



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 102136801 B

(45) 授权公告日 2014. 02. 19

(21) 申请号 201010002872. 3

US 2009/0086512 A1, 2009. 04. 02, 全文.

(22) 申请日 2010. 01. 21

US 2009/0244934 A1, 2009. 10. 01, 全文.

(73) 专利权人 台达电子工业股份有限公司  
地址 中国台湾桃园县

审查员 王伟

(72) 发明人 李镗 付洁

(74) 专利代理机构 北京市柳沈律师事务所  
11105

代理人 史新宏

(51) Int. Cl.

H02M 3/335 (2006. 01)

H02M 1/14 (2006. 01)

H02M 1/44 (2007. 01)

(56) 对比文件

US 2008/0137379 A1, 2008. 06. 12, 全文.

CN 101277068 A, 2008. 10. 01, 全文.

US 2009/0016083 A1, 2009. 01. 15, 全文.

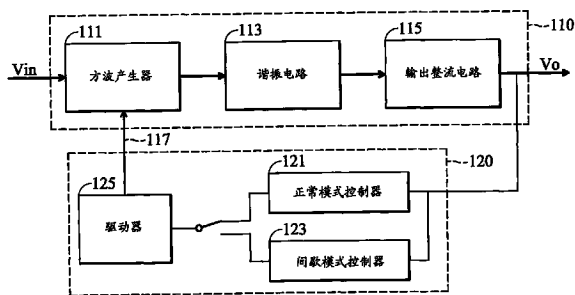
权利要求书4页 说明书10页 附图7页

(54) 发明名称

谐振转换器及其间歇模式控制方法

(57) 摘要

谐振转换器及其间歇模式控制方法。该谐振转换器的间歇模式控制方法, 包括在一间歇模式工作周期中, 提供至少一第一调节脉冲, 用以对一谐振电路的一激磁电感电流以及一谐振电容电压进行预先调整, 并且于上述第一调节脉冲之后, 提供至少一脉冲序列, 用以间歇式地导通一方波产生器中的多个开关元件。脉冲序列包括多个驱动脉冲, 且第一调节脉冲用以调整谐振电路的激磁电感电流以及谐振电容电压, 使得谐振转换器在脉冲序列中的每个驱动脉冲的上升沿时, 激磁电感电流大抵上相等, 并且谐振电容电压也大抵上相等。



1. 一种谐振转换器,操作于一正常模式或一间歇模式,上述谐振转换器包括:
  - 一方波产生器,用以提供一方波电压;
  - 一谐振电路,用以根据上述方波电压进行谐振;以及
  - 一控制器,用以在上述间歇模式的一间歇模式工作周期中提供一控制信号驱动上述方波产生器,其中于上述间歇模式时上述谐振转换器操作于轻载或空载,上述控制信号包括至少一第一脉冲组以及至少一第二脉冲组,上述第一脉冲组包括至少一第一调节脉冲,而上述第二脉冲组包括多个驱动脉冲,并且上述方波产生器用以根据上述第一调节脉冲对上述谐振电路的一激磁电感电流以及一谐振电容电压进行预先调整,使得上述谐振转换器在上述第二脉冲组中的每个驱动脉冲的上升沿时,上述激磁电感电流相等,并且上述谐振电容电压也相等。
2. 如权利要求 1 所述的谐振转换器,其中上述第一调节脉冲的脉冲宽度通过检测上述激磁电感电流与上述谐振电容电压而即时地调整。
3. 如权利要求 1 所述的谐振转换器,其中当上述谐振转换器操作于上述正常模式下的一平衡状态时,上述激磁电感电流会具有一正峰值以及一负峰值,而上述谐振电容电压具有对应于上述正峰值的一第一电压值、对应于上述负峰值的一第二电压值,以及一中间值。
4. 如权利要求 3 所述的谐振转换器,其中上述方波产生器根据上述第一调节脉冲将上述激磁电感电流预先调整至上述正峰值,而上述谐振电容电压预先调整至上述第一电压值。
5. 如权利要求 3 所述的谐振转换器,其中上述第二脉冲组接在上述第一调节脉冲之后,并且上述第一脉冲组还包括至少一第二调节脉冲接在上述第二脉冲组之后,而上述方波产生器用以根据上述第二调节脉冲对上述谐振电路的上述谐振电容电压进行调整。
6. 如权利要求 3 所述的谐振转换器,其中上述第一脉冲组还包括至少一第二调节脉冲,上述第一调节脉冲接在上述第二调节脉冲之后,而上述第二脉冲组接在上述第一调节脉冲之后,上述方波产生器根据上述第二调节脉冲对上述谐振电路的上述谐振电容电压进行调整。
7. 如权利要求 6 所述的谐振转换器,其中上述方波产生器根据上述第二调节脉冲将上述谐振电容电压预先调整至上述中间值。
8. 如权利要求 3 所述的谐振转换器,其中上述第一调节脉冲的脉冲宽度由上述谐振电容电压和上述激磁电感电流调整至第一电压值与正峰值所需的时间所决定的。
9. 如权利要求 3 所述的谐振转换器,其中上述第一脉冲组包括多个第一调节脉冲,并且上述第二脉冲组接在上述第一调节脉冲之后,使得上述方波产生器将上述激磁电感电流预先调整至上述正峰值,而上述谐振电容电压预先调整至上述第一电压值。
10. 如权利要求 9 所述的谐振转换器,其中上述第一脉冲组还包括多个第二调节脉冲接在上述第二脉冲组之后,使得上述方波产生器将上述谐振电容电压调整至上述中间值。
11. 如权利要求 9 所述的谐振转换器,其中上述第一调节脉冲的个数根据上述谐振电路中的谐振元件的数量所决定。
12. 一种谐振转换器,操作于一正常模式或一间歇模式,上述谐振转换器包括:
  - 一方波产生器,用以提供一方波电压;
  - 一谐振电路,用以根据上述方波电压进行谐振;以及

一控制器,用以在上述间歇模式的一间歇模式工作周期中提供一控制信号驱动上述方波产生器,其中于上述间歇模式时上述谐振转换器操作于轻载或空载,上述控制信号包括至少一第一脉冲组以及至少两个第二脉冲组,上述第一脉冲组位于上述两个第二脉冲组之间,并且包括至少一第一调节脉冲,上述第二脉冲组包括多个驱动脉冲,上述方波产生器用以根据上述第一调节脉冲,调整上述谐振电路的一激磁电感电流以及一谐振电容电压,使得上述谐振转换器在上述第二脉冲组中的每个驱动脉冲的上升沿时,上述激磁电感电流相等,并且上述谐振电容电压也相等。

13. 如权利要求 12 所述的谐振转换器,其中当上述谐振转换器操作于上述正常模式下的一平衡状态时,上述激磁电感电流会具有一正峰值以及一负峰值,而上述谐振电容电压具有对应于上述正峰值的一第一电压值、对应于上述负峰值的一第二电压值,以及一中间值。

14. 如权利要求 13 所述的谐振转换器,其中上述方波产生器根据上述第一调节脉冲将上述激磁电感电流预先调整至上述正峰值,而上述谐振电容电压预先调整至上述第一电压值。

15. 如权利要求 13 所述的谐振转换器,其中上述第一脉冲组还包括至少一第二调节脉冲接在上述第二脉冲组之后,使得上述方波产生器将上述谐振电路的上述谐振电容电压调整至上述中间值。

16. 如权利要求 13 所述的谐振转换器,其中上述第一脉冲组还包括至少一第二调节脉冲,上述第一调节脉冲接在上述第二调节脉冲之后,上述方波产生器根据上述第二调节脉冲将上述谐振电路的上述谐振电容电压调整至上述中间值。

17. 如权利要求 13 所述的谐振转换器,其中上述第一调节脉冲的个数根据上述谐振电路中的谐振元件的数量所决定。

18. 如权利要求 13 所述的谐振转换器,其中上述第一调节脉冲的脉冲宽度通过检测上述激磁电感电流与上述谐振电容电压而即时地调整。

19. 一种谐振转换器的间歇模式控制方法,上述谐振转换器操作于一正常模式或一间歇模式,上述间歇模式控制方法包括:

在上述间歇模式的一间歇模式工作周期中,提供至少一第一调节脉冲,用以对一谐振电路的一激磁电感电流以及一谐振电容电压进行预先调整,其中于上述间歇模式时上述谐振转换器操作于轻载或空载;以及

在上述第一调节脉冲之后,提供至少一脉冲序列,用以间歇式地导通一方波产生器中的多个开关元件,其中上述脉冲序列包括多个驱动脉冲,并且上述第一调节脉冲用以调整上述谐振电路的上述激磁电感电流以及上述谐振电容电压,使得上述谐振转换器在上述脉冲序列中的每个驱动脉冲的上升沿时,上述激磁电感电流相等,并且上述谐振电容电压也相等。

20. 如权利要求 19 所述的谐振转换器的间歇模式控制方法,其中当上述谐振转换器操作于上述正常模式下的一平衡状态时,上述激磁电感电流会具有一正峰值以及一负峰值,而上述谐振电容电压具有对应于上述正峰值的一第一电压值、对应于上述负峰值的一第二电压值,以及一中间值。

21. 如权利要求 20 所述的谐振转换器的间歇模式控制方法,其中上述第一调节脉冲用

以将上述激磁电感电流预先调整至上述正峰值,而上述谐振电容电压预先调整至上述第一电压值。

22. 如权利要求 20 所述的谐振转换器的间歇模式控制方法,还包括提供至少一第二调节脉冲接在上述脉冲序列之后,用以将上述谐振电路的上述谐振电容电压调整至上述中间值,上述中间值位于上述第一、第二电压值之间。

23. 如权利要求 20 所述的谐振转换器的间歇模式控制方法,还包括于上述第一调节脉冲之前,提供至少一第二调节脉冲,用以将上述谐振电路的上述谐振电容电压调整至上述中间值。

24. 如权利要求 19 所述的谐振转换器的间歇模式控制方法,其中上述第一调节脉冲的个数根据上述谐振电路中的谐振元件的数量所决定。

25. 如权利要求 19 所述的谐振转换器的间歇模式控制方法,其中上述第一调节脉冲的脉冲宽度通过检测上述激磁电感电流与上述谐振电容电压而即时地调整。

26. 一种用于谐振转换器的控制器,上述谐振转换器操作于一正常模式或一间歇模式,上述控制器用以在上述间歇模式的一间歇模式工作周期中提供一控制信号,该控制信号包括至少一第一脉冲组以及至少一第二脉冲组,上述第一脉冲组包括至少一第一调节脉冲,上述第二脉冲组包括多个驱动脉冲,上述第一调节脉冲用以预先调整一谐振电路的一激磁电感电流以及一谐振电容电压,使得一谐振转换器在上述第二脉冲组中的每个驱动脉冲的上升沿时,上述激磁电感电流相等,并且上述谐振电容电压也相等;其中于上述间歇模式时上述谐振转换器操作于轻载或空载。

