

有源箝位正激变换器稳态分析与小信号特性

Steady Analysis and Small Signal Properties of Active Clamp Forward Converters

陈道炼 胡育文 严仰光 (南京航空航天大学 210016)

Chen Daolian Hu Yuwen Yan Yangguang (Nanjing University of Aeronautics & Astronautics 210016 China)

摘要 深入分析研究了有源箝位正激变换器的稳态工作原理, 获得了功率开关实现零电压 ZVS 开通的方法与边界条件。采用状态空间平均法, 建立了变换器平均模型与小信号模型来预测有源箝位支路对有源箝位正激变换器小信号特性的影响, 并提出了改善变换器动态特性的方法。给出了变换器原理试验结果和变换器小信号特性 PSPICE 仿真波形。

关键词: 正激变换器 有源箝位 稳态分析 小信号特性

Abstract The steady principle of active clamp forward converters is deeply investigated. The method and boundary condition of ZVS for active clamp forward converters power switch are given. The converters average model and small signal model by using the state - space averaging approach are presented, in order to predict effects of the active clamp circuit on the small signal properties of active clamp forward converters. A way of improving the converters dynamic properties is proposed. The schematic test results and PSPICE simulation waveforms of small signal properties are given.

Key words : Forward converters Active clamp Steady analysis Small signal property

1 引言

正激 (Forward) 变换器由于具有电路拓扑简洁、输入输出电气隔离、电压升/降范围宽、易于多路输出等特点, 因而广泛应用于中小功率电源变换场合。但是, 正激变换器存在一个固有缺点, 即必须附加复位电路来实现功率开关截止期间变压器铁心磁复位, 以免变压器饱和。

在传统正激变换器电路拓扑基础上, 增加由箝位开关 VS_c 与箝位电容 C_c 串联构成的有源箝位支路, 便得到了有源箝位正激变换器, 如图 1 所示。变压器用磁化电感 L_m 、漏感 L_{lk} 和理想变压器 T 表

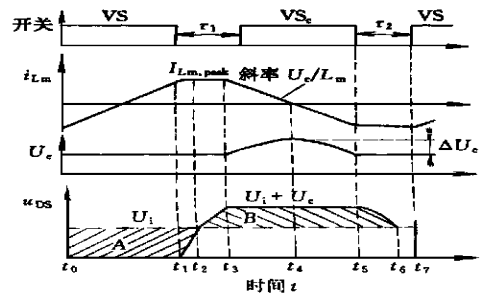


图 1 有源箝位正激变换器电路拓扑

Fig. 1 Circuit topology of the active clamp forward converter

示, C_s 为功率 MOSFET 输出电容、变压器绕组电容和输出整流二极管 VD_1 的结电容之和。作者对

航空基础科学基金, 江苏省博士后科学基金资助项目。

陈道炼 男, 1964 年生, 1998 年在南京航空航天大学电力电子与电力传动专业获工学博士学位, 现为南航电力电子与电力传动专业博士后、副教授和硕士研究生导师, 主要从事高频率功率变换技术和航空逆变电源的研究, 已发表论文 20 多篇, 获一项中国专利。

胡育文 男, 1944 年生, 于 1981 年在南京航空航天大学电力电子与电力传动专业获工学硕士学位, 现为南航电力电子与电力传动专业教授, 博士研究生导师, 主要从事电机控制和功率电子变换技术的教学与科研, 已发表论文 30 多篇, 获多项科技进步奖, 一项发明专利。

Chen Daolian was born in 1964. He received the Ph. D. degrees in power electronics from Nanjing University of Aeronautics & Astronautics (NUAA), in 1998. He is currently an associate professor and a candidate for the postdoctor at NUAA. His research interests include high - frequency power conversion and aviation static inverter. He has published more than 20 technical papers and has been awarded one patent.

复位绕组、RCD 箝位、LCD 箝位、ZVT-PWM、有源箝位正激变换器进行了比较研究，得出了有源箝位技术使正激变换器获得了最优综合性能的结论^[1]。文献 [2] 仅对有源箝位正激变换器的工作原理作了简单分析，本文则在深入分析其工作原理的基础上给出了关键电路参数设计公式、功率开关 ZVS 开通的边界条件，深入研究了有源箝位支路对正激变换器小信号特性的影响，为正确设计有源箝位正激变换器提供技术基础。

2 有源箝位正激变换器稳态分析与试验

2.1 稳态分析

设输出滤波电感 L_f 和箝位电容 C_c 足够大，分别用电流源 L_{Lf} 和电压源 U_c 表示，有源箝位正激变换器的原理波形如图 2 所示。稳态工作时，每个 PWM 开关周期可分为 7 个开关状态阶段：

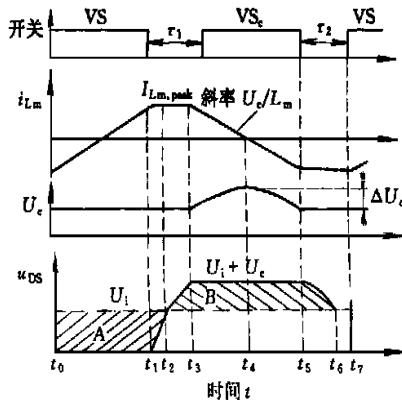


图 2 有源箝位正激变换器原理波形
面积 A = 面积 B

Fig. 2 Schematic waveforms of the active clamp forward converter

(1) $t = t_0 \sim t_1$ t_0 时刻 VS 开通，VD₁ 导通、VD₂ 截止。

(2) $t = t_1 \sim t_2$ t_1 时刻 VS 关断，负载折算到一次侧的电流 $I_{Lf}N_2/N_1$ 和磁化电流对 C_s 近似线性充电。

