就是说,在电路启动工作时,电感电流的初始相位是略大于  $270^\circ$  的,所以仿真结果  $\bar{U}_{el}$  略微高于  $\bar{U}_o$ 。

从以上的理论分析与仿真实验中我们可以发现,电感电流的初始相位会影响到稳态时分压电容的均压。对启动时基准正弦波初始相位的调节,归根结底就是对启动时电感电流初始相位的调节。如果启动时电感电流的初始相位越接近90°(或者270°),那么分压电容在稳态时的均压效果就越好。

### 3 分压电容 $C_1, C_2$ 的大小对它们在稳态时的电压的影响

$C_1, C_2$  的取值对它们在稳态时的电压有多大影响呢?我们以控制电路基准正弦波的相位为0°且主电路阻性重载时为例。在主电路启动工作的前半个周期内,假设开关的导通损耗忽略不计,滤波的  $L_f, C_f$  是理想的无损元件。那么此时负载一半的能量由电容  $C_1$  来提供,另一半由  $U_{in}$  提供,根据能量守恒的关系可以得出:

$$\frac{1}{2} C_1 u_1^2 - \frac{1}{2} C_1 u_2^2 = P_o t/2 \quad (1)$$

$$\text{令 } \Delta u = u_1 - u_2 \quad (2)$$

其中:  $P_o$  是负载功率,

$u_1 = U_{in}/2$ , 是  $U_{el}$  在  $nT$  时刻的值,  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

$u_2$  是  $U_{el}$  在  $(n + 1/2)T$  时刻的值,  $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

$t = T/2, T$  是输出电压的周期。

由(1),(2)可以得出:

$$\Delta u = u_1 - \sqrt{u_1^2 - P_o t / C_1} \quad (3)$$

根据式(3),当输入电压一定,输出功率、频率一定时,  $\Delta u$  就只和  $C_1$  的大小有关,  $C_1$  越大,  $\Delta u$  越小,那么此时均压的效果也就越好,  $C_1$  越小,  $\Delta u$  越大,均压的效果也就越差。

根据前面给出的参数,由式(3)可以计算得到:

$$\Delta u_{\text{理论}} = 36.9V$$

此时我们的仿真结果如图(3)所示:

$$\Delta u_{\text{仿真}} = 50V$$

运算放大器存在着零漂问题以及我们做出的假设是引起仿真与理论计算之间差别的主要原因。可以看出,  $\Delta u$  可以作为我们设计  $C_1, C_2$  的一个标准,例如对于该电路我们要求  $\Delta u \leq 10V$ ,那么根据式(3)我们可以计算出所要的  $C_1, C_2$ ,考虑到运算放大器存在着零漂问题以及我们做出的一些假设,我们取定  $C_1 = C_2 = 1000\mu F$ 。同时调整基准电压相位为90°,此时仿真结果如图(5)所示:

$$\Delta u_{\text{仿真}} = 10.1V$$

基本达到了要求  $\Delta u = 10V$ 。而  $C_1, C_2$  在稳态工作时基本上是均压的:

$$\bar{U}_{el} = 188.7V, \bar{U}_{el} = 187.4V$$

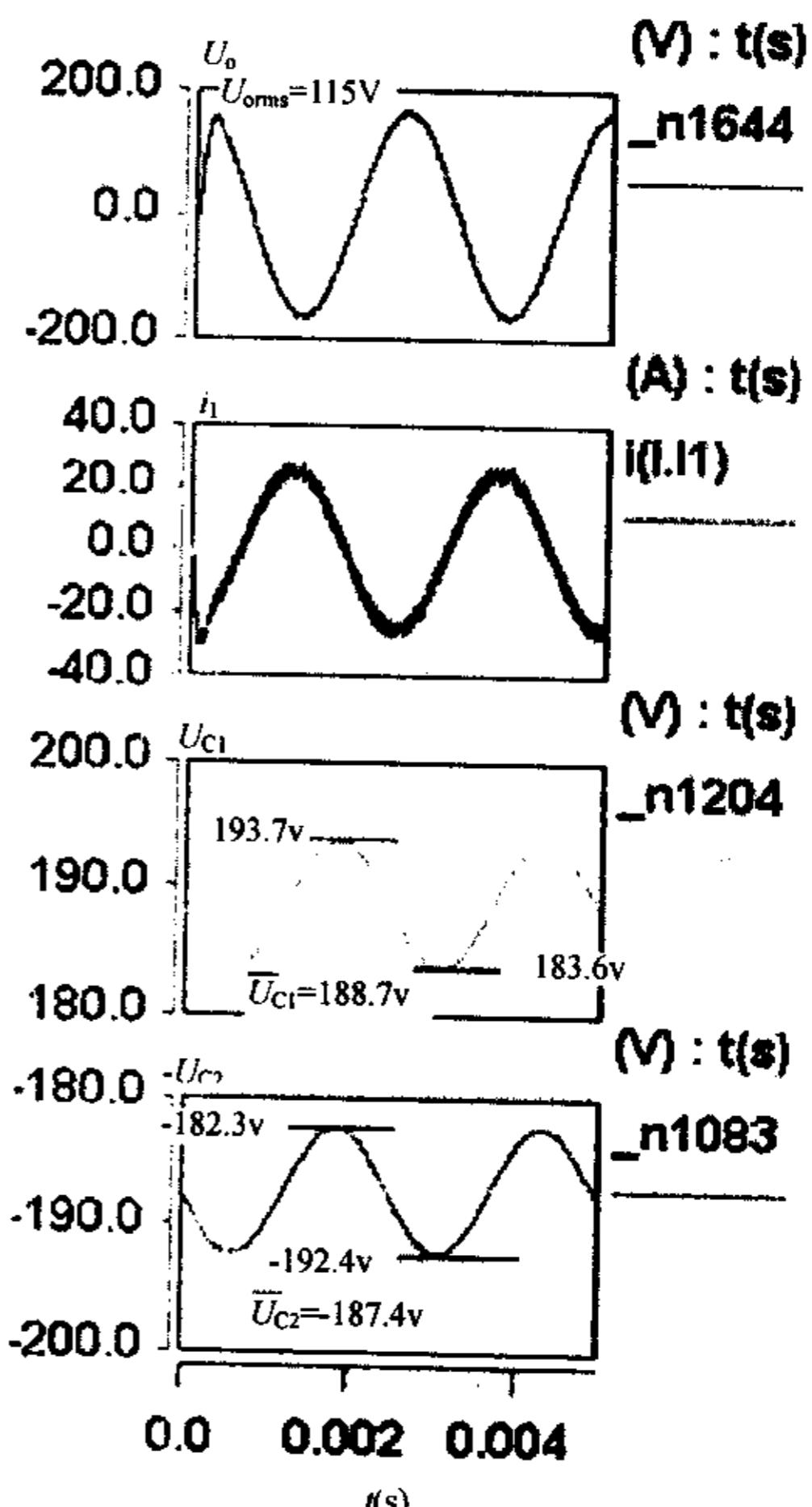


图 5

### 4 实际电路中不均压现象及分析

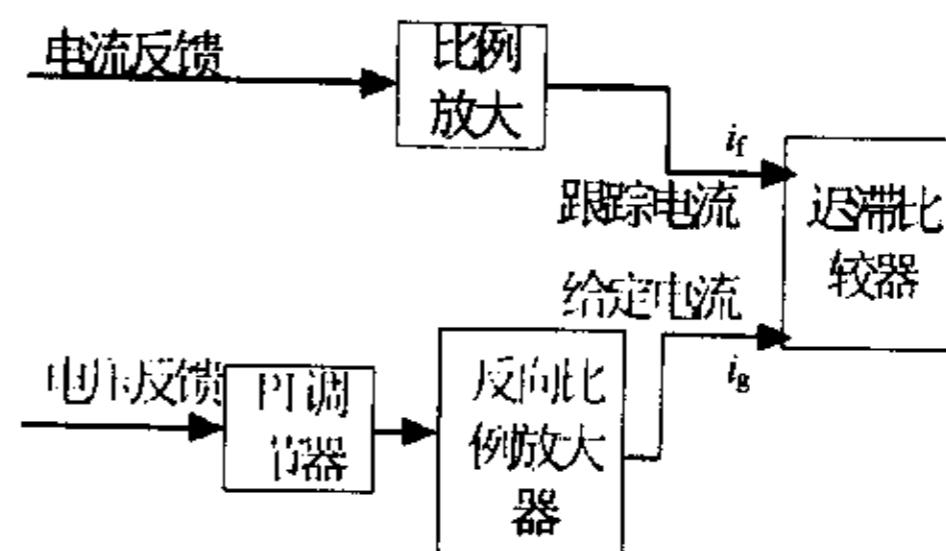


图 6

实验中的半桥逆变器的控制电路框图如上图(6)所示。当逆变器工作在短路情况下时,分压电容就会出现严重的不均压。我们观察发现,此时  $i_g$  在正方向的饱和值几乎等于运算放大器的正向供电电源电压,  $i_g$  在负方向的饱和值则小于运算放大器的负向供电电源电压,引起  $i_g$  正负不对称的原因很多,比如供电电源本身就正负不对称,还有运算放大器的零漂问题,等等。这样会带来什么问题呢?在  $i_g > 0$  时,由于受正向供电电源幅值的限制,  $i_f$  不可能超过正

