

单开关谐振逆变器的分析

Analysis of Single-switch Resonant Inverter

浙江大学 徐德洪 叶茂 (杭州 310027)

摘要:单开关谐振逆变器由于具有电路简单、零电压开通、无直通回路且效率高的特点,因此可应用于电磁灶和工件热处理。文中给出了该逆变器的电路分析、零电压开通条件、逆变器设计曲线,最后给出了实验结果。

Abstract: Due to the features of simple circuit construction, ZVS, no direct short-circuited loop and high efficiency, single-switch resonant inverters can be used for induction heating cooking apparatus and high frequency induction heating of workpieces. This paper presents analysis results of the inverter, ZVS conditions, and design curves. At last experiment results are given.

叙词:逆变器 谐振 分析

Keywords: inverter; resonance; analysis

1 前言

单开关谐振逆变器(见图1所示)与桥式逆变器相比,具有电路简单、保护容易、工作可靠的特点。此外,功率开关器件在零电压开关,开关损耗小,适合于高频场合应用。由于大功率晶体管模块、MOSFET模块及SIT的容量大,因此单管逆变器容量可达10kW,频率可从几十至几百千赫。这样可替代一部分低效的高频电源。文中给出了电路的理论分析,无开关损耗工作条件及开关应力与电路参数的关系,并提出了电路参数的选择依据。作者开发了一个1.5kW的逆变电路模型,给出了实验结果。

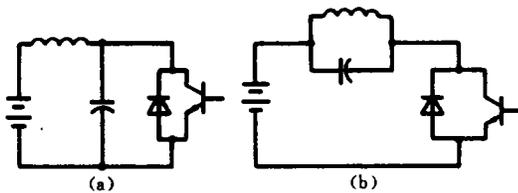


图1 单开关高频逆变器

(a) 电容与开关并联 (b) 电容与线圈并联

2 电路工作原理及分析

图2为单开关逆变器原理图。图中R和L为感应器及加热工件的等效电阻和等效电感,C为外加的谐振电容,V为全控型功率器件, V_D 为反并快恢复二极管,E为等效直流电压源。

电路的工作周期可分为两个阶段(见图3所示):①电流指数上升期($\theta_0 \sim \theta_1$),此阶段V或 V_D 导电;②LC谐振期($\theta_1 \sim 2\pi$),此阶段V和 V_D 均不导电。

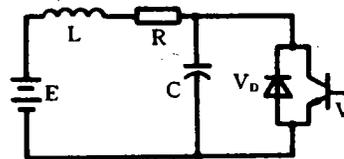


图2 单开关逆变器模型

2.1 电流指数上升期($\theta_0 \sim \theta_1$)

该上升期的等效电路如图4a所示。运用拉氏变换可求出瞬态解为

$$\begin{cases} u_c(\theta) = 0 \\ i_L(\theta) = E/R + (I_{L0} - E/R)e^{-\frac{\delta}{\omega_r}\theta} \end{cases} \quad (1)$$

这里令

$$\delta = R/2L$$

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$$

$$Q = \sqrt{L/C}/R$$

$$\omega_r = 2\pi/T$$

$$\omega_r t_1 = \theta_1$$

$$\omega_r t = \theta$$

I_{L0} 为 $\theta = 0$ 时电感中的初始电流。这里令 $\theta_0 = 0$, 并不破坏分析的一般性。为简便起见, 对电流、电压归一化即 $I^* = E/R, U^* = E$, 则式(1)变为

$$\begin{cases} u_c^*(\theta) = 0 \\ i_L^*(\theta) = 1 + (I_{L0}^* - 1)e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)\frac{\theta}{2Q}} \end{cases} \quad (0 < \theta < \theta_1) \quad (2)$$

2.2 LC 谐振期($\theta_1 \sim 2\pi$)

当 $\theta = \theta_1$ 时开关 V 被强迫关断, 电路进入 LC 谐振期, 其等效电路如图 4b 所示。可求出瞬态解为

$$\begin{cases} u_c^*(\theta) = 1 + \frac{2I_{L1}^*Q^2 - 1}{\sqrt{4Q^2 - 1}} e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)\frac{\theta - \theta_1}{2Q}} \cdot \sin\left[\frac{\omega_0}{\omega_r} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} (\theta - \theta_1)\right] \\ \quad - e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)\frac{\theta - \theta_1}{2Q}} \cdot \cos\left[\frac{\omega_0}{\omega_r} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} (\theta - \theta_1)\right] \\ i_L^*(\theta) = \frac{2 - I_{L1}^*}{\sqrt{4Q^2 - 1}} e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)\frac{\theta - \theta_1}{2Q}} \cdot \sin\left[\frac{\omega_0}{\omega_r} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} (\theta - \theta_1)\right] \\ \quad + I_{L1}^* e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)\frac{\theta - \theta_1}{2Q}} \cdot \cos\left[\frac{\omega_0}{\omega_r} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} (\theta - \theta_1)\right] \end{cases} \quad (\theta_1 < \theta < 2\pi) \quad (3)$$