(3) $t = t_2 \sim t_3$ t_2 时刻 u_{DS} 上升到 U_i ，VD₁ 关断、VD₂ 导通， L_m 上能量对 C_s 充电，使 u_{DS} 上升。

(4) $t = t_3 \sim t_4$ t_3 时刻 u_{DS} 上升到箝位电压 $U_c + U_i$ ，VD_c 开通， L_m 与 C_c 谐振，设开关频率 $f_s \gg 1/(2\sqrt{L_m C_c})$ ，则箝位电压 $U_c = U_i D / (1 - D)$ 基本保持恒定。

(5) $t = t_4 \sim t_5$ t_4 时刻 i_{Lm} 变零，随后 i_{Lm} 变负

箝位开关 VS_c 导通，VS_c 实现了 ZVS 开通。

(6) $t = t_5 \sim t_6$ t_5 时刻 VS_c 关断， L_m 与 C_s 开始谐振， C_s 放电，能量回馈到电网中去。

(7) $t = t_6 \sim t_7$ t_6 时刻 u_{DS} 下降到 U_i ，VD₁ 开通，VD₁ 与 VD₂ 共同导通期间为 i_{Lm} 在二次侧续流提供了路径， t_7 时刻 VS 再次开通。

由此可见，稳态时变压器铁心双向对称磁化，功率开关 VS 实现了 ZVS 关断、但非 ZVS 开通，箝位开关 VS_c 实现了 ZVS 开通与关断。

2.2 几个关键电路参数设计

任何铁心瞬态时双向不对称磁化因素都将导致箝位电压 U_c 值适度的变化，从而迫使铁心稳态时双向对称磁化。有源箝位正激变换器这一显著优点与半桥变换器相似，具有抗磁不平衡能力，较全桥、推挽变换器存在单向偏磁现象要优越得多。变压器一次绕组匝数为

$$N_1 = \frac{U_i D T_s}{2 B_m A_c} \times 10^8 \quad (1)$$

式中 B_m ——铁心最大工作磁密， $10^{-4} T$

A_c ——铁心有效截面积， cm^2

相同 U_i 、 D 、 T_s 、 B_m 、 A_c 时，其一次绕组匝数 N_1 是复位绕组、RCD、LCD、箝位正激变换器变压器一次绕组匝数的一半，降低了变压器铜损。

功率开关 VS 和箝位开关 VS_c 电压应均为

$$U_{DS} = U_i + U_c = \frac{U_i}{1 - D} = \frac{N_1 U_o}{N_2 D (1 - D)} \quad (2)$$

由式 (2) 可知，相同匝比 N_1/N_2 、输出电压 U_o 时， U_i 增大、 D 就减小、 U_c 也减小，但 U_{DS} 值变化量要比复位绕组正激变换器 U_{DS} 值变化小。一般 D_{max} 可高至 0.75，该特点使得它很适用于宽输入电源电压场合。

箝位电容 C_c 由箝位电压纹波 U_c 决定。设 $U_c \ll U_c$ ，则在 $(1 - D) T_s$ 区间内磁化电流 i_{Lm} 即箝位电容电流 i_c 近似按恒定斜率 U_c/L_m 下降。箝位电容电压纹波为

$$U_c = \frac{1}{C_c} \int_0^{(1-D)T_s/2} i_c dt = \frac{I_{Lm,peak}(1-D)T_s}{4C_c} \quad (3)$$

式中 $I_{Lm,peak}$ —— $t = t_{on}$ 时磁化电流峰值

箝位电容 C_c 中电流有效值为

$$I_{c,rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{(1-D)T_s/2} \left(I_{Lm,peak} - \frac{I_{Lm,peak}}{(1-D)T_s/2} t \right)^2 dt}$$

$$I_{Lm,peak} \sqrt{\frac{1-D}{3}} \quad (4)$$

稳态时 i_{Lm} 即 i_c 的下降斜率为

$$U_c/L_m = \frac{I_{Lm,peak}}{(1-D)T_s/2} \quad (5)$$

由式 (3)、(5) 可知

$$U_c/U_c = \frac{(1-D)^2 T_s^2}{8L_m C_c} \quad (6)$$

由式 (2) 可知, 功率开关电压应力纹波 $U_{DS} = U_c$, 因此

$$U_{DS}/U_{DS} = D \frac{U_c}{U_c} = \frac{D(1-D)^2 T_s^2}{8L_m C_c} \quad (7)$$

