(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国 际 局

(43) 国际公布日
2007 年10 月25 日 (25.10.2007)

PCT

(10) 国际公布号
WO 2007/118401 A1

(51) 国际专利分类号:
H02H 7/122 (2006.01)

(21) 国际申请号: PCT/CN2007/000509

(22) 国际申请日: 2007 年2 月13 日 (13.02.2007)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(30) 优先权:
200610074794.1
2006 年4 月14 日 (14.04.2006) CN

(71) 申请人 (对除美国外的所有指定国): **艾默生网络能源系统有限公司(EMERSON NETWORK POWER ENERGY SYSTEMS AB)** [SE/SE]; 瑞典斯德哥尔摩市戴劳格大街1号, S-141 82 Stockholm (SE)。 **艾默生网络能源有限公司(EMERSON NETWORK POWER CO., LTD.)** [CN/CN]; 中国广东省深圳市南山区科技工业园科发路一号, Guangdong 518057 (CN)。

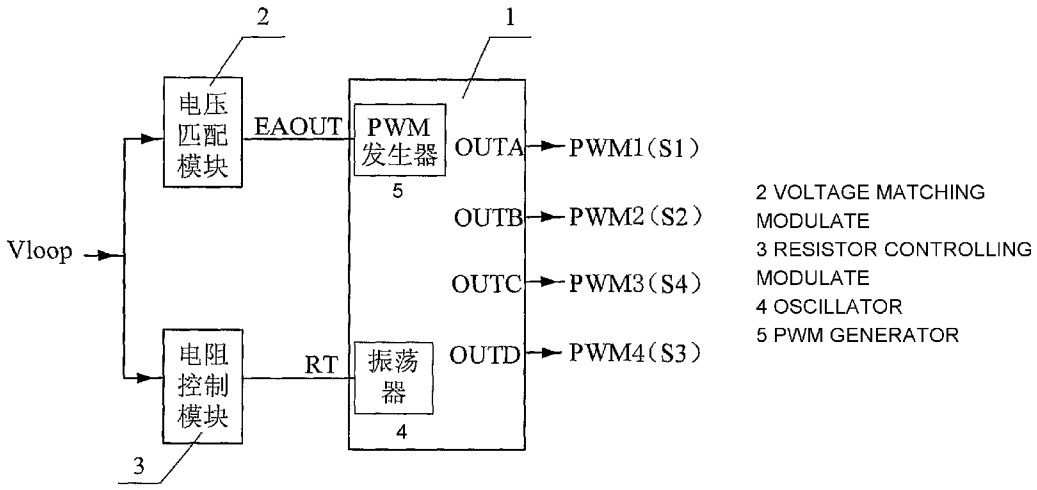
(72) 发明人; 及

(75) 发明人/申请人 (仅对美国): **朱春辉(ZHU, Chunhui)** [CN/CN]; 中国广东省深圳市南山区科技工业园科发路一号, Guangdong 518057 (CN)。 **赵海舟(ZHAO, Haizhou)** [CN/CN]; 中国广东省深圳市南山区科技

[见续页]

(54) **Title:** METHOD AND SYSTEM OF SYNTONIC CIRCUIT MODULATION CONTROLLING

(54) **发明名称:** 一种谐振电路调制控制方法和系统



(57) **Abstract:** Method and system of resonant circuit modulation controlling related to electrical communication technique are disclosed. The system uses controlling chip of resonant circuit connects to related controlling means. The controlling means provides voltage matching and resistor controlling to the controlling chip. The controlling means provides controlling parameter to the controlling chip. The controlling chip performs corresponding modulation on the resonant circuit. The phase shifting pulse width modulation controlling chip or the pulse width modulation controlling chip connects to the voltage matching module and the resistor controlling module. The voltage matching module matches the range of the voltage. The resistor controlling module makes the outer equivalent resistor of the terminal corresponding adjusting according the variety of the loop voltage. The method uses controlling chip. It achieves frequency modulation, width modulation and mixed controlling matter. The solution has a low cost and high efficiency.