上式中 $I_{L1}^* = i_L^*(\theta_1) = 1 + (I_{L0}^* - 1)e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)\frac{\theta_1}{2Q}}$

为了求出电路的稳态解, 可利用下述两个条件:

周期性条件 $i_L^*(0) = i_L^*(2\pi)$

无开关损耗条件 $u_c^*(2\pi) = 0$

无开关损耗条件可保证在开关合上瞬间电容上的电压为零。由周期性条件可求得

$$\begin{cases} I_{L1}^* = \frac{1 - e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)\frac{\theta_1}{2Q}} - \frac{2}{\sqrt{4Q^2 - 1}} e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)\frac{2\pi - \theta_1}{2Q}} \cdot \sin\left[\frac{\omega_0}{\omega_r} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} (2\pi - \theta_1)\right]}{e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)\frac{2\pi - \theta_1}{2Q}} \cdot \cos\left[\frac{\omega_0}{\omega_r} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} (2\pi - \theta_1)\right] - \frac{e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)\frac{2\pi - \theta_1}{2Q}} \cdot \sin\left[\frac{\omega_0}{\omega_r} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} (2\pi - \theta_1)\right] - e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)\frac{\theta_1}{2Q}}}{I_{L0}^* = 1 + (I_{L0}^* - 1)e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)\frac{\theta_1}{2Q}} \end{cases} \quad (4)$$

由无开关损耗条件可求得

$$\begin{aligned} u_c^*(2\pi) = 1 + \frac{2I_{L1}^*Q^2 - 1}{\sqrt{4Q^2 - 1}} e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)\frac{2\pi - \theta_1}{2Q}} \cdot \sin\left[\frac{\omega_0}{\omega_r} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} (2\pi - \theta_1)\right] - e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)\frac{2\pi - \theta_1}{2Q}} \\ \cdot \cos\left[\frac{\omega_0}{\omega_r} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} (2\pi - \theta_1)\right] = 0 \end{aligned} \quad (5)$$

将式(4)代入式(5)可得

$$U_c^*(2\pi) = \Phi(A, Q, \theta_1) = 0 \quad (6)$$

式中 $A = \omega_0 / \omega_r$

这样 θ_1 为 A, Q 的函数, 其中两个确定则第三个可按式(6)来确定。

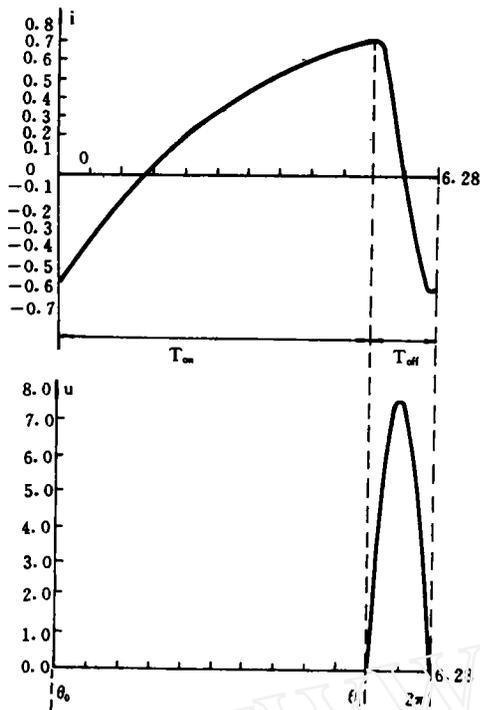


图3 电路的两个工作阶段

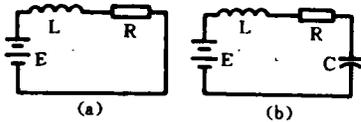


图4 等效电路

(a)电流指数上升期 (b)谐振期

3 参数计算

电容电压的最大值发生在谐振期, 现令 $[du_c^*(\theta)/d\theta]_{\theta=\theta_c} = 0$. 由式(3)谐振期电容电压方程解得

$$\theta_c = \frac{\pi + \arctg \frac{\sqrt{4Q^2 - 1} I_{L1}^*}{I_{L1}^* - 2}}{\frac{\omega_0}{\omega_r} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} + \theta_1 \quad (7)$$