27. 如权利要求 26 所述的控制器,其中上述第一调节脉冲的脉冲宽度通过检测上述激磁电感电流与上述谐振电容电压而即时地调整。

28. 如权利要求 26 所述的控制器,其中当上述谐振转换器操作于上述正常模式下的一平衡状态时,上述激磁电感电流会具有一正峰值以及一负峰值,而上述谐振电容电压具有对应于上述正峰值的一第一电压值、对应于上述负峰值的一第二电压值,以及一中间值。

29. 如权利要求 28 所述的控制器,其中上述第一调节脉冲用于将上述激磁电感电流预先调整至上述正峰值,而上述谐振电容电压预先调整至上述第一电压值。

30. 如权利要求 28 所述的控制器,其中上述第二脉冲组接在上述第一调节脉冲之后,并且上述第一脉冲组还包括至少一第二调节脉冲接在上述第二脉冲组之后,用以对上述谐振电路的上述谐振电容电压进行调整。

31. 如权利要求 28 所述的控制器,其中上述第一脉冲组还包括至少一第二调节脉冲,上述第一调节脉冲接在上述第二调节脉冲之后,而上述第二脉冲组接在上述第一调节脉冲之后,上述第二调节脉冲用于将上述谐振电路的上述谐振电容电压预先调整至上述中间值。

32. 如权利要求 28 所述的控制器,其中上述第一调节脉冲的脉冲宽度由上述谐振电容电压和上述激磁电感电流调整至第一电压值与正峰值所需的时间所决定。

33. 一种用于谐振转换器的控制器,上述谐振转换器操作于一正常模式或一间歇模式,上述控制器用以在上述间歇模式的一间歇模式工作周期中提供一控制信号,上述控制信号包括至少一第一脉冲组以及至少两个第二脉冲组,上述第一脉冲组位于上述两个第二脉冲组之间,并且包括至少一第一调节脉冲,上述第二脉冲组包括多个驱动脉冲,上述第一调节

脉冲用以调整一谐振电路的一激磁电感电流以及一谐振电容电压,使得一谐振转换器在上述第二脉冲组中的每个驱动脉冲的上升沿时,上述激磁电感电流相等,并且上述谐振电容电压也相等;其中于上述间歇模式时上述谐振转换器操作于轻载或空载。

34. 如权利要求 33 所述的控制器,其中当上述谐振转换器操作于上述正常模式下的一平衡状态时,上述激磁电感电流会具有一正峰值以及一负峰值,而上述谐振电容电压具有对应于上述正峰值的一第一电压值、对应于上述负峰值的一第二电压值,以及一中间值。

35. 如权利要求 34 所述的控制器,其中上述第一调节脉冲用于将上述激磁电感电流预先调整至上述正峰值,而上述谐振电容电压预先调整至上述第一电压值。

36. 如权利要求 34 所述的控制器,其中上述第一脉冲组还包括至少一第二调节脉冲,接在上述第二脉冲组之后,用于将上述谐振电路的上述谐振电容电压调整至上述中间值。

37. 如权利要求 34 所述的控制器,其中上述第一脉冲组还包括至少一第二调节脉冲,上述第一调节脉冲接在上述第二调节脉冲之后,用于将上述谐振电路的上述谐振电容电压调整至上述中间值。

38. 如权利要求 34 所述的控制器,其中上述第一调节脉冲的脉冲宽度由上述谐振电容电压和上述激磁电感电流调整至第一电压值与正峰值所需的时间所决定。

## 谐振转换器及其间歇模式控制方法

### 技术领域

[0001] 本发明涉及电源供应器,特别涉及一种应用间歇式控制的谐振转换器。

### 背景技术

[0002] 近年来,由于节能环保的目的,电源供应器朝着高效率 (high efficiency)、高功率密度、高可靠性与低成本的方向发展。谐振型转换器由于具有软切换特性,且操作在最大占空比 (duty cycle) 的状态,因而在满载时效率很高,并受到很多人的青睐。然而,谐振型转换器在轻载时效率并不理想。

[0003] 为了克服此问题,已知技术是将谐振型转换器操作在一间歇式工作模式 (Burst Mode),藉以降低单位时间内的切换次数与总体损耗,使得效率能够提升。举例而言,如图 1 中所示,在间歇式工作模式中,当误差放大信号  $V_{ea}$  等于或高于滞回比较电路的上限值  $V_{ref2}$  时,压频转换器会被致能而用以产生振荡信号,使得半桥开关电路根据控制信号 (LVG 与 HVG) 进行切换。相反地,当误差放大信号  $V_{ea}$  低于滞回比较电路的下限值  $V_{ref1}$  时,压频转换器会被禁能而停止产生的振荡信号,使得半桥开关电路无驱动信号。

[0004] 然而,间歇式工作模式控制仍具有些许不足之处。举例而言,由于误差放大信号  $V_{ea}$  会在滞回比较电路之上、下限值  $V_{ref2}$  与  $V_{ref1}$  之间波动,且误差放大信号  $V_{ea}$  与振荡信号的频率  $f_{osc}$  成反比,所以在单次间歇模式工作周期 (Burst Mode Working Period; BMWP) 中,振荡信号的频率  $f_{osc}$  会随着误差放大信号  $V_{ea}$  由高变低而由低变高。此外,在单次间歇模式工作周期 BMWP 内的前几个驱动脉冲周期中,由于谐振网络阻抗降低所以会产生一个很大的谐振电流 (意即谐振电流不平衡),因而引发大的输出电压波纹、音频噪音以及最佳工作点变动 (激磁电感电流磁偏以及无法零电压切换) …等问题。

### 发明内容

[0005] 基于以上的考量,需要一种可降低输出电压波纹与音频噪音并提升效率的间歇式控制方式以及应用此控制方式的谐振转换器。

[0006] 有鉴于此,本发明提供一种谐振转换器,包括一方波产生器、一谐振电路、一输出整流电路以及一控制器。方波产生器用以提供一方波电压,谐振电路用以根据方波电压进行谐振,而输出整流电路用以根据谐振电路的谐振,输出一输出电压。控制器用以在一间歇模式工作周期中提供一控制信号驱动方波产生器,其中控制信号包括至少一第一脉冲组以及至少一第二脉冲组,并且第一脉冲组包括至少一第一调节脉冲,而第二脉冲组包括多个驱动脉冲。方波产生器用以根据第一调节脉冲对谐振电路的一激磁电感电流以及一谐振电容电压进行预先调整,使得谐振转换器在第二脉冲组中的每个驱动脉冲的上升沿时,激磁电感电流相等,并且谐振电容电压也相等。

[0007] 本发明亦提供另一种谐振转换器,包括一方波产生器、一谐振电路、一输出整流电路以及一控制器。方波产生器用以提供一方波电压,谐振电路,用以根据方波电压进行谐振,而输出整流电路,用以根据谐振电路的谐振,输出一输出电压。控制器用以在一间歇模

式中提供一控制信号驱动方波产生器,其中控制信号包括至少一第一脉冲组以及至少两个第二脉冲组,并且第一脉冲组位于两个第二脉冲组之间,且包括至少一第一调节脉冲,而第二脉冲组位于第一调节脉冲之后,且包括多个驱动脉冲。方波产生器用以根据第一调节脉冲,调整谐振电路的一激磁电感电流以及一谐振电容电压,使得谐振转换器在第二脉冲组中的每个驱动脉冲的上升沿时,激磁电感电流相等,并且谐振电容电压也相等。

[0008] 本发明亦提供一谐振转换器的间歇模式控制方法,包括在一间歇模式工作周期中,提供至少一第一调节脉冲,用以对一谐振电路的一激磁电感电流以及一谐振电容电压进行预先调整,并且于上述第一调节脉冲之后,提供至少一脉冲序列,用以间歇式地导通一方波产生器中的多个开关元件。脉冲序列包括多个驱动脉冲,且第一调节脉冲用以调整谐振电路的激磁电感电流以及谐振电容电压,使得谐振转换器在脉冲序列中的每个驱动脉冲的上升沿时,激磁电感电流相等,并且谐振电容电压也相等。

[0009] 本发明亦提供一种谐振转换器,操作于一正常模式或一间歇模式,上述谐振转换器包括:一方波产生器,用以提供一方波电压;一谐振电路,用以根据上述方波电压进行谐振;以及一控制器,用以在上述间歇模式的一间歇模式工作周期中提供一控制信号驱动上述方波产生器,其中于上述间歇模式时上述谐振转换器操作于轻载或空载,上述控制信号包括至少一第一脉冲组以及至少一第二脉冲组,上述第一脉冲组包括至少一第一调节脉冲,而上述第二脉冲组包括多个驱动脉冲,并且上述方波产生器用以根据上述第一调节脉冲对上述谐振电路的一激磁电感电流以及一谐振电容电压进行预先调整,使得上述谐振转换器在上述第二脉冲组中的每个驱动脉冲的上升沿时,上述激磁电感电流相等,并且上述谐振电容电压也相等。

[0010] 本发明亦提供一种谐振转换器,操作于一正常模式或一间歇模式,上述谐振转换器包括:一方波产生器,用以提供一方波电压;一谐振电路,用以根据上述方波电压进行谐振;以及一控制器,用以在上述间歇模式的一间歇模式工作周期中提供一控制信号驱动上述方波产生器,其中于上述间歇模式时上述谐振转换器操作于轻载或空载,上述控制信号包括至少一第一脉冲组以及至少两个第二脉冲组,上述第一脉冲组位于上述两个第二脉冲组之间,并且包括至少一第一调节脉冲,上述第二脉冲组包括多个驱动脉冲,上述方波产生器用以根据上述第一调节脉冲,调整上述谐振电路的一激磁电感电流以及一谐振电容电压,使得上述谐振转换器在上述第二脉冲组中的每个驱动脉冲的上升沿时,上述激磁电感电流相等,并且上述谐振电容电压也相等。