(57) **摘要:** 一种涉及电通信技术的谐振电路调制控制方法和系统，该系统采用谐振电路的控制芯片与有关控制装置连接，所述控制装置向控制芯片提供电压匹配和电阻控制，该控制装置根据输入电压向控制芯片提供控制参数，控制芯片对谐振电路进行相应调制；移相脉宽调制控

[见续页]

WO 2007/118401 A1

工业园科发路一号, Guangdong 518057 (CN)。 **刘志宇(LIU, Zhiyu)** [CN/CN]; 中国广东省深圳市南山区科技工业园科发路一号, Guangdong 518057 (CN)。

(74) 代理人: 北京纪凯知识产权代理有限公司(JEEKAI & PARTNERS); 中国北京市宣武门西大街甲129号, Beijing 100031 (CN)。

(81) 指定国 (除另有指明，要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

(84) 指定国 (除另有指明，要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), 欧洲 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告。

所引用双字母代码及其它缩写符号，请参考刊登在每期PCT公报期刊起始的“代码及缩写符号简要说明”。

制芯片或脉宽调制控制芯片连接电压匹配模块和电阻控制模块，电压匹配模块将电压范围相匹配，电阻控制模块使RT端对外的等效电阻随环路电压的变化进行相应调整，其方法为采用控制芯片，通过电压匹配模块和电阻控制模块对谐振电路实现调频、调宽及其混合的控制模式，本发明成本低，效率高。

一种谐振电路调制控制方法和系统

技术领域

本发明涉及电通信技术，尤其涉及一种谐振电路调制控制方法和系统。

背景技术

现有的变换器一般采用调频控制方式（PFM：Pulse Frequency Modulation），通过调节谐振电路中开关管的工作频率来获得所需要的输出电压。

以串联谐振变换器为例，串联谐振DC/DC变换器采用谐振变换技术，由于谐振元件工作在正弦谐振状态，开关管上的电压自然过零，可以实现零电压开通，同时可以消除输出整流二极管的反向恢复，减小电源损耗，提高效率。这种拓扑通常采用调频控制方式，通过改变开关管的工作频率来稳定输出电压。图1为全桥串联谐振DC/DC变换器的基本形式，输出电压增益M与工作频率的关系为：

$$M=\frac{V_O}{V_{in}}\approx\frac{0.5}{Q_S\left|\frac{f}{f_o}-\frac{f_o}{f}\right|} \qquad (a)$$

$$f_o=\frac{1}{2\pi\sqrt{Lr\cdot Cr}} \qquad (b)$$

$$Q_S=\frac{2\pi f_o L_r P_o}{U_o^{\,2}} \qquad (c)$$

在上述（a）、（b）和（c）式中，Lr为谐振电感值，f为开关管的工作频率，Cr为谐振电容值，Po为输出功率。

从式（a）中可以发现，当工作频率大于谐振频率，工作频率越高，电压增益M越低。同理，当工作频率小于谐振频率，工作频率越低，电压增益M越低。

串联谐振变换器一个主要的难点问题在于轻载和空载条件下输出电压难以稳定。串联谐振拓扑的输出电压随着开关频率的升高而降低。当串联谐振变换器的负载减小至轻载或空载状态时，通过调节工作频率来稳定输出电压，当工作频率升高到一定值时，工作频率对输出电压的调节能力就大大降低，甚至会使输出电压上升。

这样，为了稳定输出电压，工作频率需要升很高，但是工作频率过高和

调节范围过宽都会增加磁性元件设计的难度，而且工作频率越高，电路损耗也越大。在电源行业中，有的设计中采用输出端加上固定的负载，利用这种方法在轻载和空载条件下稳定输出电压，但这样会增加电源的空载损耗，降低电源效率。同样，半桥串联谐振电路与全桥串联谐振电路会产生类似的问题。

总之，单纯的变频控制会导致工作频率过高和调节范围过宽，增加磁性元件设计的难度，以及降低电源效率，所以，简单的调频控制无法满足变换器在轻载和空载时输出电压稳定的要求。

发明内容

本发明的目的在于提供一种成本低，效率高的谐振电路调制控制方法和系统，以解决现有技术中单纯的变频控制会导致工作频率过高和调节范围过宽，增加磁性元件设计的难度，以及降低电源效率的问题。

本发明所采用的谐振电路调制控制系统，其特征在于：它采用谐振电路的控制芯片与有关控制装置连接，所述控制装置向控制芯片提供电压匹配和电阻控制，该控制装置根据输入电压向调制控制芯片提供控制参数，控制芯片对谐振电路进行相应调制。