通常按照 $D = D_{min}$ 设计式 (7), 取 U_c/U_c 10% 或 U_{DS}/U_{DS} 10%。

功率开关 VS 与箝位开关 VS_c 驱动信号延迟时间 t_1 、 t_2 , 如图 2 所示。延迟时间过大, 影响有效占空比; 延迟时间过小, 满足不了要求。VS_c 关断与 VS 开通的时间间隔为

$$t_2 - t_1 = 2 \sqrt{L_m C_s}/4 \quad (8)$$

VS 关断与 VS_c 开通的时间间隔为 $t_3 - t_1$ ($t_4 - t_1$)。考虑到 $t_2 - t_1$ 极小, $t_3 - t_1$ $t_3 - t_2 = t_6 - t_5$, 因此可得

$$2 \sqrt{L_m C_s}/4 < t_1 < (1-D)T_s/2 \quad (9)$$

式 (8)、(9) 按最坏情况 ($U_i = U_{imin}$, $D = D_{max}$, $U_c = U_{cmax}$) 来调节 RC 延迟电路参数。

2.3 功率开关实现 ZVS 开通的方法与边界条件

通过变压器铁心加气隙 (增大磁化电流) 或二次侧整流二极管 VD₁ 串联饱和电抗器的方法, 可实现功率开关 VS 的 ZVS 开通。若铁心加气隙、降低 L_m , 增大磁化电流, 当 VS_c 于 t_5 时刻关断时磁化电流大于负载折算电流 $I_{Lf} N_2/N_1$, 则这两个电流差值将使得 C_s 在 t_6 时刻之后继续放电。忽略漏感且在相同的 U_{DS}/U_{DS} 值时, 由式 (7)、(4) 可得

$$C_c(ZVS)/C_c = L_m/L_m(ZVS) > 1 \quad (10)$$

$$I_c(ZVS)/I_c = I_{Lm}(ZVS)/I_{Lm} > 1 \quad (11)$$

式 (10)、(11) 表明, 相同条件时 ZVS 开通所需的箝位电容值 $C_c(ZVS)$ 及其电流有效值 $I_c(ZVS)$, 均比硬开通时大。设负载电流为 I_o , 输出滤波电感电流 i_{Lf} 的脉动量和谷值分别为 I_{Lf} 、 $I_{Lf,min}$, 则功率开关 VS 实现 ZVS 开通的条件为

$$\frac{1}{2} L_m (I_{Lm,peak} - I_{Lm,min} N_2/N_1)^2 > \frac{1}{2} C_s U_{imax}^2 \quad (12)$$

显然有

$$U_o = L_f \frac{I_{Lf}}{(1-D)T_s} = \frac{N_2}{N_1} D U_i \quad (13a)$$

$$I_{Lf,min} = I_o - \frac{1}{2} I_{Lf} \quad (13b)$$

由式 (13a)、(13b) 可得

$$I_{Lf,min} = \frac{P_o}{U_o} - \frac{U_o T_s}{2L_f} \left[1 - \frac{N_1 U_o}{N_2 U_i} \right] \quad (14)$$

由于稳态时 C_c 维持电荷守恒, 谐振转换期间又很短暂, 因此有

$$U_i L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = L_m \frac{2I_{Lm,peak}}{DT_s} \quad (15)$$

将式 (15) 代入式 (12), 得

$$\left\{ \frac{N_2}{N_1} \right\}^2 L_m^2 I_{Lf,min}^2 - \left[T_s U_o I_{Lf,min} + C_s U_{imax}^2 \right] L_m + \left\{ \frac{N_1 T_s U_o}{2N_2} \right\}^2 > 0 \quad (16)$$

由式 (14)、(16) 可求得 $U_{imax} = 32V$ 、 $U_o = 180V$ 、 $T_s = 20\mu s$ 、 $N_1/N_2 = 1/12$ 时, 不同 $I_{Lf,min}$ 、 C_s 值功率开关 VS 实现 ZVS 开通的最大磁化电感 $L_{m,max}$, 如表 1 所示。只要变压器铁心加气隙, 使得 $L_m < L_{m,max}$, 功率开关 VS 就可以实现 ZVS 开通。当 $C_s = 5000pF$ 时, L_m 与 $I_{Lf,min}$ 的关系曲线, 如图 3 所示。

表 1 不同 $I_{Lf,min}$ 、 C_s 值功率开关 ZVS 开通的最大磁化电感值

Tab. 1 Maximum magnetizing inductance

$L_{m,max}$ of ZVS for different $I_{Lf,min}$ and C_s

		(μH)					
C_s/pF	$I_{Lf,min}/A$	0	1	2	4	6	8
	4000		5493	11.917	6.042	3.125	2.043
5000		4395	11.850	6.018	3.042	2.038	1.533
6000		3662	11.783	5.997	3.035	2.034	1.530

2.4 试验结果

有源箝位正激变换器设计实例, $U_i = 18 \sim 32V$, $D = 0.25 \sim 0.45$, $U_o = 90V$, $I_o = 6.8A$, $f_s = 50kHz$, $N_1/N_2 = 1/12$, $L_f = 1mH$, $C_f = 10\mu F$, $L_m/L_m(ZVS) = 86.5H/6.5\mu H$, $C_c/C_c(ZVS) = 3\mu F/40\mu F$ ($U_c/U_c = 10\%$)、 $C_c/C_c(ZVS) = 30\mu F/400\mu F$ ($U_c/U_c = 1\%$), 功率开关 VS 选用 MOSFETIXFK170N10 两只并联,