[0011] 本发明亦提供一种谐振转换器的间歇模式控制方法,上述谐振转换器操作于一正常模式或一间歇模式,上述间歇模式控制方法包括:在上述间歇模式的一间歇模式工作周期中,提供至少一第一调节脉冲,用以对一谐振电路的一激磁电感电流以及一谐振电容电压进行预先调整,其中于上述间歇模式时上述谐振转换器操作于轻载或空载;以及在上述第一调节脉冲之后,提供至少一脉冲序列,用以间歇式地导通一方波产生器中的多个开关元件,其中上述脉冲序列包括多个驱动脉冲,并且上述第一调节脉冲用以调整上述谐振电路的上述激磁电感电流以及上述谐振电容电压,使得上述谐振转换器在上述脉冲序列中的每个驱动脉冲的上升沿时,上述激磁电感电流相等,并且上述谐振电容电压也相等。

[0012] 本发明亦提供一种用于谐振转换器的控制器,上述谐振转换器操作于一正常模式或一间歇模式,上述控制器用以在上述间歇模式的一间歇模式工作周期中提供一控制信

号,该控制信号包括至少一第一脉冲组以及至少一第二脉冲组,上述第一脉冲组包括至少一第一调节脉冲,上述第二脉冲组包括多个驱动脉冲,上述第一调节脉冲用以预先调整一谐振电路的一激磁电感电流以及一谐振电容电压,使得一谐振转换器在上述第二脉冲组中的每个驱动脉冲的上升沿时,上述激磁电感电流相等,并且上述谐振电容电压也相等;其中于上述间歇模式时上述谐振转换器操作于轻载或空载。

[0013] 本发明亦提供一种用于谐振转换器的控制器,上述谐振转换器操作于一正常模式或一间歇模式,上述控制器用以在上述间歇模式的一间歇模式工作周期中提供一控制信号,上述控制信号包括至少一第一脉冲组以及至少两个第二脉冲组,上述第一脉冲组位于上述两个第二脉冲组之间,并且包括至少一第一调节脉冲,上述第二脉冲组包括多个驱动脉冲,上述第一调节脉冲用以调整一谐振电路的一激磁电感电流以及一谐振电容电压,使得一谐振转换器在上述第二脉冲组中的每个驱动脉冲的上升沿时,上述激磁电感电流相等,并且上述谐振电容电压也相等;其中于上述间歇模式时上述谐振转换器操作于轻载或空载。

### 附图说明

[0014] 图 1 为已知谐振转换器于间歇模式时的工作波形示意图。

[0015] 图 2 为本发明的谐振转换器的一电路示意图。

[0016] 图 3 为本发明的谐振转换器的一实施例。

[0017] 图 4 为谐振转换器的主电路于间歇模式时的工作波形示意图。

[0018] 图 5 为间歇工作模式的实施方式。

[0019] 图 6 为谐振转换器的另一实施例。

[0020] 图 7 为谐振转换器操作于间歇模式时的工作波形示意图。

[0021] 图 8 为谐振转换器操作于间歇模式时的另一工作波形示意图。

[0022] 图 9 为谐振转换器操作于间歇模式时的另一工作波形示意图。

### [0023] 【主要元件符号说明】

[0024] 100、200、300 ~ 谐振转换器;110、210 ~ 主电路;120、220、220" ~ 控制器;111 ~ 方波产生器;113、213 ~ 谐振电路;115、215 ~ 输出整流电路;117、LVG、HVG ~ 控制信号;121、223 ~ 正常模式控制器;123、224、224" ~ 间歇模式控制器;125 ~ 驱动器;211 ~ 输入电容;212 ~ 半桥式转换器;214 ~ 高频变压器;216 ~ 输出电容;221 ~ 半桥驱动器;222 ~ 选择开关;225 ~ 时钟振荡器;226 ~ 滞回比较电路;227 ~ 电流检测电阻;228 ~ 输出信号;2231 ~ 压频转换电路;2232 ~ 反馈误差放大电路;311 ~ 驱动脉冲同步电路;312 ~ 预设脉冲宽度电路;313 ~ 与门;314、315 ~ 死区电路;316 ~ 反相器;SW1、SW2 ~ 开关元件;DSR1、DSR2 ~ 二极管;Vin ~ 输入电压;Vo ~ 输出电压;Cr ~ 谐振电容;Vcr ~ 谐振电容电压;I<sub>LM</sub> ~ 激磁电感电流;Imax ~ 正峰值;Imin ~ 负峰值;Vcrmax ~ 第一电压值;Vcrmin ~ 第二电压值;Vcrmid ~ 中间值;Vgss1、Vgss2 ~ 驱动信号;Lm ~ 激磁电感;Ir ~ 谐振电流;I<sub>SR</sub> ~ 导通电流;PS1 ~ 第一脉冲组;PS2 ~ 第二脉冲组;Vea ~ 误差放大信号;Vref1 下限值;Vref2 ~ 上限值;fosc ~ 频率;Ld ~ 电感;BMWP ~ 间歇模式工作周期; $\Delta t_1$ 、 $\Delta t_{1\_1}$ 、 $\Delta t_{1\_2}$  ~ 第一调节脉冲; $\Delta t_2$ 、 $\Delta t_{2\_1}$ 、 $\Delta t_{2\_2}$  ~ 第二调节脉冲。



## 具体实施方式

[0025] 为使本发明的上述目的、特征和优点能更明显易懂，下文特举优选实施例，并配合附图，作详细说明如下。

[0026] 本发明提供一种谐振转换器通过对谐振电路的激磁电感电流以及谐振电容电压进行预先调整，以便降低输出电压波纹与音频噪音并提升效率。

[0027] 图 2 为本发明的谐振转换器的一电路示意图。如图所示，谐振转换器 100 包括一主电路 110 以及一控制器 120，其中主电路 110 包括一方波产生器 111、一谐振电路 113 以及一输出整流电路 115。方波产生器 111 用以提供一方波电压至谐振电路 113。在此实施例中，方波产生器 111 可为半桥式转换器、全桥式转换器、推挽式转换器，但不限于于此，方波产生器 111 也可为其它型式的转换器。举例而言，方波产生器 111 用以接收一输入电压  $V_{in}$ ，并根据控制器 120 所产生的控制信号 117，将输入电压  $V_{in}$  转换成一方的电压，并将方的电压提供至谐振电路 113。一般而言，控制器 120 所产生的控制信号 117 由多个脉冲所构成。

[0028] 谐振电路 113 可由谐振元件（例如电感与电容）所构成，用以接受来自方波产生器 111 的方的电压进行谐振，而输出整流电路 115 耦接至谐振电路 113，用以根据谐振电路 113 的谐振产生一输出电压  $V_o$ 。举例而言，输出整流电路 115 可为二极管整流电路或同步整流电路，但不限于于此。控制器 120 包括一正常模式控制器 121、一间歇模式控制器 123 以及一驱动器 125。控制器 120 用以根据谐振转换器 100 中用以反映输出电流的信号（例如输出电压误差放大信号），判断谐振转换器 100 的工作模式，并提供对应的控制信号 117 至方波产生器 111。在某些实施例中，谐振转换器 100 中用以反映输出电流的信号也可作为谐振电容上的电压（亦称为谐振电容电压）、高频变压器中的电流（例如激磁电感电流或谐振电流）中的一个或多个，但不限于于此。举例而言，驱动器 120 系选择性地根据正常模式控制器 121 与间歇模式控制器 123 所提供的振荡信号，产生控制信号 117 输出至方波产生器 111。

[0029] 当谐振转换器 100 在满载或重载情况下，间歇模式控制器 123 会被禁能，而正常模式控制器 121 会被致能。此时正常模式控制器 121 则会根据输出电压  $V_o$  的变动，产生振荡信号，而驱动器 120 则根据正常模式控制器 121 所产生的振荡信号，发出具有连续的驱动脉冲的控制信号 117 至方波产生器 111。换句话说，谐振转换器 100 此时操作在一正常（工作）模式下。

[0030] 当谐振转换器 100 进入轻载或空载情况时，正常模式控制器 121 会被禁能，而间歇模式控制器 123 会被致能，意即进入一间歇（工作）模式。此时驱动器 125 则根据间歇模式控制器 123 所提供的振荡信号，发出具有至少一第一脉冲组以及至少一第二脉冲组的控制信号 117 至方波产生器 111。举例而言，第二脉冲组包括一个含有多个驱动脉冲的脉冲序列，用以间歇式地导通方波产生器 111 中的开关元件，但不限于于此。要注意的是，第一脉冲组位于第二脉冲组之前，或者是两个相邻的第二脉冲组之间，但不限于于此。举例而言，驱动器 125 可依序提供第一脉冲组与第二脉冲组至方波产生器 111。方波产生器 111 用以根据第一脉冲组将谐振电路 113 的激磁电感电流与谐振电容电压预先调整至对应的预设值，使得在第二脉冲组中每个脉冲的上升沿时，谐振电路 113 中激磁电感电流会大抵上相等，并且谐振电容电压也会大抵上相等。换句话说，驱动器 125 根据第二脉冲组使得谐振转

换器 100 如同操作于正常（工作）模式的某种平衡状态。须注意的是，谐振转换器 100 于正常模式下具有多种平衡工作状态，而平衡工作状态与负载有关。此外，与图 1 所示的已知技术不同的是第二脉冲组是驱动器 125 通过间歇模式控制器 123 根据固定频率的振荡信号所产生的。换句话说，即使根据输出电压  $V_o$  产生的误差放大信号于滞回比较电路之上、下限值之间波动，对第二脉冲组也不会有影响。

[0031] 在某一实施例中，第一脉冲组包括一个或多个第一调节脉冲，而第一调节脉冲的宽度与个数根据谐振电路 113 中的谐振元件的个数来决定，但不限于此。在某些实施例中，第一脉冲组包括一个或多个第一调节脉冲以及一个或多个第二调节脉冲，并且第一、第二调节脉冲的宽度与个数亦根据谐振电路 113 中的谐振元件的个数来决定，但不限于此。在某些实施例中，第一、第二调节脉冲的宽度可根据方程式计算得知。在某些实施例中，第一、第二调节脉冲的宽度可通过检测谐振电路的激磁电感电流、谐振电流以及谐振电容电压中的一个或多个而进行即时地调整，但不限于此。

[0032] 由于第一脉冲组已将谐振电路的激磁电感电流与谐振电容电压预先调整至预设值，故可避免在第二脉冲组内的前几个驱动脉冲周期中产生很大的谐振电流。因此谐振电流不平衡所引发大的输出电压波纹、音频噪音以及最佳工作点变动（激磁电感电流磁偏以及无法零电压切换）…等问题也可一并克服。