所述控制芯片为移相脉宽调制控制芯片，所述移相脉宽调制控制芯片中的 PWM 发生器、振荡器分别连接所述控制装置中的电压匹配模块和电阻控制模块，所述的电压匹配模块和电阻控制模块根据输入电压向移相脉宽调制控制芯片提供控制参数，移相脉宽调制控制芯片对谐振电路进行相应调制。

所述的电压匹配模块和电阻控制模块均以环路电压 Vloop 为输入电压；

所述的电压匹配模块将环路电压 Vloop 对应的移相电压区间与移相脉宽调制控制芯片的 PWM 发生器进行移相的电压范围相匹配；

所述的电阻控制模块连接于环路电压 Vloop 与移相脉宽调制控制芯片的振荡器之间，使振荡器对外的等效电阻随环路电压 Vloop 的变化进行相应调整。

所述的电压匹配模块包括运放 U701、第一分压子模块和限流电路，其中，

所述运放 U701 的反向端与地之间连接电阻 R714，并与输出端之间连接电阻 R711；

所述运放 U701 的同向端与第一分压子模块的分压端相连；

所述运放 U701 的输出端与移相脉宽调制控制芯片的 PWM 发生器之间连接限流电路。

所述的电阻控制模块包括第二分压子模块，该第二分压子模块的分压端与所述移相脉宽调制控制芯片的振荡器之间连接电阻 R703。

所述控制芯片为脉宽调制控制芯片，所述脉宽调制控制芯片的 COMP 端、RT 端分别连接所述控制装置中的电压匹配模块和电阻控制模块，所述的电压匹配模块和电阻控制模块根据输入电压向脉宽调制控制芯片提供相应的控制参数，脉宽调制控制芯片对谐振电路进行相应调制。

所述的电压匹配模块和电阻控制模块均以环路电压 Vloop 为输入电压；

所述的电压匹配模块将环路电压 Vloop 对应的调宽电压区间与脉宽调制控制芯片 COMP 端进行调宽的电压范围相匹配；

所述的电阻控制模块连接于环路电压 Vloop 与脉宽调制控制芯片的 RT 端之间，使 RT 端对外的等效电阻随环路电压 Vloop 的变化进行相应调整。

所述的电压匹配模块包括运放 U701、第一分压子模块和限流电路，其中，

所述运放 U701 的反向端与地之间连接电阻 R714，并与输出端之间连接电阻 R711；

所述运放 U701 的同向端与第一分压子模块的分压端相连；

所述运放 U701 的输出端与脉宽调制控制芯片 COMP 端之间连接限流电路。

所述的电阻控制模块包括第二分压子模块，该第二分压子模块的分压端与所述移相脉宽调制控制芯片的振荡器之间连接电阻 R703。

所述的第一分压子模块包括串联电阻 R712、R713，并连接于环路电压 Vloop 与地之间。

所述的第二分压子模块包括串联电阻 R701、R702，并连接于环路电压 Vloop 与地之间。

所述的电阻控制模块还包括比较电压子模块，所述比较电压子模块产生参考电平 Vref，所述的参考电平 Vref、环路电压 Vloop 与第二分压子模块 31 的输入端之间分别连接第一二极管 D702 和第二二极管 D701，所述的第一二极管 D702 和第二二极管 D701 的负极与第二分压子模块相连。

这种谐振电路调制控制方法，其特征在于：采用移相脉宽调制控制芯片，通过电压匹配模块和电阻控制模块对谐振电路实现调频、调宽及其混合的控制模式。

它采用如下步骤：

AA1、 当环路电压 Vloop 工作于第一区间时，环路电压 Vloop 使电阻控制模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生调频控制；同时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生调宽控制；

AA2、 当环路电压 Vloop 工作于第二区间时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生最大占空比 Dmax，环路电压 Vloop 使电阻控制模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生调频控制。

它采用如下步骤：

BA1、 当环路电压 Vloop 工作于第一区间时，电阻控制模块对移相脉宽调制控制芯片产生恒定等效电阻并使其输出脉冲频率最大值 fmax，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生调宽控制；

BA2、 当环路电压 Vloop 工作于第二区间时，环路电压 Vloop 使电阻控制模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生调频控制；同时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生调宽控制；

BA3、 当环路电压 Vloop 工作于第三区间时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生最大占空比 Dmax，环路电压 Vloop 使电阻控制模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生调频控制。