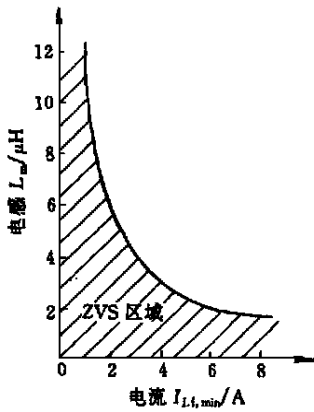


图 3 磁化电感 L_m 与 $I_{L_f, \min}$ 关系曲线

Fig. 3 Magnetizing inductance L_m as a function of $I_{L_f, \min}$

箝位开关 VS_c 选用 MOSFET IRF540, 二极管 VD_1 、 VD_2 选用 DSEI60-10A, 控制电路采用 UC3525PWM 控制器。额定输入电压 $U_i = 27V$ 时, 有源箝位正激变换器原理试验波形如图 4 所示。由图 4 可知, 功率开关 VS 可工作在硬开通和 ZVS 开通两种方式; 箝位开关 VS_c 工作在 ZVS 开关。试验结果与理论分析一致。

3 有源箝位正激变换器小信号特性

以磁化电感电流 i_{L_m} 、箝位电容电压 u_c 、滤波电感电流 i_{L_f} 、滤波电容电压 u_o 为系统的状态变量, 应用状态空间平均法^[3~5]可推导出变换器的平均模型。含寄生阻尼电阻有源箝位正激变换器及其

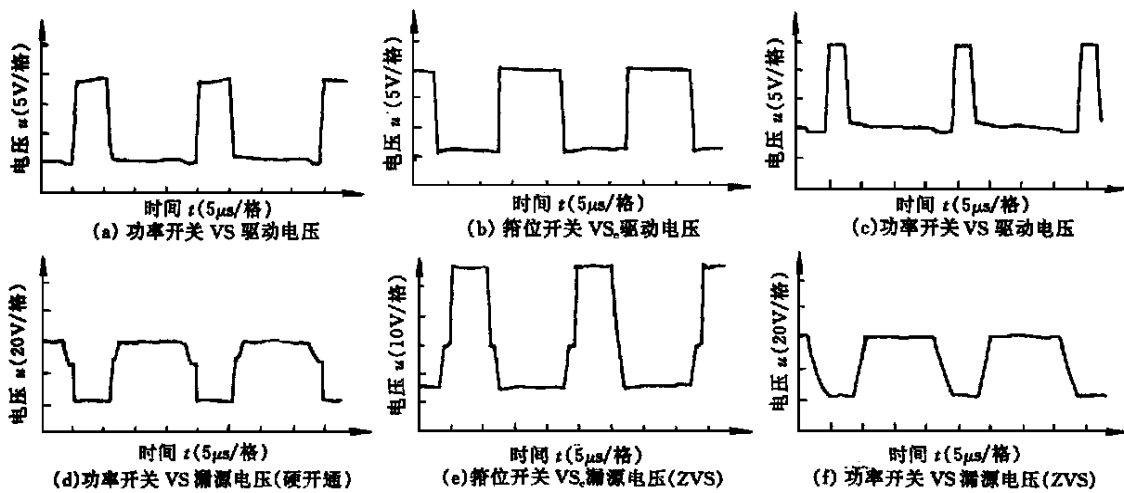


图 4 $U_i = 27V$ 时有源箝位正激变换器试验波形

Fig. 4 Experimental waveforms of the active clamp forward converter at input voltage 27V

CCM 模式时功率开关 VS 导通期间 DT_s 和截止期间 $D T_s = (1 - D) T_s$ 的等效电路如图 5 所示。电阻 R_p 、 R_s 分别为表示变压器铁损和铜损的等效电阻。

由 VS 导通期间 DT_s 的状态方程乘以 d , 加上 VS 截止期间 $D T_s$ 的状态方程乘以 d , 得到的平均模型方程为

$$L_f \frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{R_p}{R_p + R_s} \cdot \frac{N_2}{N_1} \left(du_i - R_s di_{L_m} - \frac{N_2}{N_1} R_s di_{L_f} \right) - u_o \quad (17a)$$

$$C_f \frac{du_o}{dt} = i_{L_f} - \frac{u_o}{R_L} \quad (17b)$$

$$L_m \frac{di_{L_m}}{dt} = - \frac{R_p R_s}{R_p + R_s} i_{L_m} + \frac{R_p}{R_p + R_s} (du_i - d u_c) - \frac{R_p R_s}{R_p + R_s} \cdot \frac{N_2}{N_1} di_{L_f} \quad (17c)$$

$$C_c \frac{du_c}{dt} = \frac{R_p}{R_p + R_s} d i_{L_m} - \frac{d u_c}{R_p + R_s} \quad (17d)$$

$$i_i = \frac{du_i}{R_p + R_s} + \frac{R_p}{R_p + R_s} d \left(\frac{N_2}{N_1} i_{L_f} + i_{L_m} \right) \quad (17e)$$

