

串联谐振变换器中提高同步整流效率的研究

瞿成明, 王慧贞

(南京航空航天大学 航空电源重点实验室, 江苏 南京 210016)

摘要: 当输入电压偏离特定值时, 有源箝位零电压开关的脉宽调制 ZVS - PWM (Zero Voltage Switch - Pulse Width Modulation) 控制串联谐振变换器效率会严重下降。为解决这种效率下降, 使用了带有分立电感和偶合电感的倍流型同步整流电路模型, 并分析了其稳态特性。通过实验, 比较了中心抽头型和偶合电感型效率变化曲线。通过分析和比较, 得出结论: 提出的整流电路在一个较大输入电压范围内和低输出电压、大输出电流的负载条件 (3.3 V, 5 A) 下, 其效率高达 85%。

关键词: 有源箝位; 串联谐振; 同步整流

中图分类号: TP 212

文献标识码: A

文章编号: 1006 - 6047(2002)10 - 0027 - 04

0 引言

开关变换器在很多电子和通信设备的电源中得到广泛应用。近年来, 低输出电压和大输出电流的负载条件对开关变换器提出了要求。为满足这些要求, 出现了很多类型的谐振变换器^[1, 2]。然而, 这些变换器的输出电压通常由开关调制频率所控制。因此, 导致了诸如最小开关频率限制了输出滤波电容减小等问题。为消除这些限制, 提出了一种新颖的带有源箝位电路 ZVS - PWM 控制的电流模式谐振变换器^[3, 4]。这种变换器工作在一个固定的开关频率, 其输出电压通过主开关管的 PWM 控制信号调节。其稳态特性和 ZVS 条件在相关文献中有详细

的讨论^[5~7]。这种变换器在特定的输入电压下有较高的效率。但是, 当输入电压偏离特定值时, 效率会大幅下降。

通过对这种变换器的各个工作模态转换的分析, 说明了其效率下降的原因。分析表明, 当输入电压偏离特定值时, 发生了环流现象, 导致了能量的回馈, 效率下降。为解决这个问题, 使用了一种倍流型同步整流电路, 它带有分离电感或偶合电感两种方案。并且, 分析了其稳态特性。本文所使用的这种整流电路在输入电压范围较大、低输出电压和大输出电流的情况下获得了 85% 的高效率。

1 带中心抽头同步整流 ZVS - PWM 串联谐振变换器

ZVS - PWM 控制的串联谐振变换器的电路拓扑如图 1 所示, 电路参数: 输入电压 U_{in} 为 48 V; 电容

收稿日期 2002 - 03 - 09

expert system [M]. Beijing: Science Press, 1997.

(责任编辑: 李玲)

[3] 程慧霞, 李龙澍, 倪志伟, 等. 用 C++ 建造专家系统 [M]. 北京: 电子工业出版社, 1996.

CHENG Hui-xia, LI Long-shu, NI Zhi-wei, et al. Build expert system with C++ [M]. Beijing: Electronic Industry Press, 1996.

[4] 刘滨. C++ Builder 5 高级编程实例精解 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2001.

LIU Bin. C++ Builder 5 advanced program practice and conciseness explain [M]. Beijing: Defense Industry Press, 2001.

作者简介:

杨廷真 (1976 -), 男, 四川内江人, 硕士, 主要从事水电厂自动化方面的研究 (E-mail: nryang_21@yahoo.com.cn);

施冲 (1962 -), 男, 江苏启东人, 高级工程师, 国家电网公司电力自动化研究院自动控制所所长, 长期从事水电厂自动化方面的研究、开发和管理工作。

Fault diagnosis expert system based on experiential and logical thinking

YANG Ting-yong, SHI Chong

(Nanjing Automation Research Institute, Nanjing 210003, China)

Abstract: The artificial neural network and reversed reasoning machine founded on "and" and "or" logical trees are applied to simulate experts' experiential and logical thinking respectively. The practical expert system for fault diagnosis detects the possible faults with neural network and makes the conclusion by logical verification with reversed reasoning machine. The simulation results of fault diagnosis show that it simulates human's thinking mode and has higher real-time performance, intelligence and precision.