所述的最大占空比 Dmax 为 50%。

所述的第一区间为谐振电路空载或轻载时环路电压 Vloop 的移相电压区间。

所述的第三区间为谐振电路重载时环路电压 Vloop 的调频电压区间。

这种谐振电路调制控制方法，其特征在于：采用脉宽调制控制芯片，通过电压匹配模块和电阻控制模块对谐振电路实现调频、调宽及其混合的控制模式。

它采用如下步骤：

AB1、 当环路电压 Vloop 工作于第一区间时，环路电压 Vloop 使电阻控制模块作用于脉宽调制控制芯片产生调频控制；同时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于脉宽调制控制芯片产生调宽控制；

AB2、 当环路电压 Vloop 工作于第二区间时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于脉宽调制控制芯片产生最大占空比 Dmax，环路电压 Vloop 使电阻控制模块作用于脉宽调制控制芯片产生调频控制。

它采用如下步骤：

BB1、 当环路电压 Vloop 工作于第一区间时，电阻控制模块对脉宽调制控制芯片产生恒定等效电阻并使其输出脉冲频率最大值 fmax，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于脉宽调制控制芯片产生调宽控制；

BB2、 当环路电压 Vloop 工作于第二区间时，环路电压 Vloop 使电阻控制模块作用于脉宽调制控制芯片产生调频控制；同时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于脉宽调制控制芯片产生调宽控制；

BB3、 当环路电压 Vloop 工作于第三区间时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于脉宽调制控制芯片产生最大占空比 Dmax，环路电压 Vloop 使电阻控制模块作用于脉宽调制控制芯片产生调频控制。

所述的最大占空比 Dmax 为 50%。

所述的第一区间为谐振电路空载或轻载时环路电压 Vloop 的调宽电压区间。

所述的第三区间为谐振电路重载时环路电压 Vloop 的调频电压区间。

所述的环路电压 Vloop 为谐振电路输出电压 Vo 经过采样电路和调节器后的输出电压。

本发明的有益效果为: 在本发明中，采用谐振电路的控制芯片与有关控制装置连接，通过控制装置向控制芯片提供电压匹配和电阻控制，控制装置根据输入电压向调制控制芯片提供控制参数，控制芯片对谐振电路进行相应调制，例如，控制芯片采用脉宽调制控制芯片或者移相脉宽调制控制芯片，在移相脉宽调制控制芯片的 PWM 发生器、振荡器分别连接电压匹配模块和电阻控制模块，电压匹配模块和电阻控制模块根据输入电压向移相脉宽调制控制芯片提供相应的控制参数，实现相应调制，例如，电压匹配模块和电阻控制模块以环路电压 Vloop 为输入电压，当环路电压 Vloop 工作于第一区间时，该区间的 Vloop 较小，体现为变换器工作在空载或轻载，环路电压 Vloop 使电阻控制模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生调频控制，同时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生调宽控制，在系统控制结构中，电压匹配模块采用运放 U701 及简单分立元件，电阻控制模块采用电阻或电阻组合与 RT 端之间连接，结构较为简单，成本低，相对于现有技术，在获得相同调制性能的前提下，本发明降低了磁性元件设计的难度，提高了电源效率。

附图说明

图 1 为一种全桥串联谐振电路示意图；

图 2 为本发明采用移相脉宽调制控制芯片的控制结构总体示意图；

图 3 为本发明采用移相脉宽调制控制芯片实施例 1 电压匹配模块和电阻控制模块示意图；

图 4 为本发明采用移相脉宽调制控制芯片实施例 1 环路电压与工作频率及占空比的对应关系曲线；

图 5 为全桥谐振电路工作在只调频方式下的四个开关管的驱动波形示意图；

图 6 为全桥谐振电路工作在既调频又调宽方式或只调宽方式下的四个开关管的驱动波形示意图；

图 7 为本发明采用移相脉宽调制控制芯片实施例 2 电压匹配模块和电阻控制模块示意图；

图 8 为本发明采用移相脉宽调制控制芯片实施例 2 环路电压与工作频率及占空比的对应关系曲线；

图9为一种半桥串联谐振电路示意图；

图 10a 为半桥谐振电路工作在只调频方式下的两个开关管的驱动波形示

意图；

图 10b 为半桥谐振电路工作在既调频又调宽方式或只调宽方式下的两个开关管的驱动波形示意图；

图 11 为本发明采用脉宽调制控制芯片控制结构总体示意图；

图 12 为本发明采用脉宽调制控制芯片实施例 3 电压匹配模块和电阻控制模块示意图；

图 13 为本发明采用脉宽调制控制芯片实施例 3 环路电压与工作频率及占空比的对应关系曲线；

图 14 为本发明采用脉宽调制控制芯片实施例 4 电压匹配模块和电阻控制模块示意图；

图 15 为本发明采用脉宽调制控制芯片实施例 4 环路电压与工作频率及占空比的对应关系曲线；

具体实施方式

下面根据附图和实施例对本发明作进一步详细说明:

实施例 1：

如图 2 和图 3 所示，本发明包括移相脉宽调制控制芯片 1，如图 2 所示，移相脉宽调制控制芯片 1 中 PWM 发生器的 EAOUT 端、振荡器的 RT 端分别连接电压匹配模块 2 和电阻控制模块 3，电压匹配模块 2 和电阻控制模块 3 根据输入电压（即环路电压 Vloop）向移相脉宽调制控制芯片 1 提供相应的控制参数，移相脉宽调制控制芯片 1 对谐振电路进行相应调制，如图 1 所示的全桥串联谐振电路，移相脉宽调制控制芯片 1 的四个输出信号 PWM1、PWM2、PWM3、PWM4 对全桥串联谐振电路的 S1、S2、 S4、S3 进行调制。

如图 2 和图 3 所示，电压匹配模块 2 和电阻控制模块 3 均以环路电压 Vloop 为输入电压，环路电压 Vloop 为谐振电路输出电压 Vo 经过采样电路和调节器（如 PID 调节器）后的输出电压，电压匹配模块 2 包括运放 U701 和第一分压子模块 21，其中，

如图 3 所示，运放 U701 的反向端与地之间连接电阻 R714，并与输出端之间连接电阻 R711。

如图 3 所示，运放 U701 的同向端与第一分压子模块 21 的分压端相连，该第一分压子模块 21 包括串联电阻 R712、R713，并连接于环路电压 Vloop 与地之间，电阻 R712 和电阻 R713 的连接点与运放 U701 的同向端直接相连。

如图 3 所示，运放 U701 的输出端与移相脉宽调制控制芯片 1 中 PWM 发生器的 EAOUT 端之间连接限流电路 22，该限流电路 22 包括串接电阻 R715、电阻 R716 和电容 C1，电阻 R715 和电阻 R716 串联于运放 U701 的输出端与 EAOUT 端之间，电阻 R715 和电阻 R716 的连接点与地之间连接电容 C1，其中电容 C1 起到稳压、滤波的作用。

电压匹配模块 2 将环路电压 Vloop 对应的移相电压区间与移相脉宽调制控制芯片 1 的 EAOUT 端进行移相的电压范围相匹配，至于匹配中的具体比例参数等，可结合移相脉宽调制控制芯片 1 的参数，以及全桥串联谐振电路的控制参数设置。

如图 2 和图 3 所示，该电阻控制模块 3 包括第二分压子模块 31，第二分压子模块 31 包括串联电阻 R701、R702，并连接于环路电压 Vloop 与地之间，电阻 R701、R702 之间的连接点与 RT 端之间连接电阻 R703，电阻控制模块 3 连接于环路电压 Vloop 与移相脉宽调制控制芯片 1 的 RT 端之间，使 RT 端对外的等效电阻随环路电压 Vloop 的变化进行相应调整。

本实施例的工作过程如下：

AA1、 当环路电压 Vloop 工作于第一区间时，如图 4 所示，即 Vloop 大于 xV 并且小于 yV，环路电压 Vloop 使电阻控制模块 3 作用于移相脉宽调制控制芯片 1 产生调频控制；同时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块 2 作用于移相脉宽调制控制芯片 1 产生调宽控制。

当 Vloop 大于 xV 并且小于 yV 时，这时，变换器工作在轻载或空载状态，例如 ，Vloop 的工作电压区间为[2，6]V ， Vloop 经过电压匹配模块 2 后，如图 6 所示，能通过移相来调节同时开通的（改为“两”）个开关管的等效占空比，即能进行脉宽调制（PWM：Pulse Width Modulation）控制。占空比从 0%变化到 50%，当环路电压为 xV 时，所对应的占空比为 0%，环路电压为 yV 时，所对应的占空比为最大值 Dmax=50%。