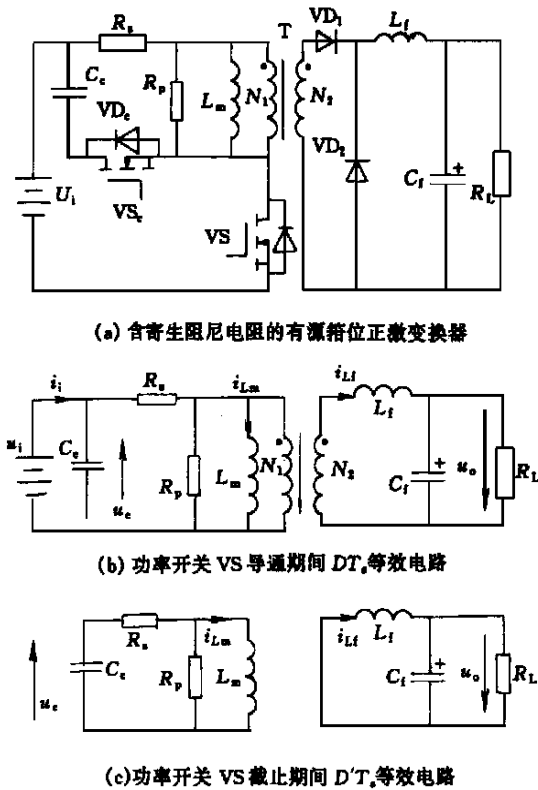


图5 含寄生阻尼电阻有源箝位正激变换器及其 CCM 模式时两种等效电路

Fig.5 The active clamp forward converter with parasitic damping resistor and two equivalent circuits for CCM

由式 (17) 可得 CCM 模式时平均电路模型, 如图 6 所示。

3.1 理想情况 ($R_p = 0, R_s = 0$)

状态方程式 (17a) ~ (17e) 的稳态解为 $I_{Lf} = U_o / R_L, U_o = DU_i N_2 / N_1, L_m = 0, U_c = DU_i / D, I_i = DI_{Lf} N_2 / N_1$ 。设变换器在稳态工作点附近存在小信号扰动, 即 $u_o = U_o + \hat{u}_o, i_{Lm} = I_{Lm} + \hat{i}_{Lm}$

$$u_c = U_c + \hat{u}_c, i_i = I_i + \hat{i}_i$$

$$u_i = U_i + \hat{u}_i, d = D + \hat{d}$$

$$d = D - \hat{d}, i_{Lf} = I_{Lf} + \hat{i}_{Lf}$$

把这些量代入状态方程式 (17), 并将稳态与动态分离, 经线性化处理得到了变换器小信号模型为

$$\frac{d\hat{i}_{Lf}}{dt} = \frac{1}{L_f} \left(-\hat{u}_o + \frac{N_2}{N_1} U_i \hat{d} + \frac{N_2}{N_1} D \hat{u}_i \right) \quad (18a)$$

$$\frac{d\hat{u}_o}{dt} = \frac{1}{C_f} \left(\hat{i}_{Lf} - \frac{\hat{u}_o}{R_L} \right) \quad (18b)$$

$$\frac{d\hat{i}_{Lm}}{dt} = \frac{1}{L_m} (U_i \hat{d} + D \hat{u}_i + U_c \hat{d} - D \hat{u}_c) \quad (18c)$$

$$\frac{d\hat{u}_c}{dt} = \frac{1}{C_c} D \hat{i}_{Lm} \quad (18d)$$

$$\hat{i}_i = \frac{N_2}{N_1} I_{Lf} \hat{d} + \frac{N_2}{N_1} D \hat{i}_{Lf} + D \hat{i}_{Lm} \quad (18e)$$

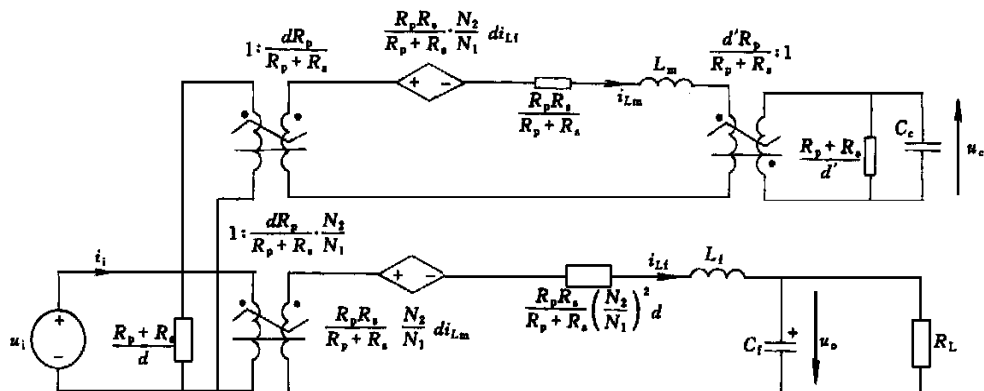


图6 含寄生阻尼电阻有源箝位正激变换器 CCM 模式时平均电路模型

Fig.6 The average circuit mode of the active clamp forward with parasitic damping resistor for CCM mode

状态方程式 (18) 中, 上方冠以 “^” 符号的字母均表示扰动变量。由式 (18a)、(18b) 可得到, 输

出电压对输入电压、输出电压对占空比控制的传递函数分别为

$$\frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{u}_i(s)} \Big|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{DN_2/N_1}{L_f C_f s^2 + sL_f/R_L + 1} \quad (19a)$$

$$\frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{u}_i(s)=0} = \frac{U_i N_2/N_1}{L_f C_f s^2 + sL_f/R_L + 1} \quad (19b)$$