[0033] 图 3 为本发明的谐振转换器的一实施例。如图所示，谐振转换器 200 包括一主电路 210 以及一控制器 220，主电路 210 包括一输入电容 211、一半桥式转换器 212、一谐振电路 213、一高频变压器 214、一输出整流电路 215 以及一输出电容 216。在此实施例中，输入电容 221 用以接收并存储输入电压  $V_{in}$ ，半桥式转换器 212 作为一方波产生器，用以根据控制器 220 所提供的控制信号 217，将输入电压  $V_{in}$  转换成一方波电压，并将方波电压提供至谐振电路 213。在此实施例中，半桥式转换器 212 由开关元件 SW1 与 SW2 所构成，但不限于此。举例而言，半桥式转换器 212 也可由与二极管并联连接的绝缘栅双极性晶体管 (IGBT)、机电开关、微机械开关或是其他的主动半导体开关所构成。高频变压器 214、输出整流电路 215 以及输出电容 216 用以作为一输出整流电路，以便提供输出电压  $V_o$ 。在此实施例中，输出整流电路 215 由二极管 DSR1 与 DSR2 所构成，但不限于此，也可由其它整流元件所组成，例如同步整流管。

[0034] 控制器 220 则包括一半桥驱动器 221、一选择开关 222、一正常模式控制器 223、一间歇模式控制器 224、一时钟振荡器 225、一滞回比较电路 226 以及一电流检测电阻 227。控制器 220 用以根据输出电压  $V_o$ ，判断谐振转换器 200 的工作模式，并提供对应的控制信号 217 至半桥式转换器 212。正常模式控制器 223 由一压频转换电路 2231 以及一反馈误差放大电路 2232 所构成。举例而言，反馈误差放大电路 2232 用以根据输出电压  $V_o$  与一既定电压的电压差，产生一误差放大信号  $V_{ea}$ ，而压频转换电路 2231 则根据误差放大信号  $V_{ea}$  输出对应的振荡信号。

[0035] 在满载或重载情况下，根据输出电容 216 上的输出电压  $V_o$ ，间歇模式控制器 224 会被禁能，而正常模式控制器 223 会被致能而发出连续的振荡信号。在此同时，由于电流检测电阻 227 上的电压会等于或高于滞回比较电路 226 的上限值，滞回比较电路 226 的输出信号 228 会控制选择开关 222 将正常模式控制器 223 所产生的振荡信号输出至半桥驱动器 221。因此，半桥驱动器则根据正常模式控制器 223 产生的振荡信号而输出控制信号 217 来

驱动半桥式转换器 212,使得谐振转换器 200 的主电路 210 操作在正常模式之下。谐振转换器 200 的主电路 210 在正常模式下的动作与已知技术相同,故在此不再累述。

[0036] 在某些实施例中,滞回比较电路 226 也可根据谐振电容  $C_r$  上的电压  $V_{cr}$  (亦称为谐振电容电压)、高频变压器 214 中的电流 (例如激磁电感电流或谐振电流) 以及反馈误差放大电路 2232 所产生的误差放大信号  $V_{ea}$  中的一个或多个来控制选择开关 222,但不限定于此。谐振转换器 100 于正常模式下具有多种平衡工作状态,而平衡工作状态与负载有关。如图 4 所示,在正常模式下的某平衡状态时,谐振电路 213 的激磁电感电流  $I_{LM}$  会具有一正峰值  $I_{max}$  以及一负峰值  $I_{min}$ ,而谐振电路 213 的谐振电容电压  $V_{cr}$  在激磁电感电流  $I_{LM}$  分别为正峰值  $I_{max}$  与负峰值  $I_{min}$  时具有对应的一第一电压值  $V_{crmax}$  以及一第二电压值  $V_{crmin}$ 。

[0037] 在轻载或空载情况下,根据输出电容上的输出电压  $V_o$ ,正常模式控制器 223 会被禁能,而间歇模式控制器 224 会被致能,用以根据时钟振荡器 225 所发出的具有预设频率的时钟产生对应的振荡信号。在此同时,由于电流检测电阻 227 上的电压会等于或低于滞回比较电路 226 的下限值,滞回比较电路 226 的输出信号 228 会控制选择开关 222 将间歇模式控制器 224 所产生的振荡信号输出至半桥驱动器 221。因此,半桥驱动器 221 则根据间歇模式控制器 224 所产生的振荡信号输出控制信号 217 来驱动半桥转换器 212,使得谐振转换器 200 的主电路 210 操作在间歇模式下。

[0038] 在此实施例中,半桥驱动器 221 根据间歇模式控制器 224 所产生的振荡信号而输出的控制信号 217 包括至少一第一脉冲组以及至少一第二脉冲组,用以控制半桥式转换器 212 中的开关元件 SW1 与 SW2。图 4 为谐振转换器的主电路于间歇模式时的工作波形示意图。如图所示, $V_{gss2}$  为半桥式转换器 212 的开关元件 SW1 的驱动信号, $V_{gss1}$  为半桥式转换器 212 的开关元件 SW2 的驱动信号, $I_{LM}$  为谐振电路 213 中激磁电感  $L_m$  上的激磁电感电流, $I_r$  为谐振电路 213 的谐振电流 (谐振电感上的电流), $V_{cr}$  为谐振电路 213 中的谐振电容电压, $I_{SR}$  为输出整流电路 215 中二极管 DSR1 与 DSR2 的导通电流。

[0039] 要注意的是,在此实施例中,控制信号 217 由驱动信号  $V_{gss2}$  与  $V_{gss1}$  所构成,控制信号 217 于时间  $t_0$  至  $t_1$  具有一第一调节脉冲  $\Delta t_1$ ,并于时间  $t_2$  至  $t_3$  具有一第二调节脉冲  $\Delta t_2$ ,第一、第二调节脉冲  $\Delta t_1$  与  $\Delta t_2$  可视为前述的第一脉冲组,而控制信号 217 中位于时间  $t_1$  至  $t_2$  间的多个驱动脉冲所构成的脉冲序列可视为前述的第二脉冲组,但不限定于此。方波产生器 212 系在时间  $t_0$  至  $t_1$ ,根据第一调节脉冲  $\Delta t_1$  导通半桥式转换器 212 的开关元件 SW1,将谐振电容电压  $V_{cr}$  和激磁电感电流  $I_{LM}$  分别由中间值  $V_{crmid}$  与 0 预先调整到第一电压值  $V_{crmax}$  与正峰值  $I_{max}$ 。接着,在时间  $t_1$  至  $t_2$  内,方波产生器 212 则会根据控制信号 217 的第二脉冲组中的驱动脉冲,依序导通开关元件 SW2 与 SW1 (意即间歇式地导通开关元件 SW1 与 SW2)。再者,在时间  $t_2$  至  $t_3$ ,方波产生器 212 则根据第二调节脉冲  $\Delta t_2$ ,导通开关元件 SW1,再将谐振电容电压  $V_{cr}$  和激磁电感电流  $I_{LM}$  分别预先调整到中间值  $V_{crmid}$  与 0。

[0040] 第一调节脉冲用以在时间  $t_0$  至  $t_1$  对谐振电容电压  $V_{cr}$  和激磁电感电流  $I_{LM}$  进行预先调整,使得谐振电路在时间  $t_1$  达到平衡的谐振工作状态 (亦称为一种平衡状态)。在此实施例中,所谓平衡的谐振工作状态即表示谐振电容电压  $V_{cr}$  和激磁电感电流  $I_{LM}$  平衡,且谐振电容电压  $V_{cr}$  和激磁电感电流  $I_{LM}$  与在正常工作模式时相同,并同时保持了谐振转换

器零电压切换的特性。换句话说,时间  $t_1$  至  $t_2$ , 在开关元件 SW1 与 SW2 的控制信号 217 中每个驱动脉冲的上升沿时,谐振电路 213 中电感电流  $I_{LM}$  大抵上会相等,谐振电容电压  $V_{cr}$  也大抵上会相等。

[0041] 在本实施例中,第一、第二调节脉冲  $\Delta t_1$  与  $\Delta t_2$  的脉冲宽度由下列方程式所计算出的。

$$[0042] \quad \Delta t_1 = \frac{1}{\omega_1} \times \text{tg}^{-1} \left( \frac{I_{m \max}}{(V_{in} - V_{cr \max}) \times C_r \times \omega_1} \right)$$

$$[0043] \quad V_{cr}(t_0) = V_{in} - \sqrt{(V_{in} - V_{cr \max})^2 + \frac{I_{m \max}}{C_r \times \omega_1}}$$

$$[0044] \quad V_{cr}(t_0) = (nV_o + V_{cr \max} - V_{in}) \times \cos(\omega_0 \times \Delta t_2) - L_r \times \omega_0 \times I_{m \max} \times \sin(\omega_0 \times \Delta t_2) + V_{in} - nV_o$$

$$[0045] \quad \text{其中 } \omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(L_r + L_m) \times g C_r}}, \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L_r + L_m)}}, \quad C_r \text{ 代表谐振电容值, } L_r \text{ 代表谐振}$$

电感值,  $L_m$  代表激磁电感值,  $V_{in}$  代表输入电压,  $n$  代表高频变压器 214 的一、二次侧的匝数比,  $I_{m \max}$  代表激磁电感电流  $I_{LM}$  的正峰值,  $V_{cr \max}$  代表正常工作模式中对应于激磁电感电流  $I_{LM}$  为正峰值时谐振电容  $C_r$  上的电压值,  $V_{cr \min}$  代表正常工作模式中对应于激磁电感电流  $I_{LM}$  为负峰值时谐振电容  $C_r$  上的电压值,  $\omega_1$  为第一个驱动脉冲(第一调节脉冲)作用时谐振电路 213 的振荡角频率,  $\omega_0$  为最后一个驱动脉冲(第二调节脉冲)作用时谐振电路 213 的振荡角频率,而  $V_{cr}(t_0)$  为时间  $t_0$  时谐振电容  $C_r$  上的电压。

[0046] 在此实施例中,由于时间  $t_1$  至  $t_2$  时间歇模式控器 224 所提供的振荡信号的频率不会随着误差放大信号  $V_{ea}$  的波动而变化,并且第一脉冲组已将谐振电路 213 的激磁电感电流  $I_{LM}$  与谐振电容电压  $V_{cr}$  预先调整至预设值,故可有效地避免在第二脉冲组内的前几个驱动脉冲周期中产生很大的谐振电流。此外,由于整个工作周期谐振转换器 200 皆操作在平衡的工作状态,因此可以满足输出电压波纹、音频噪音以及轻载高效率的要求。