向供电电源幅值而跟踪上  $i_g$ , 那么电感电流  $i_L$  就一直增大, 这个状态一直到  $i_g < 0$  才会改变; 当  $i_g < 0$  时, 由于  $i_g$  在负方向的饱和值小于运算放大器的负向供电电源电压, 所以  $i_f$  可以跟踪上  $i_g$ , 电路工作状态可以正常切换。最后不难得出在  $i_g > 0$  (此时电感电流  $i_L < 0$ ) 时,  $C_2$  的充入的电荷大于它在  $i_g < 0$  (此时电感电流  $i_L > 0$ ) 时放出的电荷。经过多个周期的积累  $\bar{U}_{d1} < \bar{U}_{d2}$ 。解决这个问题的方法也很简单, 只要降低  $i_g$  短路时的饱和值, 让  $i_f$  在任何情况下都可以跟踪上  $i_g$ , 不均压现象也就消失了, 对应于框图我们只要适当减小反向比例放大器的比例系数即可, 实验结果也验证了这一想法的正确性, 所以在设计电路时我们应该注意让给定电流的饱和值小于运算放大器的供电电源电压。

## 5 结论

从以上的理论分析与仿真实验中我们可以发现, 电感电流的初始相位会影响到稳态时分压电容的均压。当它的相位角越接近  $90^\circ$  (或者  $270^\circ$ ), 此时分压电容在稳态时的均压效果就越好; 反之均压效果越差。同时, 分压电容  $C_1, C_2$

越大, 那么它们上的电压波动  $\Delta u$  就越小,  $C_1, C_2$  在稳态时的均压效果也就越好。总之, 我们应该在电路设计要求的范围内尽量增加分压电容  $C_1, C_2$  的值, 同时设计启动时基准电压的相位(即启动时电感电流的相位)尽量接近  $90^\circ$  (或者  $270^\circ$ ), 以及使用精度比较高的器件来达到分压电容均压的目的。

## 参考文献

- [1] 丁道宏《电力电子技术》1999年 航空工业出版社
- [2] 刘凤君《正弦波逆变器》2002年 科学出版社

## 作者简介

朱军卫, 男, 1978生, 硕士研究生, 研究方向为航空电源。

龚春英, 女, 1965生, 博士, 副教授, 主要研究方向为航空电源与电力电子技术的研究与应用, 近年来致力于DC/AC逆变器电路拓扑和控制方法的研究。

## 射 频 和 天 线 设 计 培 训 课 程 推 荐

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，致力并专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养；我们于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com))，现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地，成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程，广受客户好评；并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书，帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

易迪拓培训课程列表：<http://www.edatop.com/peixun/rfe/129.html>



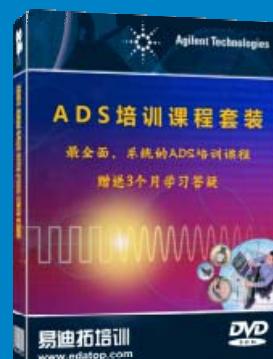
### 射频工程师养成培训课程套装

该套装精选了射频专业基础培训课程、射频仿真设计培训课程和射频电路测量培训课程三个类别共 30 门视频培训课程和 3 本图书教材；旨在引领学员全面学习一个射频工程师需要熟悉、理解和掌握的专业知识和研发设计能力。通过套装的学习，能够让学员完全达到和胜任一个合格的射频工程师的要求…

课程网址：<http://www.edatop.com/peixun/rfe/110.html>

### ADS 学习培训课程套装

该套装是迄今国内最全面、最权威的 ADS 培训教程，共包含 10 门 ADS 学习培训课程。课程是由具有多年 ADS 使用经验的微波射频与通信系统设计领域资深专家讲解，并多结合设计实例，由浅入深、详细而又全面地讲解了 ADS 在微波射频电路设计、通信系统设计和电磁仿真设计方面的内容。能让您在最短的时间内学会使用 ADS，迅速提升个人技术能力，把 ADS 真正应用到实际研发工作中去，成为 ADS 设计专家…



课程网址：<http://www.edatop.com/peixun/ads/13.html>



### HFSS 学习培训课程套装

该套课程套装包含了本站全部 HFSS 培训课程，是迄今国内最全面、最专业的 HFSS 培训教程套装，可以帮助您从零开始，全面深入学习 HFSS 的各项功能和在多个方面的工程应用。购买套装，更可超值赠送 3 个月免费学习答疑，随时解答您学习过程中遇到的棘手问题，让您的 HFSS 学习更加轻松顺畅…

课程网址：<http://www.edatop.com/peixun/hfss/11.html>