由式 (18c)、(18d) 取拉普拉斯变换并化简得到, 磁化电感电流对输入电压、磁化电感电流对占空比控制的传递函数分别为

$$\frac{\hat{i}_{Lm}(s)}{\hat{u}_i(s)} \Big|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{DC_c s}{L_m C_c s^2 + D^2} \quad (20a)$$

$$\frac{\hat{i}_{Lm}(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{\hat{u}_i(s)=0} = \frac{C_c (U_i + U_c) s}{L_m C_c s^2 + D^2} \quad (20b)$$

由式 (19)、(20) 可知, 系统的特征根即极点为

$$p_{1,2} = \frac{1}{2} \left[-\frac{1}{R_L C_f} \pm j \frac{\sqrt{4R_L^2 L_f C_f - L_f^2}}{R_L L_f C_f} \right] \quad (21a)$$

$$p_{3,4} = \pm j \frac{D}{\sqrt{L_m C_c}} \quad (21b)$$

式 (21a) 表示系统第一对复数极点 $p_{1,2}$, 由输出滤波器产生; 式 (21b) 表示系统第二对复数极点 $p_{3,4}$, 由磁化电感 L_m 与箝位电容 C_c 谐振产生。由式 (18) 可推导出变换器输入阻抗为

$$Z_i(s) = \frac{\hat{u}_i(s)}{\hat{i}_i(s)} \Big|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{(R_L L_f C_f s^2 + L_f s + R_L) (L_m C_c s^2 + D^2)}{\left[s + \frac{1}{R_L C_f} \right] \left\{ s^2 + \frac{D^2}{C_c [L_m + (N_1/N_2)^2 L_f]} \right\}} \quad (22)$$

由式 (22) 可知, 输入阻抗 Z_i 与 L_m 、 C_c 有关, 其原因是 i_{Lm} 构成了输入电流 i_i 的一部分。 $Z_i(s)$ 的零点就是系统的极点, $z_{1,2}(Z_i) = p_{1,2}$, $z_{3,4}(Z_i) = p_{3,4}$ 。 $Z_i(s)$ 的极点为

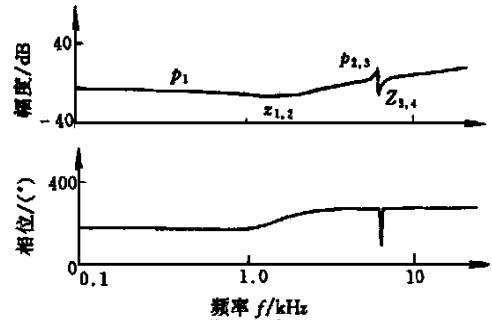
$$p_1(Z_i) = -\frac{1}{R_L C_f} \quad (23a)$$

$$p_{2,3}(Z_i) = \pm j \frac{D}{\sqrt{C_c [L_m + (N_1/N_2)^2 L_f]}} \quad (23b)$$

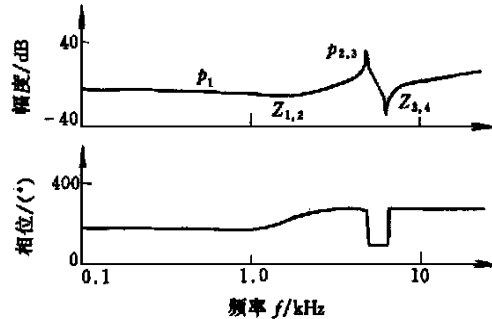
显然, 式 (23b) 表示的极点 $p_{2,3}(Z_i)$ 是由 L_m 与 C_c 谐振产生的。

按照上述设计实例参数, 输入阻抗和输出电压对占空比控制的传递函数 G_{dv} 的频率特性仿真波形

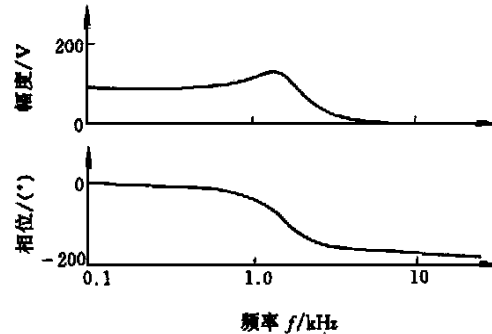
如图 7 所示。图 7a 为硬开通方式输入阻抗频率特性, 由于 $L_m \gg L_f (N_1/N_2)^2$, 因此复数极点 $p_{2,3}(Z_i)$ 与复数零点 $z_{3,4}(Z_i)$ 相互抵消; 图 7b 为 ZVS 开关方式输入阻抗频率特性, 由于 $C_{c(ZVS)}/C_c = L_m/L_{m(ZVS)} > 1$, 因此复数零点频率 $z_{1,2}(Z_i)$ 、 $z_{3,4}(Z_i)$ 和实数极点频率 $p_1(Z_i)$ 均不变, 但复数极点频率 $z_{2,3}(Z_i)$ 却降低了, 采用两级 LC 输入滤波器时, 系统极点频率 $p_{3,4}$ 处输入阻抗幅值下