[0047] 在一实施例中,由于配置了第一、第二调节脉冲  $\Delta t_1$  与  $\Delta t_2$ , 在第二脉冲组的前几个驱动脉冲周期中的谐振电流尖峰会小于 1.8 倍平衡的谐振工作状态时的谐振电流  $I_r$ , 藉以满足低输出电压纹波和音频噪音的一般要求。在另一实施例中,第一、第二调节脉冲  $\Delta t_1$  与  $\Delta t_2$  根据前述方程式所配置,在第二脉冲组的前几个驱动脉冲周期中的谐振电流尖峰会小于 1.4 倍平衡的谐振工作状态时的谐振电流  $I_r$ , 藉以满足低输出电压纹波和音频噪音的较高要求。在一优选实施例中,第一、第二调节脉冲  $\Delta t_1$  与  $\Delta t_2$  进一步微调,使得在第二脉冲组的前几个驱动脉冲周期中的谐振电流尖峰会小于 1.2 倍平衡的谐振工作状态时的谐振电流  $I_r$ , 藉以满足低输出电压纹波和音频噪音的更高要求。在图 4 的实施例中,谐振电容电压  $V_{cr}$  之中间值  $V_{cr \text{mid}}$  位于第一电压值  $V_{cr \max}$  与第二电压值  $V_{cr \min}$  之间,但在某些实施例中谐振电容电压  $V_{cr}$  之中间值  $V_{cr \text{mid}}$  也可高于第一电压值  $V_{cr \max}$  或低于第二电压值  $V_{cr \min}$ 。

[0048] 图 5 为间歇工作模式的实施方式。如图所示,间歇模式控制器 224 包括一驱动脉冲同步电路 311、一预设脉冲宽度电路 312、一与门 313、死区电路 314 与 315 以及反相器 316。时钟振荡器 225 用以产生具有预设固定频率的振荡信号,而滞回比较电路 226 用以设定误差放大信号的一门限值。驱动脉冲同步电路 311 用以使得滞回比较电路 330 的输出信号与

驱动脉冲达到同步,而预设脉冲宽度电路 312 用以通过 RC 延迟来设定单次谐振周期的第一个脉冲(第一调节脉冲)和最后一个脉冲(第二调节脉冲)的宽度。与门 313 用以控制驱动脉冲的状态,而死区电路 314 与 315 则用以产生开关元件 SW1 与 SW2 导通切换的死区时间。

[0049] 图 6 为谐振转换器的另一实施例。如图所示,谐振转换器 300 与图 4 中的谐振转换器 200 相似,其差异在于控制信号 217 中第一、第二调节脉冲  $\Delta t_1$  与  $\Delta t_2$  的脉冲宽度并非由前述方程式先计算出来的,而是通过检测谐振电路 213 中的激磁电感电流与谐振电容电压转换器进行及时调整的。为简化说明,谐振转换器 300 与图 4 中的谐振转换器 200 相同的元件与其动作在此不累述。如图所示,控制器 220”包括电感  $L_d$  作为一激磁电感电流监测元件来监测谐振电路 210 的激磁电感电流  $I_{LM}$ ,并将所测得的激磁电感电流  $I_{LM}$  送入间歇模式控制器 224”。此外,控制器 220”亦会监测谐振电路 210 的谐振电容电压  $V_{cr}$ ,并将所测得的谐振电容电压  $V_{cr}$  送入间歇模式控制器 224”。间歇模式控制器 224”根据所测得的谐振电容电压  $V_{cr}$  和激磁电感电流  $I_{LM}$ ,即时地控制第一、第二调节脉冲的脉冲宽度,使得在控制信号 217 的第二脉冲组中每个驱动脉冲的上升沿来到时,谐振电路 214 中激磁电感电流  $I_{LM}$  大抵上会相等,谐振电容电压  $V_{cr}$  也大抵上会相等。

[0050] 举例而言,在轻载或空载情况下,正常模式控制器 223 会根据输出电容上的输出电压  $V_o$  被禁能,而间歇模式控制器 224”则会被致能,用以产生对应的脉冲。在此同时,由于电流检测电阻 227 上的电压会低于滞回比较电路 226 的下限值,滞回比较电路 226 的输出信号 228 会控制选择开关 222 将间歇模式控制器 224”所产生的振荡信号输出至半桥驱动器 221。因此,半桥驱动器 221 则根据间歇模式控制器 224”所产生的振荡信号而输出控制信号 217 来驱动半桥转换器 212,使得谐振转换器 200 的主电路 210 操作在间歇模式下。

[0051] 在间歇模式中,半桥驱动器 221 根据间歇模式控制器 224”所产生的振荡信号而输出的控制信号 217 包括至少一第一脉冲组(例如图 4 中的第一、第二调节脉冲  $\Delta t_1$  与  $\Delta t_2$ )以及至少一第二脉冲组(例如图 4 中时间  $t_1$  至  $t_2$  的多个驱动脉冲),用以控制半桥式转换器 212 中的开关元件 SW1 与 SW2。在第二脉冲组之前,半桥驱动器 221 根据间歇模式控制器 220”所产生的振荡信号输出一第一调节脉冲  $\Delta t_1$ ,使得方波产生器 212 根据第一调节脉冲  $\Delta t_1$  导通开关元件 SW1,用以将谐振电容电压  $V_{cr}$  和激磁电感电流  $I_{LM}$  分别由中间值  $V_{crmid}$  与 0 预先调整到第一电压值  $V_{crmax}$  与正峰值  $I_{mmax}$ ,以便使得谐振电路 213 达到平衡的谐振工作状态。在此实施例中,第一调节脉冲  $\Delta t_1$  的脉冲宽度由谐振电容电压  $V_{cr}$  和激磁电感电流  $I_{LM}$  调整至第一电压值  $V_{crmax}$  与正峰值  $I_{mmax}$  所需的时间所决定的。在间歇模式控制器 220”判断出谐振电容电压  $V_{cr}$  和激磁电感电流  $I_{LM}$  已调整至第一电压值  $V_{crmax}$  与正峰值  $I_{mmax}$  之后,则会结束第一调节脉冲  $\Delta t_1$ 。

[0052] 接着,半桥驱动器 221 根据间歇模式控制器 220”所产生的振荡信号输出第二脉冲组,方波产生器 212 则会根据控制信号 217 中的第二脉冲组,依序导通开关元件 SW2 与 SW1。再者,在第二脉冲组结束之后,半桥驱动器 221 根据间歇模式控制器 220”所产生的振荡信号而输出一第二调节脉冲  $\Delta t_2$ ,使得方波产生器 212 根据第二调节脉冲  $\Delta t_2$  导通开关元件 SW1,用以将谐振电容电压  $V_{cr}$  和激磁电感电流  $I_{LM}$  分别预先调整到中间值  $V_{crmid}$  与 0。在此实施例中,第二调节脉冲  $\Delta t_2$  的脉冲宽度由谐振电容电压  $V_{cr}$  调整至中间  $V_{crmid}$  所需的时间所决定的。在间歇模式控制器判断出谐振电容电压  $V_{cr}$  已调整至中间值  $V_{crmid}$  之

后,则会结束第二调节脉冲  $\Delta t_2$ 。在某些实施例中,第二调节脉冲  $\Delta t_2$  可以省略的,并且第一调节脉冲  $\Delta t_2$  也可通过谐振电容电压  $V_{cr}$  调整至第一电压值  $V_{crmax}$  或激磁电感电流  $I_{LM}$  调整至正峰值  $I_{max}$  所需的时间所决定的。

[0053] 同样地,由于第一脉冲组已将谐振电路 213 的激磁电感电流  $I_{LM}$  与谐振电容电压  $V_{cr}$  预先调整至预设值,故可有效地避免在第二脉冲组内的前几个驱动脉冲周期中产生很大的谐振电流。此外,由于整个工作周期谐振转换器 300 皆操作在平衡的工作状态,因此可以满足输出电压波纹、音频噪音以及轻载高效率的要求。

[0054] 图 7 为谐振转换器操作于间歇模式时的工作波形示意图。如图所示,控制信号在每个间歇模式工作周期 BMWP 中皆包括一第一脉冲组 ( $\Delta t_1$  与  $\Delta t_2$ ) 以及一第二脉冲组 (PS2)。在此实施例中,第二脉冲组 PS2 为具有多个驱动脉冲的一脉冲序列,而第一脉冲组由位于第二脉冲组 PS2 之前的第一调节脉冲  $\Delta t_1$  以及接在第二脉冲组 PS2 之后的第二调节脉冲  $\Delta t_2$  所构成,但不限于此。第二调节脉冲  $\Delta t_2$  用以在前一个第二脉冲组 PS2 结束之后,将谐振电容电压  $V_{cr}$  调整到中间值  $V_{crmid}$ ,而第一调节脉冲  $\Delta t_1$  用以在后一个第二脉冲组 PS2 开始之前,将谐振电容电压  $V_{cr}$  和激磁电感电流  $I_{LM}$  分别由中间值  $V_{crmid}$  与 0 调整到第一电压值  $V_{crmax}$  与正峰值  $I_{max}$ 。由于谐振电路的激磁电感电流  $I_{LM}$  与谐振电容电压  $V_{cr}$  已经被调整至第一电压值  $V_{crmax}$  与正峰值  $I_{max}$ ,故可有效地避免在第二脉冲组 PS2 内的前几个驱动脉冲周期中产生很大的谐振电流,使得谐振转换器操作在平衡的工作状态。因此,在第二脉冲组 PS2 中每个驱动脉冲的上升沿时,电感电流  $I_{LM}$  大抵上会相等,谐振电容电压  $V_{cr}$  也大抵上会相等。要注意的是,第一、第二调节脉冲的脉冲宽度可根据方程式预先计算出,或者是通过检测激磁电感电流  $I_{LM}$  与谐振电容电压  $V_{cr}$  即时地调整,但不限于此。在某些实施例中,控制信号在每个间歇模式工作周期 BMWP 中也可以略去第二调节脉冲  $\Delta t_2$ ,而只包括一第一脉冲组 ( $\Delta t_1$ ) 以及一第二脉冲组 (PS2)。