同时，经过由电阻 R701、R702 和 R703 构成的电阻控制模块 3 改变 RT 端对外的等效电阻而改变工作频率，即能进行 PFM 控制，环路电压 Vloop 从 xV 增大至 yV 时，由于 xV 为控制环路输出电压最小值，Vloop 经过电阻 R701、R702 和 R703 使 RT 端对外的等效电阻最小，所以移相脉宽调制控制芯片输出脉冲的频率是最大值 fmax。

所以 Vloop 在电压区间[x，y]内，能够同时进行 PWM 和 PFM 控制，谐振电路工作在既调频又调宽方式。

显然，当 Vloop 小于 xV 时，Vloop 经过由运放 U701 及其外围电路构成的电压匹配模块后，使得同时开通的两个开关管的等效占空比为零。

AA2、 当环路电压 Vloop 工作于第二区间时，如图 4 所示，即 Vloop 大于 yV 并且小于 zV，环路电压 Vloop 使电压匹配模块 2 作用于移相脉宽调制控制芯片 1 产生最大占空比 Dmax，环路电压 Vloop 使电阻控制模块 3 作用于移相脉宽调制控制芯片 1 产生调频控制。

当 Vloop 大于 yV 并且小于 zV 时，这时，变换器工作在重载状态，例如 ，此时 Vloop 的工作电压区间为[6，12]V，Vloop 经过电压匹配模块 2 后，如图 5 所示，同时开通的两个开关管的等效占空比均为 50%。

同时，Vloop 经过电阻 R701、R702 和 R703 改变 RT 端对外的等效电阻而改变工作频率，即能进行 PFM 控制，随 Vloop 的增大，工作频率降低。Vloop 的值为 zV 时，因为 zV 为控制环路输出电压最大值，Vloop 经过电阻 R701、R702 和 R703 使 RT 端对外的等效电阻最大，所以移相脉宽调制控制芯片 1 输出脉冲的频率是最小值 fmin。

实施例 2：

本实施例与实施例 1 的区别在于：在本实施例中，如图 7 所示，电阻控制模块 3 还包括比较电压子模块 32，该比较电压子模块 32 产生参考电平 Vref，参考电平 Vref、环路电压 Vloop 与第二分压子模块 31 的输入端之间分别连接第一二极管 D702 和第二二极管 D701，第一二极管 D702 和第二二极管 D701 的负极与第二分压子模块 31 相连。

如图 7 所示，比较电压子模块 32 采用精密基准元件 U702 提供参考电平 Vref，通过电阻 R704、R705、R706 对电源 Vc 分压，由电阻 R706 的压降向精密基准元件 U702 提供工作电压，在参考电平 Vref 与地之间还连有滤波电容 C2。

本实施例的工作过程如下：

BA1、 当环路电压 Vloop 工作于第一区间时，如图 8 所示，即 Vloop 大于 aV 并且小于 bV，电阻控制模块 3 对移相脉宽调制控制芯片 1 产生恒定等效电阻并使其输出脉冲频率最大值 fmax，环路电压 Vloop 使电压匹配模块 2 作用于移相脉宽调制控制芯片 1 产生调宽控制。

如图 8 所示，Vloop 在电压区间[a，b]内，这时，变换器工作在轻载或空载状态，例如，此时 Vloop 的工作电压区间为[2，5]V，由于参

考电平 Vref 为 bV（bV 此时取值为 5V），第二二极管 D701 关断，第一二极管 D702 导通，基准电压 Vref（电压值的大小为 bV）保持不变，RT 端对外的等效电阻也保持恒定不变，所以移相脉宽调制控制芯片 1 输出脉冲的频率保持最大值 fmax。

显然，当 Vloop 小于 aV 时，Vloop 经过由 U701 及其外围电路构成的电压匹配模块后，同时开通的两个开关管的等效占空比为零。

同时，如图 8 所示，Vloop 经过电压匹配模块 2 后，能通过移相来调节同时开通的两个开关管的等效占空比，即能进行 PWM 控制，当 Vloop 等于 aV 时，占空比为 0%，随 Vloop 由 aV 增大至 bV，占空比由 0%增至 Db%。

BA2、当环路电压 Vloop 工作于第二区间时，如图 8 所示，即 Vloop 大于 bV 并且小于 cV，环路电压 Vloop 使电阻控制模块 3 作用于移相脉宽调制控制芯片 1 产生调频控制；同时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块 2 作用于移相脉宽调制控制芯片 1 产生调宽控制。