(a) 硬开通工作方式时输入阻抗频率特性



(b) 软开关工作方式时输入阻抗频率特性



(c) 硬开通和软开关两种方式时 G_{dv} 频率特性

图 7 理想的有源箝位正激变换器输入阻抗和 G_{dv} 频率特性仿真波形

Fig. 7 Simulation waveforms of the input impedance and G_{dv} property of the ideal active clamp forward converter

降必须加以重视, 因为 $p_{3,4}$ 可能与两级 LC 输入滤波器第二级谐振频率接近, 可能导致输入滤波器与功率级之间的相互影响和系统稳定性问题; 图 7c

表明输出电压对占空比控制 G_{dv} 频率特性在硬开通和 ZVS 开关两种方式时相同, L_m 与 C_c 之间的谐振并不影响该频率特性, 其原因是图 6 所示输出电路与有源箝位支路解耦, 与无箝位支路的传统正激变换器相同, 输出状态变量 u_o 、 i_{Lf} 仅与输入电压 u_i 有关, 与 L_m 、 C_c 或状态变量 i_{Lm} 、 u_c 无关。

3.2 含寄生阻尼电阻情况

L_m 与 C_c 构成的谐振电路在硬开通、ZVS 开关

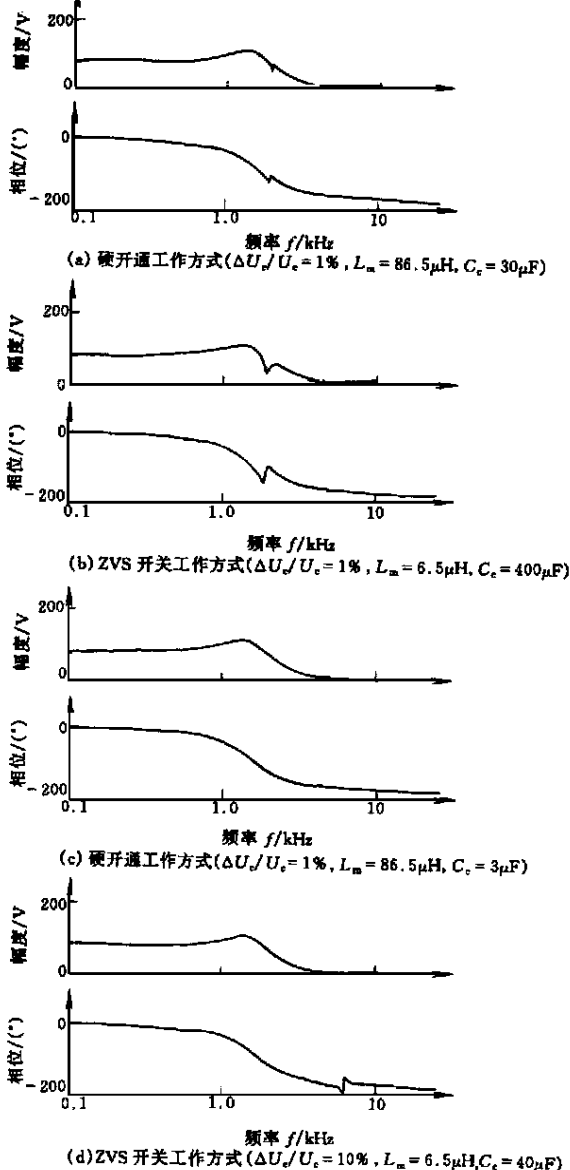


图 8 含寄生阻尼电阻有源箝位正激变换器 G_{dv} 频率特性仿真波形

Fig. 8 Simulation waveforms of the G_{dv} property of the active clamp forward converter with parasitic damping resistor

两种工作方式时的特性阻抗分别为

$$Z_c = \sqrt{L_m/C_c} = \sqrt{86.5/3} = 5.4 \quad (24a)$$

$$Z_{c(ZVS)} = \sqrt{L_{m(ZVS)}/C_{c(ZVS)}} = \sqrt{6.5/40} = 0.4 \quad (24b)$$

由式 (24) 可知, $Z_c \gg Z_{c(ZVS)}$ 。硬开通工作方式时, Z_c 值较大, R_p 的阻尼作用较大, R_s 的阻尼作用可忽略不计; ZVS 工作方式时, $Z_{c(ZVS)}$ 值较小, R_p 的阻尼作用较小, R_s 的阻尼作用较大。然而, R_s 的最大作用是 L_m 与 C_c 的谐振耦合到变换器输出端, R_s 降低了输出滤波器端电压, 这一点很容易从图 6 所示的平均电路模型看出。

设 $R_p = 1k$ 、 $R_s = 0.01$, 按照上述设计实例电路参数, 输出电压对占空比控制的传递函数 G_{dv} 的频率特性仿真波形, 如图 8 所示。仿真结果表明, 硬开通工作方式时, G_{dv} 只有很小的降落; 而 ZVS 开关工作方式时, G_{dv} 降落得比较明显; 箝位电容 C_c 值越大, G_{dv} 降落越明显。

3.3 有源箝位正激变换器动态特性改善的方法

由于 ZVS 开关工作方式时 G_{dv} 降落得比较明显, 为了保证变换器实际工作时不受这种现象的影响, 控制带宽应该限制在极点频率 $p_{3,4}$ 式 (21b) 以下。如果控制带宽对于某些应用场合太低, 则可以减小箝位电容 C_c 值, 允许有较高的功率开关电压应力纹波, 从而提高极点频率 $p_{3,4}$, 获得了较高的控制带宽, 改善了变换器动态特性。