[0055] 图 8 为谐振转换器操作于间歇模式时的另一工作波形示意图。如图所示,控制信号在每个间歇模式工作周期 BMWP 中皆包括一第一脉冲组 PS1 ( $\Delta t_1$  与  $\Delta t_2$ ) 以及一第二脉冲组 (PS2)。在此实施例中,第二脉冲组 PS2 为具有多个驱动脉冲的一脉冲序列,而第一脉冲组 PS1 由位于第二脉冲组 PS2 之前的第一调节脉冲  $\Delta t_1$  与第二调节脉冲  $\Delta t_2$  所构成,但不限于此。在后一个第二脉冲组 PS2 开始之前,第二调节脉冲  $\Delta t_2$  用以将谐振电容电压  $V_{cr}$  调整到中间值  $V_{crmid}$ ,而第一调节脉冲  $\Delta t_1$  接着将谐振电容电压  $V_{cr}$  和激磁电感电流  $I_{LM}$  分别由中间值  $V_{crmid}$  与 0 调整到第一电压值  $V_{crmax}$  与正峰值  $I_{max}$ ,使得在第二脉冲组 PS2 中每个驱动脉冲的上升沿时,电感电流  $I_{LM}$  大抵上会相等,谐振电容电压  $V_{cr}$  也大抵上会相等。同样地,第一、第二调节脉冲的脉冲宽度可根据方程式预先计算出,或者是通过检测激磁电感电流  $I_{LM}$  与谐振电容电压  $V_{cr}$  即时地调整,但不限于此。在某些实施例中,控制信号在每个间歇模式工作周期 BMWP 中的第一脉冲组 PS1 也可以略去第二调节脉冲  $\Delta t_2$ ,而只包括一第一调节脉冲  $\Delta t_2$ 。

[0056] 图 9 为谐振转换器操作于间歇模式时的另一工作波形示意图。如图所示,控制信号在每个间歇模式工作周期 BMWP 中皆包括一第一脉冲组 ( $\Delta t_{1\_1}$ 、 $\Delta t_{1\_2}$ 、 $\Delta t_{2\_1}$  与  $\Delta t_{2\_2}$ ) 以及一第二脉冲组 (PS2)。在此实施例中,第二脉冲组 PS2 为具有多个驱动脉冲的一脉冲序列,而第一脉冲组由位于第二脉冲组 PS2 之前的第一调节脉冲  $\Delta t_{1\_1}$  与  $\Delta t_{1\_2}$  以及接在第二脉冲组 PS2 之后的第二调节脉冲  $\Delta t_{2\_1}$  与  $\Delta t_{2\_2}$  所构成,但不限于此。

举例而言,第一调节脉冲  $\Delta t1\_1$  与  $\Delta t1\_2$  可视为一脉冲序列,而第二调节脉冲  $\Delta t2\_1$  与  $\Delta t2\_2$  可视为另一脉冲序列。

[0057] 第二调节脉冲  $\Delta t2\_1$  与  $\Delta t2\_2$  用以在前一个第二脉冲组 PS2 结束之后,将谐振电容电压  $V_{cr}$  调整到中间值  $V_{crmid}$ ,而第一调节脉冲  $\Delta t1\_1$  与  $\Delta t1\_2$  用以在后一个第二脉冲组 PS2 开始之前,将谐振电容电压  $V_{cr}$  和激磁电感电流  $I_{LM}$  分别由中间值  $V_{crmid}$  与 0 调整到第一电压值  $V_{crmax}$  与正峰值  $I_{max}$ 。由于谐振电路的激磁电感电流  $I_{LM}$  与谐振电容电压  $V_{cr}$  已经被调整至第一电压值  $V_{crmax}$  与正峰值  $I_{max}$ ,故可有效地避免在第二脉冲组 PS2 内的前几个驱动脉冲周期中产生很大的谐振电流,使得谐振转换器操作在平衡的工作状态。因此,在第二脉冲组 PS2 中每个驱动脉冲的上升沿时,激磁电感电流  $I_{LM}$  大抵上会相等,谐振电容电压  $V_{cr}$  也大抵上会相等。要注意的是,第一、第二调节脉冲的脉冲宽度可根据方程式预先计算出,或者是通过检测激磁电感电流  $I_{LM}$  与谐振电容电压  $V_{cr}$  即时地调整,但不限定于此。第一脉冲组中第一调节脉冲的个数与第二调节脉冲的个数根据谐振电路中谐振元件的个数来决定,但不限定于此。在某一实施例中,第一脉冲组中也可包括更多的第一调节脉冲与第二调节脉冲。在某些实施例中,控制信号在每个间歇模式工作周期 BMWP 中也可以略去第二调节脉冲  $\Delta t2\_1$  与  $\Delta t2\_2$ ,而只包括第一脉冲组 ( $\Delta t1\_1$  与  $\Delta t1\_2$ ) 以及第二脉冲组 (PS2)。

[0058] 虽然本发明已以优选实施例公开如上,然其并非用以限定本发明,本领域技术人员,在不脱离本发明的精神和范围内,当可作些许更动与润饰,因此本发明的保护范围当视所附权利要求书所界定者为准。