电容电压峰值为

$$u_{c\max}^* = u_c^*(\theta_c) = 1 + \frac{2I_{L1}^*Q^2 - 1}{\sqrt{4Q^2 - 1}} e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right) \frac{\theta_c - \theta_1}{2Q}} \cdot \sin\left[\frac{\omega_0}{\omega_r} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} (\theta_c - \theta_1)\right] - e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right) \frac{\theta_c - \theta_1}{2Q}}$$

$$\cdot \cos\left[\frac{\omega_0}{\omega_r} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} (\theta_c - \theta_1)\right] \quad (8)$$

显然当电容电压达到峰值时, 功率开关 V 承受的最高电压应力 $u_{V\max}^* = u_{c\max}^*$. 在开关关断的瞬间即 $\theta = \theta_1$ 时, 开关上的电流达到最大值 $I_{V\max}^* = I_{L1}^*$. 在谐振期结束的瞬间即 $\theta = 2\pi$ 时, 电路上的电流瞬间转移到反并二极管中, 此时二极管中的电流达到最大值 $I_{D\max}^* = |I_{L1}^*|$.

电感电流的最大值发生在 $\theta_1 < \theta_L < 2\pi$ 内, 现令 $[di_L^*(\theta)/d\theta]_{\theta=\theta_L} = 0$. 由式(3)的 $i_L^*(\theta)$ 解得

$$\theta_L = \frac{\arctg \frac{(1 - I_{L1}^*) \sqrt{4Q^2 - 1}}{1 + (2Q^2 - 1)I_{L1}^*}}{\frac{\omega_0}{\omega_r} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} + \theta_1 \quad (9)$$

则电感电流的最大值为

$$I_{L\max}^* = \frac{2 - I_{L1}^*}{\sqrt{4Q^2 - 1}} e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right) \frac{\theta_L - \theta_1}{2Q}} \cdot \sin\left[\frac{\omega_0}{\omega_r} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} (\theta_L - \theta_1)\right] + I_{L1}^* e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right) \frac{\theta_L - \theta_1}{2Q}} \cdot \cos\left[\frac{\omega_0}{\omega_r} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} (\theta_L - \theta_1)\right] \quad (10)$$

为了计算电路的输入功率, 需计算输入电流的直流分量

$$I_{i\bar{x}}^* = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\theta_0}^{\theta_1} i_L^*(\theta) d\theta + \int_{\theta_1}^{2\pi} i_L^*(\theta) d\theta \right] = \frac{\theta_1}{2\pi} + \frac{Q(I_{L1}^* - 1)}{2\pi \left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)} (1 - e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right) \frac{\theta_1}{2Q}}) + \frac{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}{3\pi \left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right)} \left\{ e^{-\left(\frac{\omega_0}{\omega_r}\right) \frac{2\pi - \theta_1}{2Q}} \cdot \left[\frac{4Q^2 I_{L1}^* - 2}{4Q^2 - 1} \cdot \sin\left[\frac{\omega_0}{\omega_r} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} (2\pi - \theta_1)\right] - \frac{2}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \cdot \cos\left[\frac{\omega_0}{\omega_r} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} (2\pi - \theta_1)\right] + \frac{2}{\sqrt{4Q^2 - 1}} \right\} \quad (11)$$

开关电流峰值相对于 I_{L1}^* 的倍数为

$$\frac{I_{vmax}}{I_{DC}} = \frac{I_{L1}}{I_{DC}} = \frac{I_{L1}/I^*}{I_{DC}/I^*} = \frac{I_{L1}^*}{I_{DC}^*}$$

反并二极管中电流相对于 I_{DC} 的倍数为

$$\frac{I_{Dmax}}{I_{DC}} = \frac{|I_{L0}|}{I_{DC}} = \frac{|I_{L0}|/I^*}{I_{DC}/I^*} = \frac{|I_{L0}^*|}{I_{DC}^*}$$