Key words: fault diagnosis; expert system; hydroelectric plant; artificial neural network

C_a 为 $1 \mu\text{F}$, C_r 为 $33.4 \mu\text{F}$, C_o 为 $220 \mu\text{F}$; 电感 L_a 为 $73 \mu\text{H}$, L_r 为 $23.76 \mu\text{H}$; 开关管 V_1, V_2 和 V_3, V_4 的型号分别为 IRF540 和 MTP13N50/MC; 输出变压器匝比 N 为 13; 开关频率 f_s 为 200 kHz ; 其谐振频率为 $1/2\pi(L_r C_r)^{1/2}$ 为 178 kHz 。

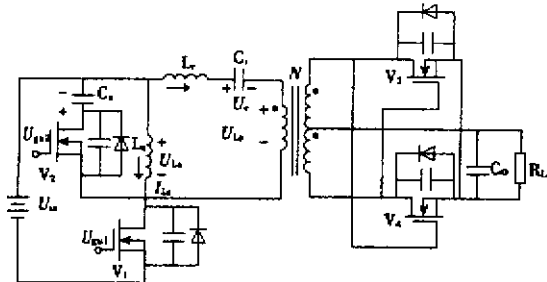


图 1 具有中心抽头同步整流电路的有源箝位 ZVS - PWM 控制串联谐振变换器

Fig.1 The ZVS - PWM controlled series-resonant converter with active clamp and central-tap synchronous rectifying circuit

图 1 中, 有源箝位电路和主开关管产生方波电压, 其幅度随主开关管的占空比变化。这一幅度调制输入电压被加在由 L_r 和 C_r 组成的串联谐振电路上。开关频率被选在稍高于谐振频率处。由于串联谐振电路有很高的品质因数, 电流的基波部分通过谐振支路, 而谐波部分会被大大抑制。这样, 基波部分通过变压器被输出电路整流和滤波。开关管 V_1 和 V_2 在留有一定的死区时间后交替导通。在死区时间内, V_1 和 V_2 的寄生电容通过谐振电流 I_r 和电感 L_a 磁化电流被充电和放电而实现 ZVS 工作。

若以 D 表示主开关管 V_1 的占空比, 把输出级和负载电阻 R_L 看作一等效电阻 R_{ac} , $R_{ac} = (8/\pi)R_L$, 输出电压 U_o 由下式得出:

$$U_o = (U_{in}/2N) [\sin D\pi(1-D)] \times [NR_{ac}/|Z_r|] \quad (1)$$

$$|Z_r| = \sqrt{(NR_{ac} + R_r) + [\omega_s L_r - 1/(\omega_s C_r)]^2} \quad (2)$$

$$\omega_s = 2\pi f_s; R_{ac} = 8R_L/\pi$$

式中 R_r 是串联谐振支路中的寄生串联阻抗。在此变换器中, 当输入电压为 48 V 时, 最大效率可达 88.6% 。然而, 当输入电压偏离 48 V 时, 效率会大幅下降。

2 效率下降原因

2.1 变换器的工作状态

图 2 给出了变换器所有可能的工作模式。

在图 2 中, 模式 1 和模式 3 表示能流从输入边传送到输出边。模式 2 和模式 4 对应于在模式 1 和模式 3 之间的过渡状态。模式 5 和模式 6 表示能流从输出电容反馈到输入边。这种能流回馈状态是同步整流所特有的。在二极管整流电路中, 只有能流前馈, 即能量从输入边流到输出边的状态, 而没有能流回馈状态, 即能量从输出边回流到输入边。然而,

在用 MOSFET 作同步整流电路中, 当栅源电压 U_{gs} 大于阈值时, MOSFET 会一直保持开通。因此, 如图 2 中模式 5、6 能量回馈的现象出现了。环流增加了能量损耗, 导致效率的下降。