当 Vloop 大于 bV 并且小于 cV 时，这时，变换器工作在介于轻载与重载之间的状态，例如 ，Vloop 的工作电压区间为[5，7]V ， Vloop 经过电压匹配模块 2 后，能通过移相来调节同时开通的两个开关管的等效占空比，即能进行 PWM 控制。占空比从 Db%变化到 50%，当环路电压为 bV 时，所对应的占空比为 Db%，环路电压为 cV 时，所对应的占空比为最大值 Dmax=50%。

同时，如图 8 所示，第二二极管 D701 导通，第一二极管 D702 关断，则环路电压 Vloop 经过由电阻 R701、R702 和 R703 构成的电阻控制模块 3 改变 RT 端对外的等效电阻而改变工作频率，即能进行 PFM 控制，环路电压 Vloop 从 bV 增大至 cV 时，随 Vloop 的增大，工作频率降低，Vloop 为 bV 时，移相脉宽调制控制芯片 1 输出脉冲的频率为最大值 fmax，Vloop 为 cV 时，频率降至 fc。

所以 Vloop 在电压区间[b，c]内，能够同时进行 PWM 和 PFM 控制，谐振电路工作在既调频又调宽方式。

BA3、当环路电压 Vloop 工作于第三区间时，如图 8 所示，即 Vloop 大于 cV 并且小于 dV，环路电压 Vloop 使电压匹配模块 2 作用于移相脉宽调制控制芯片 1 产生最大占空比 Dmax，环路电压 Vloop 使电阻控制模块 3 作用于移相脉宽调制控制芯片 1 产生调频控制，这时，第三区间为谐振电路重载时环路电压 Vloop 的调频电压区间。

当 Vloop 大于 cV 并且小于 dV 时，这时，变换器工作在重载状态，例如 ，Vloop 的工作电压区间为[7，12]V，Vloop 经过电压匹配模块 2 后，如图 8 所示，同时开通的两个开关管的等效占空比均为 50%。

同时，如图 8 所示，第二二极管 D701 导通，第一二极管 D702 关断，则 Vloop 经过电阻 R701、R702 和 R703 改变 RT 端对外的等效电阻而改变工作频率，即能进行 PFM 控制，随 Vloop 的增大，工作频率降低。Vloop 的值为 dV 时，因为 dV 为控制环路输出电压最大值，Vloop 经过电阻 R701、R702 和 R703 使 RT 端对外的等效电阻最大，所以移相脉宽调制控制芯片 1 输出脉冲的频率是最小值 fmin。

在上述实施例中，反映了采用移相脉宽调制控制芯片 1 对全桥谐振电路的控制，本发明也可以对半桥谐振电路进行控制，对于如图 9 所示的半桥串联谐振电路示意图，在实际应用中，只需要对移相脉宽调制控制芯片 1 的四个输出信号 PWM1、PWM2、PWM3、PWM4 进行分组合并处理，例如，对输出信号 PWM1 和 PWM3、PWM2 和 PWM4 分别进行逻辑与，所产生的两路输出分别对图 9 中半桥串联谐振电路的 S1、S2 进行调制即可。

这样，通过上述实施例及有关说明详细地阐述了利用移相脉宽调制控制芯片 1，通过电压匹配模块 2 和电阻控制模块 3 对谐振电路实现调频、调宽及其混合的控制模式。

实施例 3：

如图 11 和图 12 所示，本发明包括脉宽调制控制芯片 10，如图 11 所示，脉宽调制控制芯片 10 的 COMP 端、RT 端分别连接电压匹配模块 2 和电阻控制模块 3，电压匹配模块 2 和电阻控制模块 3 根据输入电压（即环路电压 Vloop）向脉宽调制控制芯片 10 提供相应的控制参数，脉宽调制控制芯片 10 对谐振电路进行相应调制，如图 1 所示的半桥串联谐振电路，脉宽调制控制芯片 10 的两个输出信号 PWM1、PWM2 对半桥串联谐振电路的 S1、S2 进行调制。

如图 11 和图 12 所示，电压匹配模块 2 和电阻控制模块 3 均以环路电压 Vloop 为输入电压，环路电压 Vloop 为谐振电路输出电压 Vo 经过采样电路和调节器（如 PID 调节器）后的输出电压，电压匹配模块 2 包括运放 U701 和第一分压子模块 21，其中，