电容电压峰值相对于直流电压的倍数为

$$u_{cmax}/E = u_{vmax}/E = u_{cmax}^*$$

功率开关的利用系数为

$$C_P = P_o/I_{vmax}U_{vmax} = I_{DC}^*/I_{L1}^*U_{cmax}^*$$

规一化输出功率为

$$\frac{P_o}{E^2/R} = \frac{EI_{DC}}{E^2/R} = \frac{I_{DC}}{E/R} = \frac{I_{DC}^*}{I^*} = I_{DC}^*$$

4 计算与实验结果的分析

由式(6) $\Phi = (A, Q, \theta_1) = 0$, 则给定 Q, θ_1 可求出 A , 然后代入各个参数表达式计算。图 5a~b 为 $Q=4, \theta_1$ 分别为 5.236 和 4.712 时计算出的 u_{ce}^* 、 i_L^* 波形。图 6a~i 分别是 i_{L1}^* 、 $|i_{L0}^*|$ 、 i_{Lmax}^* 、 $I_{DC}^*(P_o^*)$ 、 i_{Lmax}^*/I_{DC}^* 、 $|i_{L0}^*|/I_{DC}^*$ 、 u_{ce}^* 、 C_P 、 A 随 θ_1, Q 变化的曲线。各图均是以 Q 为参变量。计算结果表明, i_{L1}^* 与 i_{Lmax}^* 几乎相等。为获得较大的功率输出, 应使 θ_1 较大而 Q 值较小, 这样 C_P 、 $I_{DC}^*(P_o^*)$ 才能较大。如开关最大电流与直流电流比值较小, 开关承受的电压也就较小, 使同样容量的功率器件利用率提高了。图 7a~c 为实验的电流、电压波形。