4 结论

(1) 有源箝位正激变换器通过变压器铁心加气隙, 降低磁化电感, 增大磁化电流, 可实现功率开关 ZVS 开关, 推导出了实现功率开关 ZVS 的磁化电感 L_m 与电路各参数间的定量关系和边界条件, 且给出了其他关键电路参数设计公式。

(2) 有源箝位正激变换器功率开关截止期间, 箝位电容 C_c 与磁化电感 L_m 之间的谐振耦合到变换器输出端, 引起了输出对占空比控制 G_{dv} 幅值的下降, 这种现象在 ZVS 开关工作方式和较大箝位电容 C_c 值时比较明显。

(3) ZVS 开关工作方式时变换器系统的控制带宽受到了限制, 通过降低 C_c 值, 允许较高的功率

(下转第 13 页)

根据式 (9) 可求得 I_P 、 I_N ，即可进行性能计算，性能计算的方法与单相感应电动机相同^[4]，在此不赘述。

4 计算结果与试验结果的对比

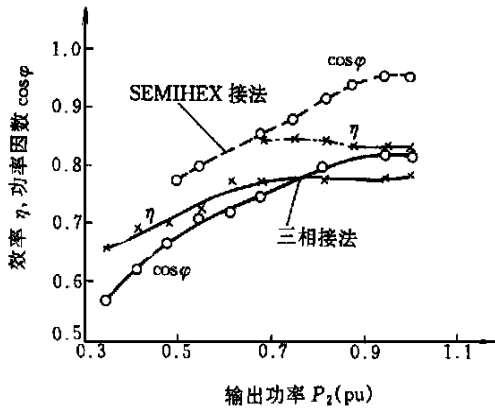


图 3 SEMIHEX 接法与三相运行的试验结果对比
Fig. 3 Comparison of test results for three phase operation and SEMIHEX connection

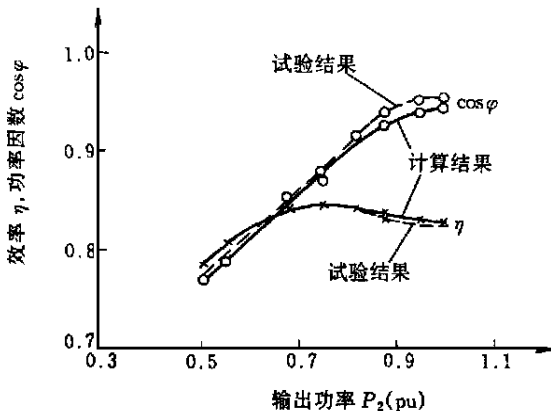


图 4 SEMIHEX 接法的试验结果与计算结果对比
Fig. 4 Comparison of test results and calculated results for SEMIHEX connection

本文首先对 J0₂ 31 4 三相异步电动机进行了试验，然后改为图 1 所示的接法，并利用该方法进行了性能计算。图 3 为本文连接方法与三相运行的试验结果对比，图 4 为本文连接方法的试验结果与计算结果对比。可以看出：

(1) SEMIHEX 连接比三相运行具有高的效率和功率因数。

(2) 计算结果与试验结果吻合较好。

5 结论

与在三相对称电源上运行相比，SEMIHEX 接法具有高功率因数、高效率的优点。为便于这种电动机的推广使用，对其对称运行条件和分析计算方法进行了研究，计算结果和试验结果吻合较好，证明本文给出的方法是正确、有效的。

参考文献

- 1 Smith J M. High efficiency single-phase Semihex™ motors. *Electric Machines and Power Systems*, 1998, 26 (6): 573 ~ 584
- 2 BADR M A, Alolah A I, Abdel-halim M A. A capacitor start three phase induction motor. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 1995, 10 (4): 675 ~ 680
- 3 BADR M A, Abdel-halim M A, Alolah A I. A nonconventional method for fast starting of three phase wound rotor induction motors. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, 1996, 11 (4): 701 ~ 707
- 4 孙云鹏. 单相异步电动机及其应用. 北京: 机械工业出版社, 1987.

收稿日期 2000 - 05 - 15

(上接第 46 页)

开关电压应力纹波，获得了较宽的控制带宽，改善了变换器系统的动态特性。

(4) 试验结果证实了理论分析的正确性。

参考文献

- 1 陈道炼. 软开关 PWM 组合式航空静止变流器研究: [博士学位论文]. 南京: 南京航空航天大学, 1998.
- 2 Leu C S, et al. Comparison of forward topologies with various reset schemes. *Proceedings of VPEC seminar*, 1991, 101 ~ 109

109

- 3 Middlebrook R D, et al. A general unified approach to modeling switching - converter power stages. *IEEE PESC*, 1976. 18 ~ 34
- 4 蔡宣三等, 高频功率电子学. 北京: 科学出版社, 1993. 203 ~ 232
- 5 Vlatkovic V, et al. Small - signal analysis of the phase - shifted PWM converter. *IEEE Trans. on Power Electronics*, 1992, 7 (1): 128 ~ 135

收稿日期 2000 - 03 - 20