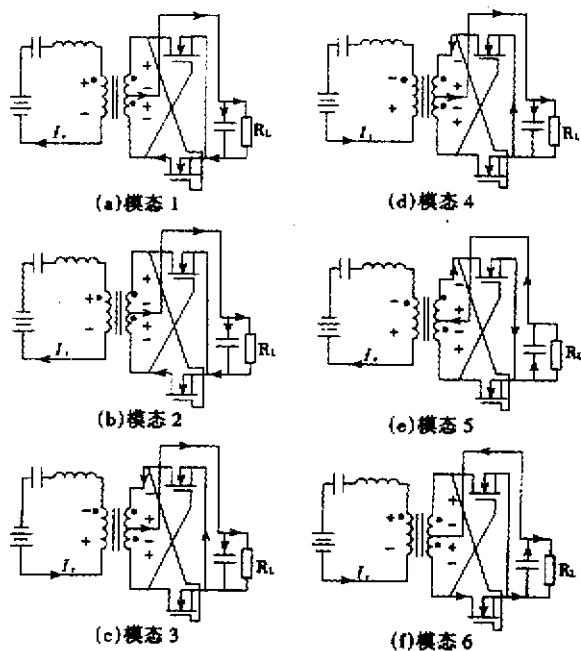


图 2 图 1 所示变换器的工作模式

Fig.2 The operation states of the converter shown in Fig.1

表 1 给出了在一个开关周期里的所有可能的工作模式和每一模式中模态转换次序。

表 1 变换器工作模式

Tab.2 The operation modes of the converter

| 模 式 | 模态转换次序 | 条 件 |
|-----|-------------------|--|
| I | 1 - 2 - 3 - 5 - 1 | $D = 0.4$ ($U_{in} = 60 \text{ V}$) |
| II | 1 - 2 - 3 - 4 - 1 | $D = 0.5$ ($U_{in} = 48 \text{ V}$) |
| III | 1 - 6 - 3 - 4 - 1 | $D = 0.4$ ($U_{in} = 40 \text{ V}$) |

2.2 占空比 D 的范围

从以上讨论可知, 能流回馈现象依赖于主开关管的占空比。抑制能流回馈现象出现的合适占空比推导如下: 在模式 II 中, 必须在模式 5 出现之前直接从模式 3 到模式 4。根据这一条件, 则模式 3 必须在 $1/(2f_r)$ 内完成, 即在半个谐振周期内完成模式 3。

f_r 由 L_r, C_r 决定, 因此, 若开关周期为 T_s , 则这一关系由下式表示:

$$DT_s \leq 1/(2f_r) \quad (3)$$

同样, 模式 1 也必须在 $1/(2f_r)$ 内完成才能抑制模式 6 的出现, 因此

$$(1-D)T_s \leq 1/(2f_r) \quad (4)$$

考虑到 $T_s = 1/f_s$, 式(3)和(4)决定了占空比 D 的范围, 则可以得出:

$$[1 - f_s/(2f_r)] \leq D \leq f_s/(2f_r) \quad (5)$$

从式(5)中可看出, 扩大占空比范围的最简单方式是增大开关频率 f_s 。然而, 当开关频率 f_s 偏离谐振频率太大时, 则输出电压会按式(1)和(2)的规律下降。这里, 用表 1 中的数值, 则占空比的范围为

$$0.44 \leq D \leq 0.56 \quad (6)$$

对于由式(6)所给的占空比, 变换器能恰好工作于没有能量环流的状态。而当在输入电压和负载变化较大的条件下, 为了调节输出电压, 必须要扩大占空比。为了避免在扩大占空比时导致效率的急剧下降, 必须采取新方法。

3 提高效率的两种方案

3.1 倍流型整流电路

为避免以上所讨论的效率下降问题, 使用了一种带倍流型^[8]同步整流电路的 ZVS - PWM 控制串联谐振变换器, 它带有倍流方式同步整流电路^[2], 见

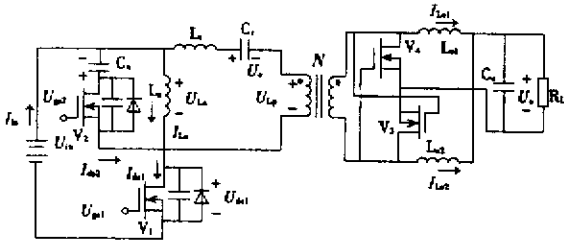


图 3. 这种变换器的工作模式见图 4。

图 3 具有倍流同步整流电路的 ZVS - PWM 控制串联谐振变换器

Fig.3 The ZVS - PWM controlled series resonant converter with double-current synchronous rectifying circuit

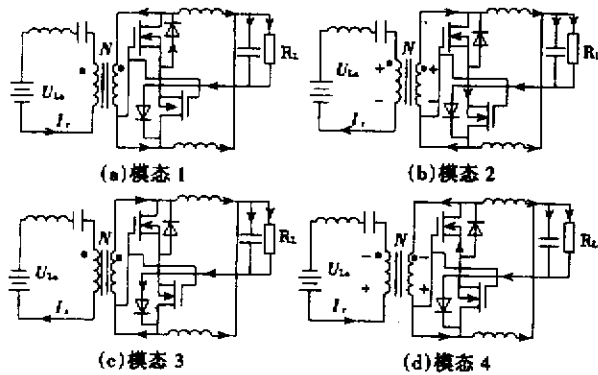


图 4 图 3 中所示变换器的工作模式

Fig.4 The operation states of the converter shown in Fig.3

其仿真参数值与图 1 给出的基本相同, 两个电感 L_{o1} 和 L_{o2} 仿真参数是 $7 \mu\text{H}$ 。变换器的模式转换顺序总是 1 - 2 - 3 - 4。在这种整流电路中, 不存在能流回馈现象。因而, 效率下降的原因被消除了。其工作模式有 4 种。