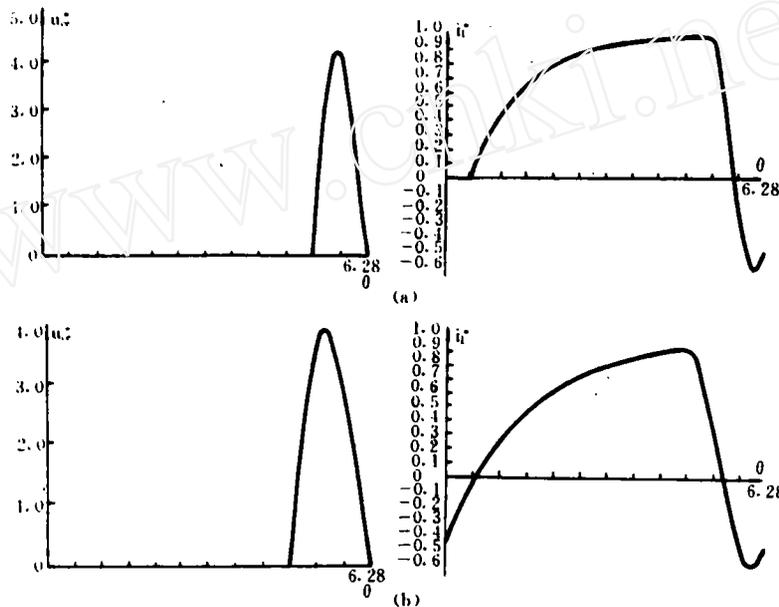


图 5 计算出的 u_{ce}^* 和 i_L^* 波形
(a) $Q=4, \theta_1=5.236$ (b) $Q=4, \theta_1=4.712$

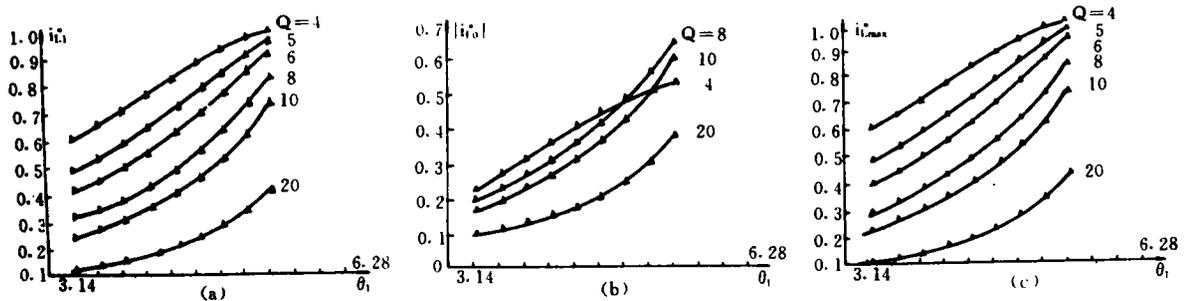


图 6 有关参数随 θ_1, Q 变化的曲线

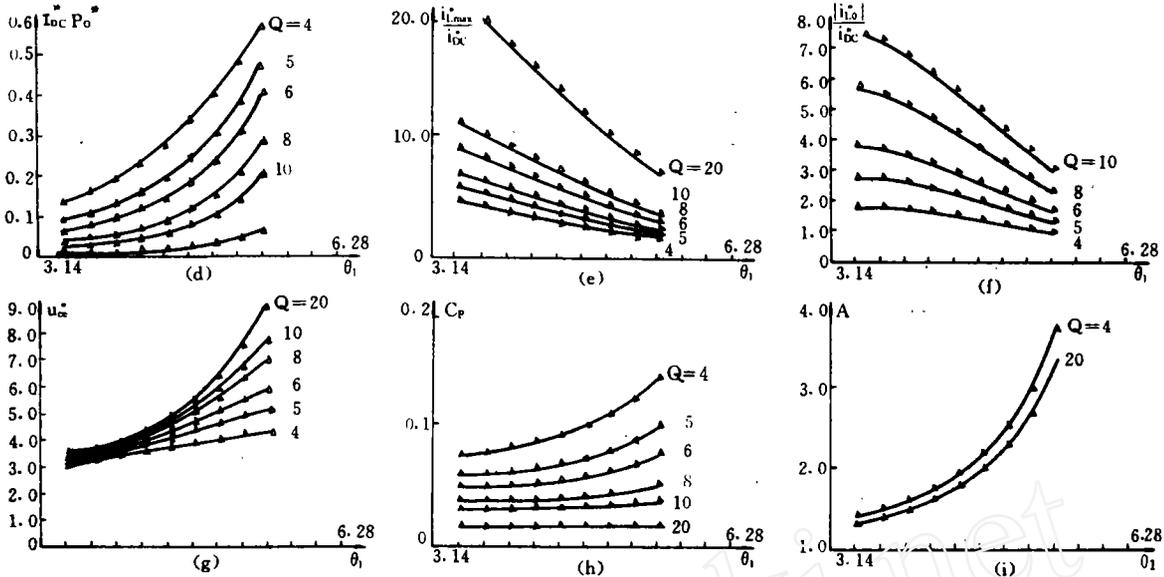


图6 有关参数随 θ_1 、 Q 变化的曲线

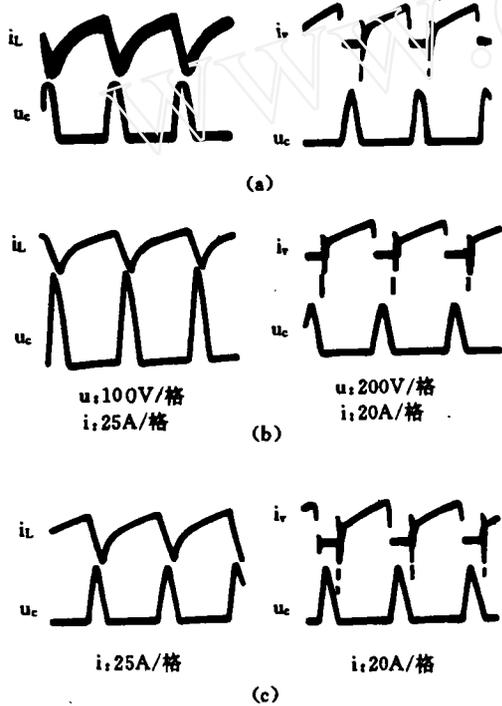


图7 实验时感应线圈中的电流 i_L 、开关的电流 i_v 与电容电压 u_c 的波形

- (a) 工作条件 $E=47.7V, I_{DC}=6A$
 u 为 $100V/格$, i 为 $10A/格$, t 为 $20\mu s/格$
- (b) 工作条件 $E=76V, I_{DC}=10A$
 t 为 $20\mu s/格$
- (c) 工作条件 $E=89V, I_{DC}=12A$
 u 为 $200V/格$, t 为 $20\mu s/格$