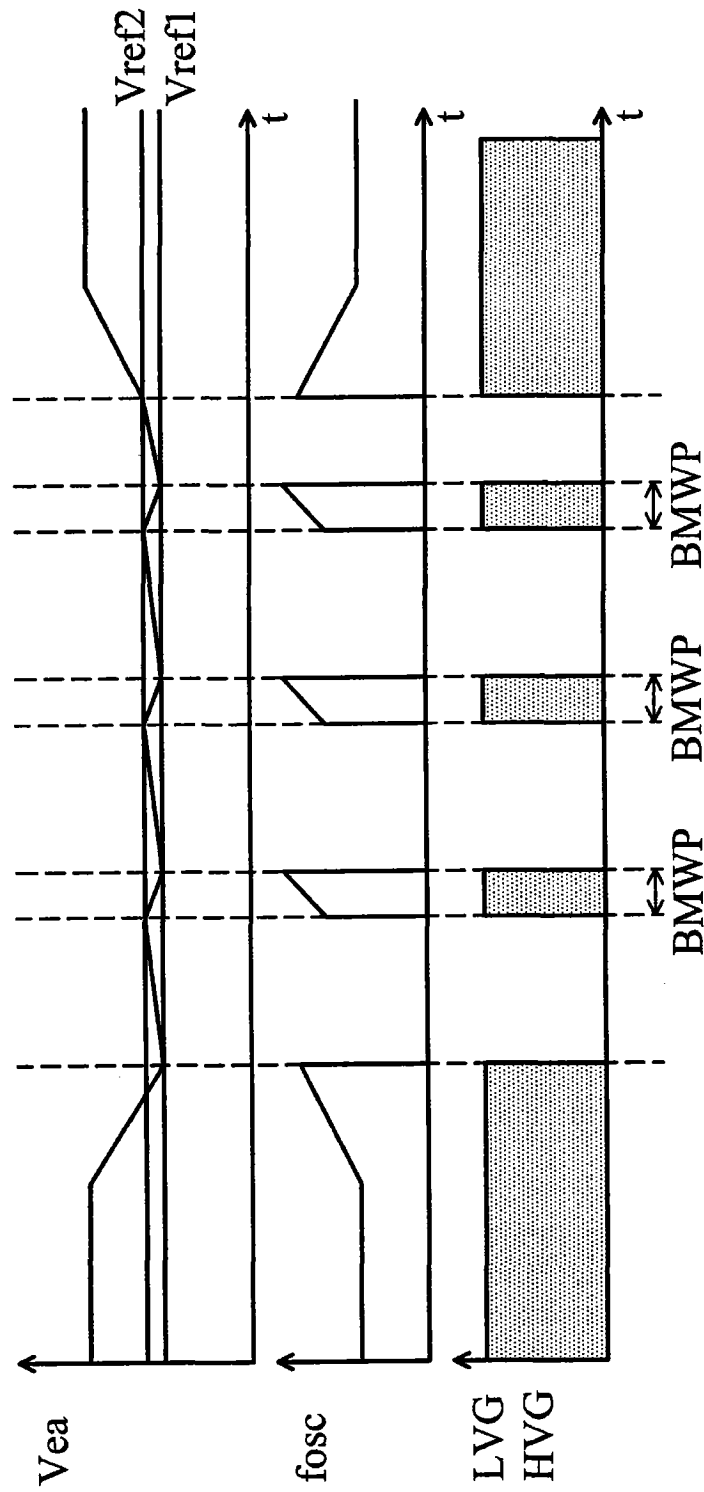


图 1



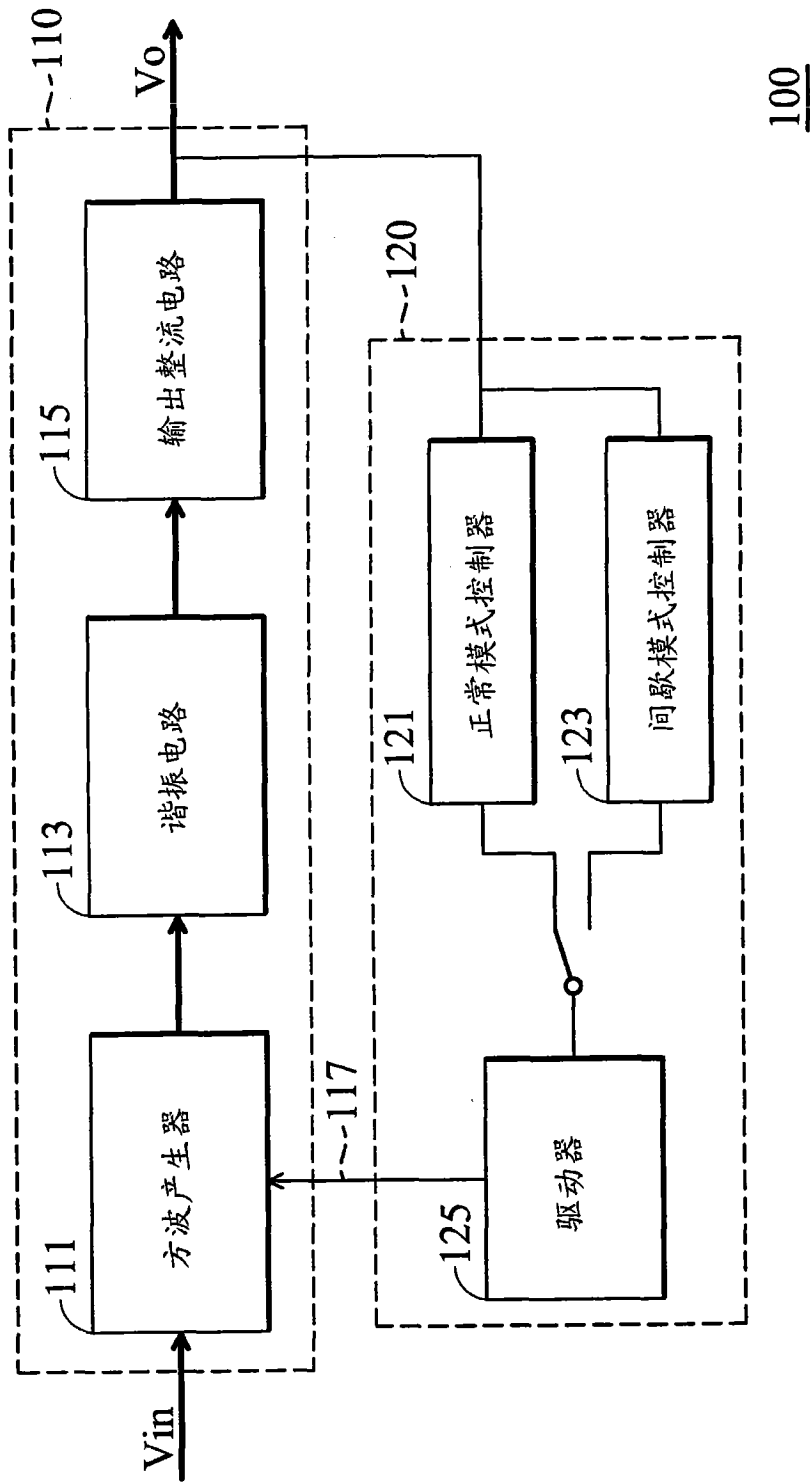


图 2

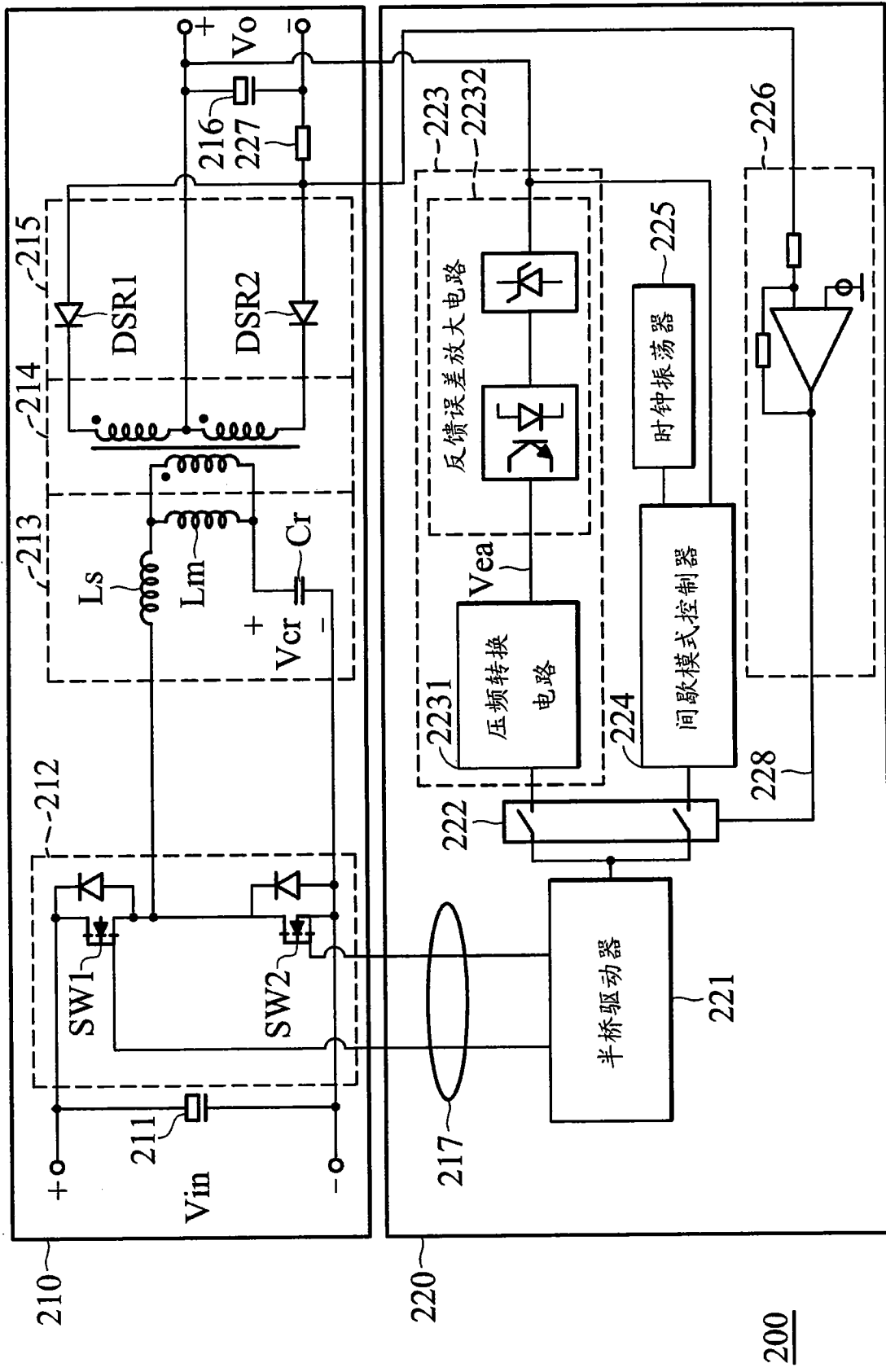


图 3

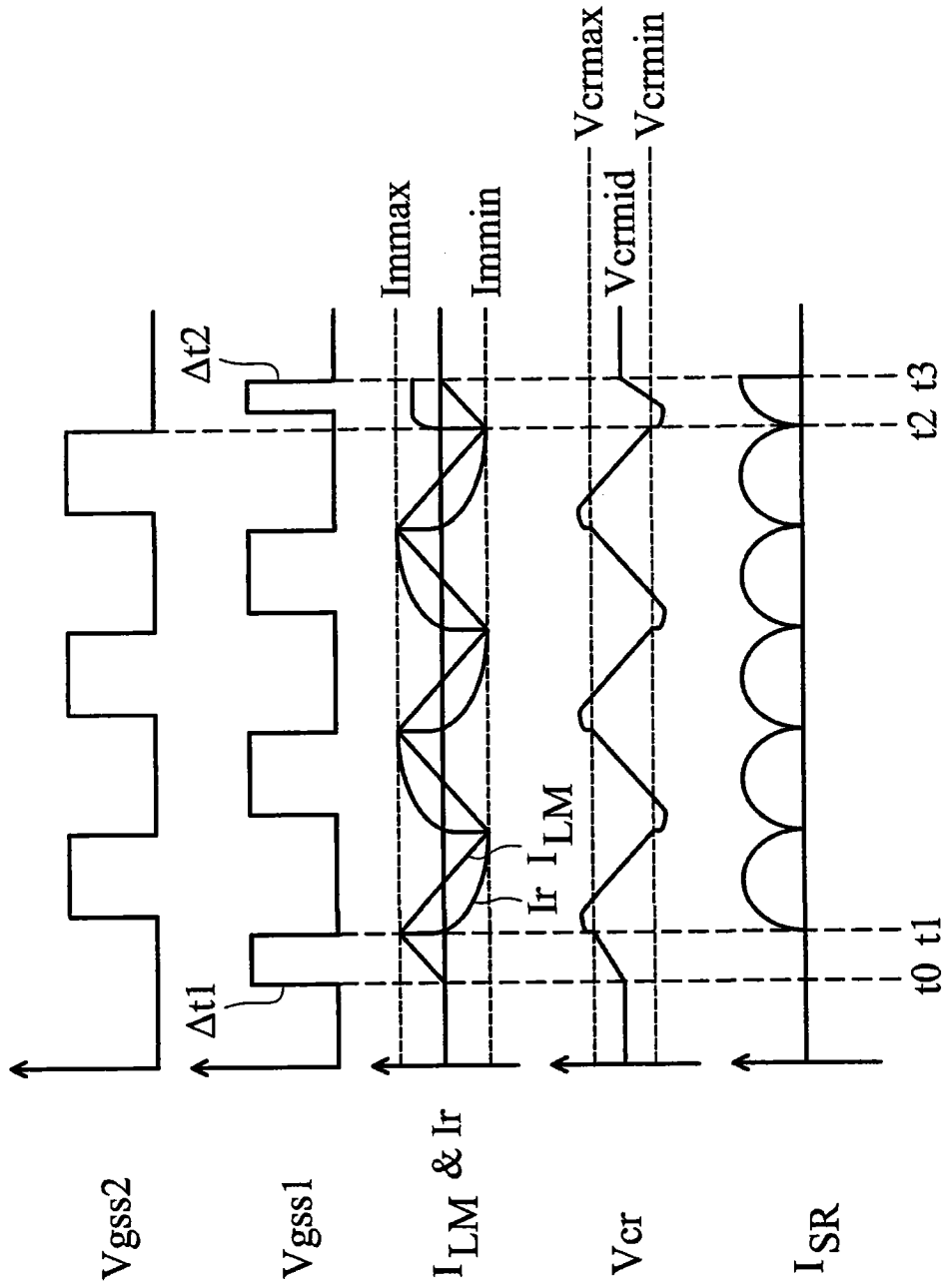


图 4

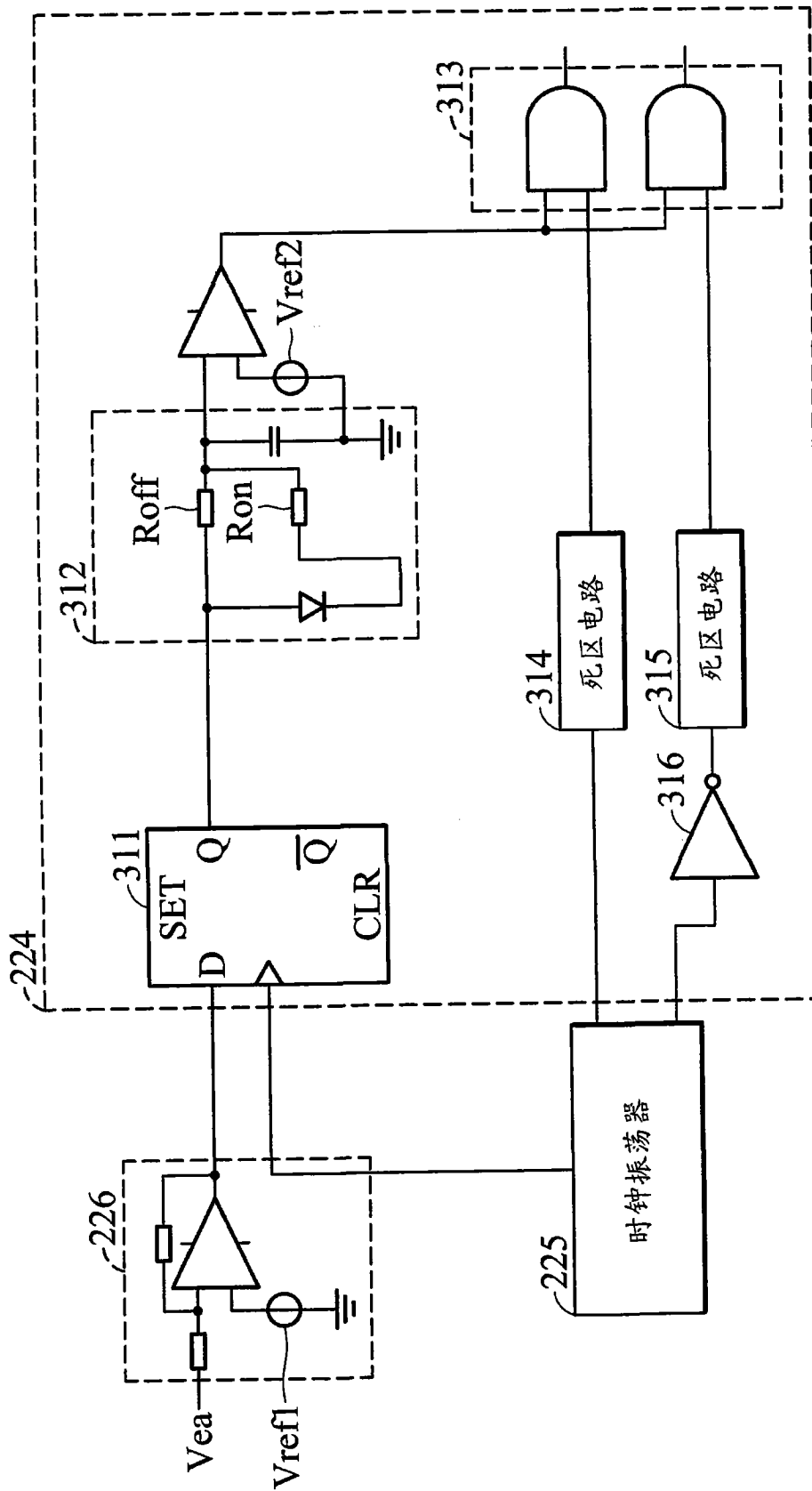