a. 模式 1。这一模式表示了从 V_4 到 V_3 的换流过程。当输入电压反向时, 谐振电流下降幅度很大。谐振电流耦合到变压器副边, 其值将小于输出电感电流值 I_{Lo2} , 开关管 V_3 的体二极管导通; 变压器电压变为零, V_4 关断。然而, V_4 的体二极管却是开通的, 这样, 谐振电流继续减少, 然而, 对在变压器电压变为零之前的电流, 则是反方向增加。当这一电流

增加到大于输出电感电流 I_{Lo1} 时, V_4 的体二极管关断, 这一模式变化到下一模式。

b. 模式 2。在这一时间段, 开关管 V_4 关断, V_3 由于变压器电压保持导通。这样, 输出电感 I_{Lo1} 通过谐振进行电流充电。这是能流从输入传到输出的过程。

c. 模式 3。这一模式和模式 1 对称。这时开关管 V_3 换向到 V_4 。

d. 模式 4。同样, 这一模式和模式 2 对称。 V_4 保持开通, 输出电感 I_{Lo2} 被谐振电流充电。这也是能流从输入传到输出的过程。

在这一方案中, 模式 1 和 3 是由于 L_r, C_r 组成的谐振电路的存在而出现的。同步整流 MOSFET 在诸如模式 1 和 3 这样的死区间隔内工作。因此, V_3 和 V_4 的 ZVS 实现了。如果没有这一串联谐振电路, 将不会出现模式 1 和 3; 并且在模式 2 和 4 之间转换时间短且转换电压电流幅度大, 将会由于存在寄生参数而造成很大的开关噪声。

3.2 带耦合电感倍流型整流电路(如图 5)

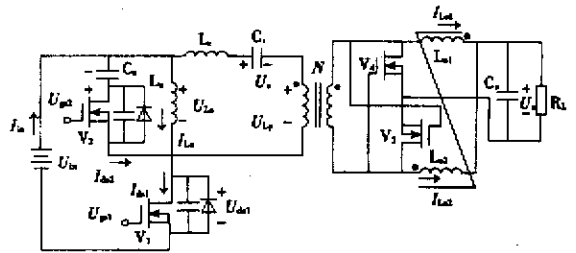


图 5 具有带耦合电感的倍流同步整流电路的 ZVS - PWM 控制串联谐振变换器

Fig.5 The ZVS - PWM controlled series resonant converter with coupled-inductor double-current synchronous rectifying circuit

在图 3 所示变换器中, 为了减少磁芯的数目, 其输出电感是独立的。如果让这 2 个电感耦合到一起, 则其工作模式分析如图 6。参数值和工作模式转换顺序和前面分析相似。在这种整流电路中, 能量回馈现象不再出现。同样, 效率下降的原因也被消除了。

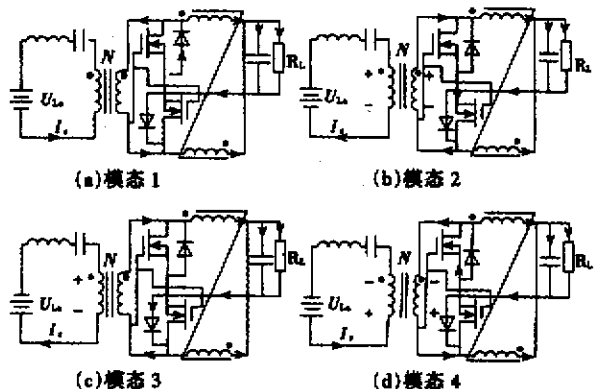


图 6 图 5 所示变换器的工作模式

Fig.6 The operation states of the converter shown in Fig.5

经过实验,并对输出电流和输入电压各个采样点进行分析,计算出的效率曲线比较图如图 7 图中 η 为效率, I_o 为输出电流, U_{in} 为输入电压)从中心抽头型、倍流带独立输出电感型和倍流带耦合输出电感型 3 种电路的效率特性比较中可以看出 通过倍流整流技术,在轻载条件下,效率得到了提高。并且图 7(b) 中用倍流型电路后,当输入电压偏离 48 V 时,对提高效率有大的作用,当负载为 3.3 V 5 A,且输入电压在 40~60 V 范围内变化时,获得了高于 85% 的效率。