在理论模型中, L 与 R 均为线性不变元件, 且与工作频率无关。实际上, 感应器的工作状态是在不断变化的, 且有直流分量电流流过, 等效参数应是非线性的。目前由于对感应器的非线性特性缺乏较好的数学模型与分析方法, 因此今后将进一步作实验, 以便在获得更多实验数据的基础上进行对比研究。

参 考 文 献

- 1 Omori H, Nakaoka M. New single-ended resonant inverter circuit and system for induction heating cooking apparatus. INT. J. Electronics, 1989, 67(2): 277~296
- 2 Leisten J M, Lefedjiev A K, Hobson L. Single ended resonant power supply for induction heating. Electronics Letter, 1990, 26(12): 814~816
- 3 Ogiwara H, Nakaoka M. Resonant High-frequency inverters using static induction transistors. IEE 3th International Conference on Power Electronics and variable-Speed Drives, 1988, 29~36
- 4 徐德洪, 叶茂, 王汉民等. 单管高频加热电源的理论分析. 浙江电源学会学术年会论文集, 1992, 189~207

收稿日期: 1994-08-01
收修改稿日期: 1994-11-29
(下转第36页)

μH , $C_r = 23\text{nF}$, $C_d = 1.15\text{nF}$, V 和 V_1 选用 IRF253、二极管选用 MUR1515。

电路仿真波形如图3所示。仿真图表明, C 大则 Δt_3 小, 这与分析结果是一致的。此外, 电

路中的振荡是由于 V_1 中二极管关断时其结电容与 L_r 形成的高频振荡。同样条件下的实验波形如图4所示。

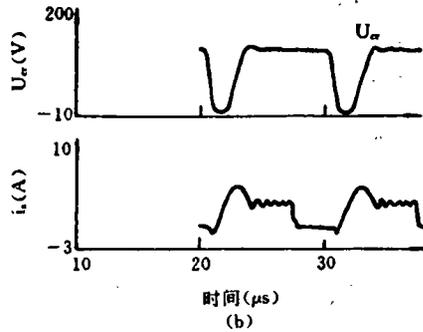
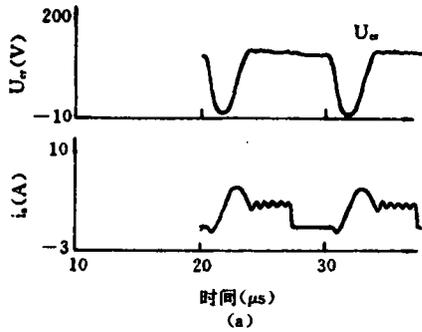


图3 电路仿真波形
(a) $C=0.05$ (b) $C=0.13$

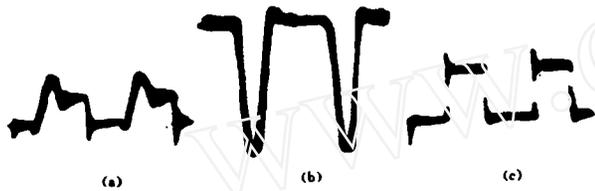


图4 电路实验波形(横轴 $2\mu\text{s}/\text{格}$)
(a) i_L 波形 纵轴 $1.6\text{A}/\text{格}$
(b) U_o 波形 纵轴 $25\text{V}/\text{格}$
(c) U_{Ds} 波形 纵轴 $25\text{V}/\text{格}$

参考文献

- 1 Hua G. Novel Zero-voltage-transition PWM Converters. VPEC'91, 1991, 207~214
- 2 Jovanovic M M. Zero-voltage-switching technique in high-frequency off-line converters. IEEE Applied Power Electronics Conf. Proc. , 1988, 23~32
- 3 谢 勇. 软开关 Buck 变换器的研究[硕士论文]. 南京航空航天大学, 1994

收稿日期: 1994-08-01

收修改稿日期: 1994-11-29

作者简介

谢 勇: 男, 1959年2月生, 讲师, 硕士学位。专业及研究方向为电气技术应用和高频开关电源。

赵修科: 男, 1937年6月生, 副教授。专业及研究方向为高频开关电源, 电子技术基础, PFC。

(上接第26页)

作者简介

徐德洪: 男, 1961年8月生, 副教授, 博士学位。主要从事电力电子系统微机检测与控制、故障自动诊断、电力电子电路的分析与仿真等研究工作。

叶 茂: 男, 1969年3月生, 讲师, 硕士学位。主要从事电力电子技术、计算机技术及应用。