图 5

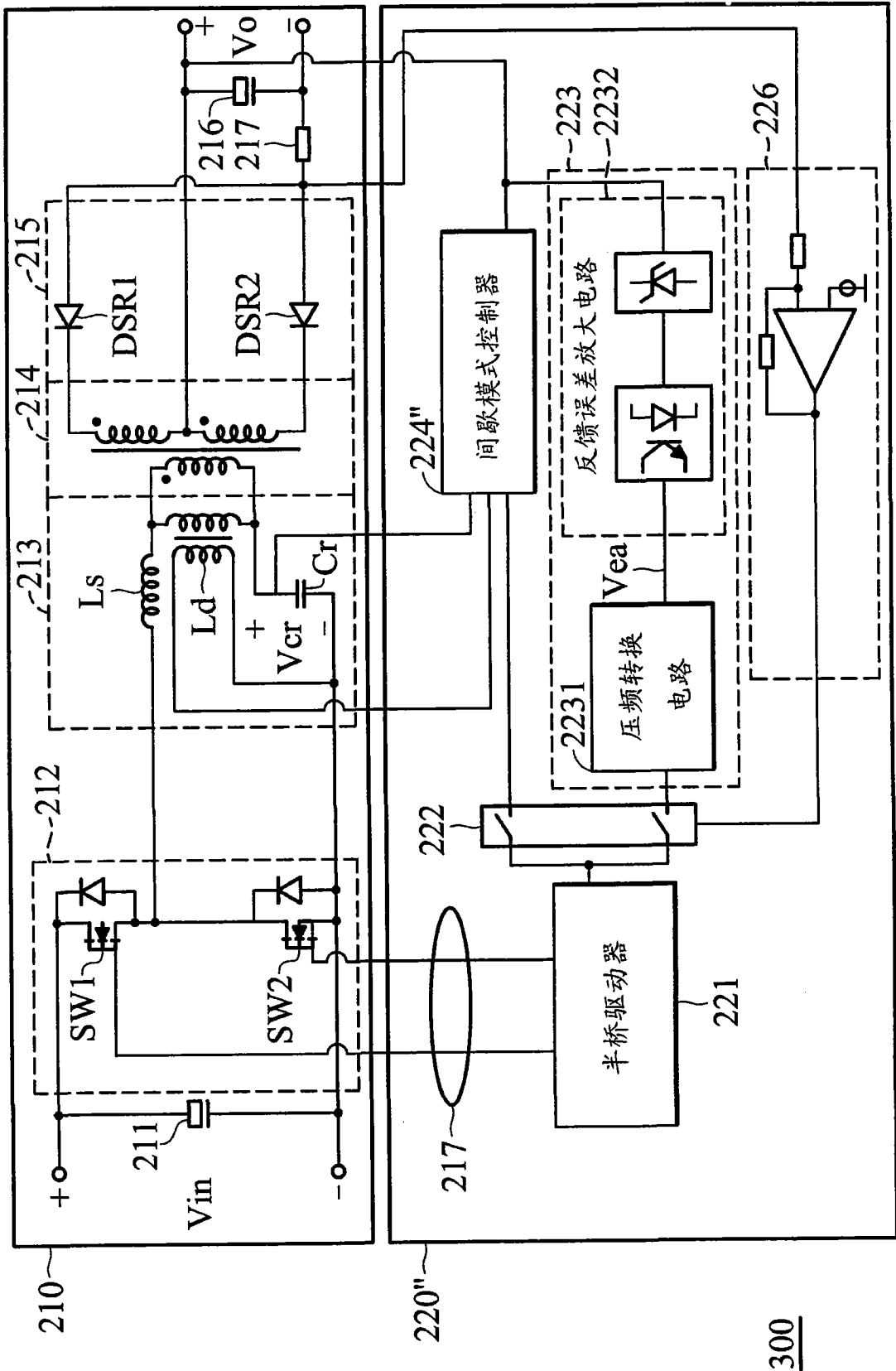


图 6

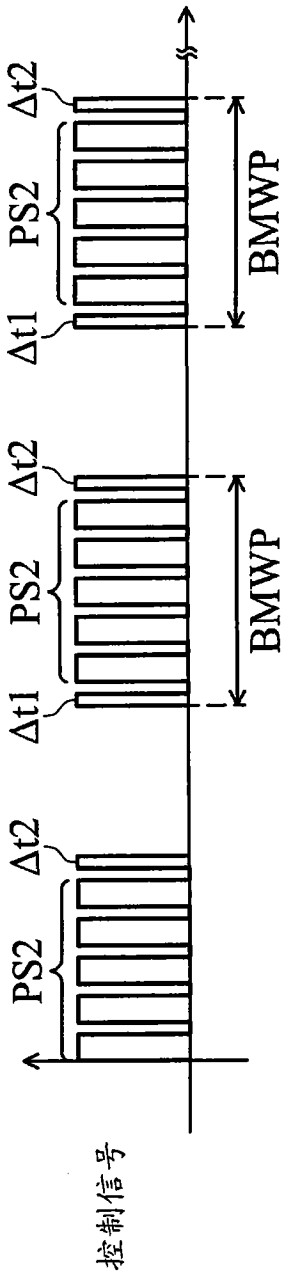


图 7

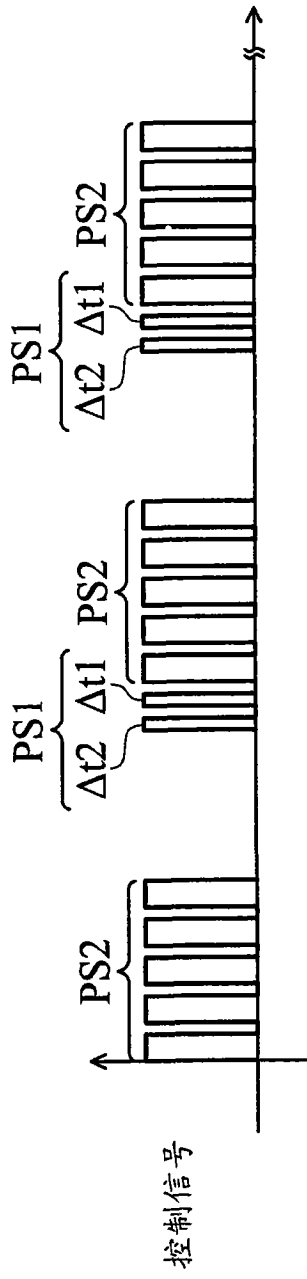


图 8

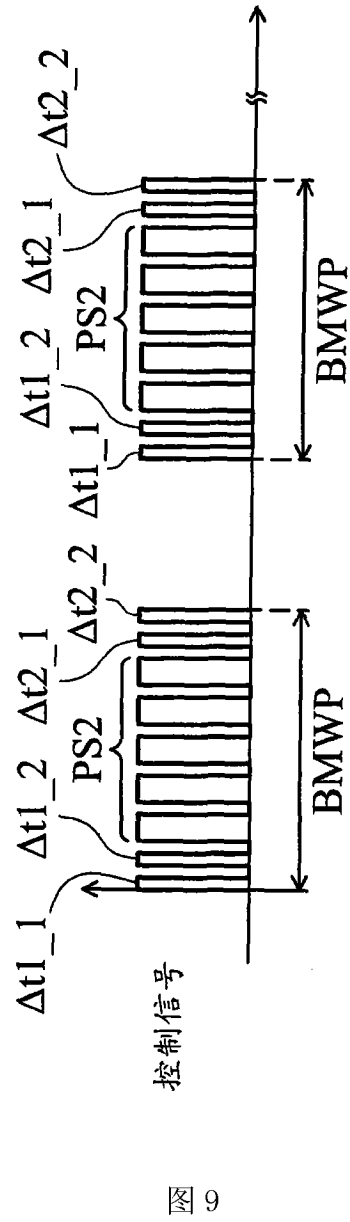


图 9