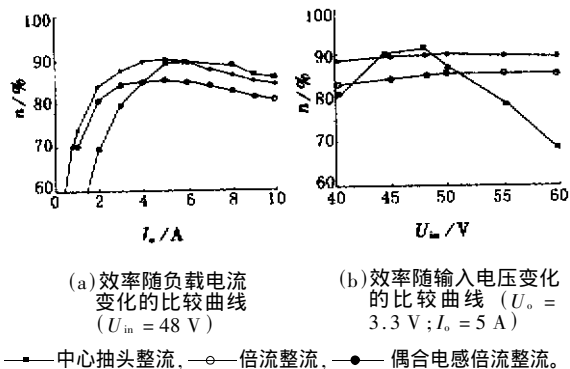


图 7 中心抽头型整流和倍流型整流的效率比较
Fig.7 The efficiency curve comparison of the rectifiers with central tap and coupled inductor

4 结论

电流谐振工作模式被认为对开关变换器的高效率设计非常有效。然而,在中心抽头型同步整流电路中,当输入电压偏离特定值时,效率会下降。其原因是能量回馈给输入端所致。本文提出在 ZVS-PWM 串联谐振变换器中采用倍流型同步整流电路,解决了效率下降问题,当负载为 3.3 V 和 5 A,且输入电压在 40~60 V 范围内变化时,变换器效率高达 85%。

参考文献:

[1] 刘军,詹晓东,严仰光.采用同步整流的有源箝位正激式 DC/DC 变换器研究 [A].第十四届全国电源技术年会

论文集 [C].北京,2001.

LIU Jun, ZHAN Xiao-dong, YAN Yang-guang. Research of synchronous rectifying DC/DC converter with active clamp [A]. Proceedings of the 14th China Power Supply Technology Conference [C]. Beijing, 2001.

[2] 王聪.软开关功率变换器及其应用 [M].北京:科学出版社,2000.

WANG Cong. Theory & application of the soft-switching power converter [M]. Beijing: Science Press, 2000.

[3] ZAITSU T, NINOMIYA T, SHOYAMA M, et al. PWM-Controlled current-mode resonant converter using an active clamp technique [J]. IEEE PESC '96 Record, 1996, 1(6): 89-93.

[4] ZAITSU T, NINOMIYA T. Resonant DC-DC converter capable of controlling but pulse width modulation [P]. US Patent 5805432, 1998-09-15.

[5] TANAKA H, NINOMIYA T, SHOYAMA M, et al. Novel PWM controlled resonant converter [J]. IEEE INTELEC '96 Record, 1996, 1(10): 823-828.

[6] TANAKA H, NINOMIYA T, SHOYAMA M, et al. Steady-state analysis of a ZVS-PWM series resonant converter with activeclamp technique [J]. IEEE PESC '98 Record, 1998, 1(5): 655-661.

[7] TANAKA H, NINOMIYA T, YOOKABE T, et al. Low noise characteristics of a ZVS-PWM controlled series resonant converter with active clamp and synchronous rectification [J]. IEEE APEC '99 Record, 1999, 1(5): 146-152.

[8] PENG C, SEIERSEN O. A new efficient high frequency rectifier circuit [J]. HFPC1991, Proc., 1991, 1(6): 236-243.

(责任编辑 柏英武)

作者简介:

瞿成明(1973-)男,安徽庐江人,硕士研究生,助教,研究方向为电力电子与电力传动(E-mail: q_cm@sina.com.cn);

王慧贞(1964-)女,江西上饶人,高级工程师,现从事航空电源系统方面的研究。

Synchronous rectifier efficiency improvement for series-resonant converter

QU Cheng-ming, WANG Hui-zhen

(Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, China)

Abstract: For a ZVS-PWM (Zero Voltage Switch - Pulse Width Modulation) controlled series resonant converter, when the input voltage deflects from the specific value, the efficiency goes down severely. The double current synchronous rectifying circuits with separate or coupled inductors are applied to overcome the efficiency drop. Their steady-state characteristics are examined. The efficiency curves of rectifiers with central tap and coupled inductor are compared via experiments. It is clarified that the proposed rectifying circuits obtain a high efficiency over 85% within a wide input voltage range and with the load conditions of low output voltage and big output current (3.3 V and 5 A).

Key words: active clamp; series-resonance; synchronous rectifying