如图 12 所示，运放 U701 的反向端与地之间连接电阻 R714，并与输出端之间连接电阻 R711。

如图 12 所示，运放 U701 的正向端与第一分压子模块 21 的分压端相连，该第一分压子模块 21 包括串联电阻 R712、R713，并连接于环路电压 Vloop 与地之间，电阻 R712 和电阻 R713 的连接点与运放 U701 的正向端直接相连。

如图 12 所示，运放 U701 的输出端与脉宽调制控制芯片 10 中 COMP 端之间连接限流电路 22，该限流电路 22 包括串接电阻 R715、电阻 R716 和电容 C1，电阻 R715 和电阻 R716 串联于运放 U701 的输出端与 RT 端之间，电阻 R715 和电阻 R716 的连接点与地之间连接电容 C1，其中电容 C1 起到稳压、滤波的作用。

电压匹配模块 2 将环路电压 Vloop 对应的调宽电压区间与脉宽调制控制芯片 10 的 COMP 端进行调宽的电压范围相匹配，至于匹配中的具体比例参数等，可结合脉宽调制控制芯片 10 的参数，以及半桥串联谐振电路的工作参数设置。

如图 11 和图 12 所示，该电阻控制模块 3 包括第二分压子模块 31，第二分压子模块 31 包括串联电阻 R701、R702，并连接于环路电压 Vloop 与地之间，电阻 R701、R702 之间的连接点与 RT 端之间连接电阻 R703，电阻控制模块 3 连接于环路电压 Vloop 与脉宽调制控制芯片 10 的 RT 端之间，使 RT 端对外的等效电阻随环路电压 Vloop 的变化进行相应调整。

本实施例的工作过程如下：

AB1、 当环路电压 Vloop 工作于第一区间时，如图 13 所示，即 Vloop 大于 xV 并且小于 yV，环路电压 Vloop 使电阻控制模块 3 作用于脉宽调制控制芯片 10 产生调频控制；同时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块 2 作用于脉宽调制控制芯片 10 产生调宽控制。

当 Vloop 大于 xV 并且小于 yV 时，这时，变换器工作在轻载或空载状态，例如 ，Vloop 的工作电压区间为[2，6]V ， Vloop 经过电压匹配模块 2 后，如图 10b 所示，能通过调宽来调节开关管的占空比，即能进行脉宽调制（PWM：Pulse Width Modulation）控制。占空比从 0%变化到 50%，当环路电压为 xV 时，所对应的占空比为 0%，环路电压为 yV 时，所对应的占空比为最大值 Dmax=50%。

同时，经过由电阻 R701、R702 和 R703 构成的电阻控制模块 3 改变 RT 端对外的等效电阻而改变工作频率，即能进行 PFM 控制，环路电压 Vloop 从 xV 增大至 yV 时，由于 xV 为控制环路输出电压最小值，Vloop 经过电阻 R701、R702 和 R703 使 RT 端对外的等效电阻最小，所以脉宽调制控制芯片 10 输出脉冲的频率是最大值 fmax。

所以 Vloop 在电压区间[x，y]内，能够同时进行 PWM 和 PFM 控制，谐振电路工作在既调频又调宽方式。

显然，当 Vloop 小于 xV 时，Vloop 经过由运放 U701 及其外围电路构成的电压匹配模块后，使得开关管的占空比为零。

AB2、 当环路电压 Vloop 工作于第二区间时，如图 13 所示，即 Vloop 大于 yV 并且小于 zV，环路电压 Vloop 使电压匹配模块 2 作用于脉宽调制控制芯片 1 产生最大占空比 Dmax，环路电压 Vloop 使电阻控制模块 3 作用于脉宽调制控制芯片 10 产生调频控制。

当 Vloop 大于 yV 并且小于 zV 时，这时，变换器工作在重载状态，例如 ，此时 Vloop 的工作电压区间为[6，12]V，Vloop 经过电压匹配模块 2 后，如图 10a 所示，两个开关管的占空比均为 50%。

同时，Vloop 经过电阻 R701、R702 和 R703 改变 RT 端对外的等效电阻而改变工作频率，即能进行 PFM 控制，随 Vloop 的增大，工作频率降低。Vloop 的值为 zV 时，因为 zV 为控制环路输出电压最大值，Vloop 经过电阻 R701、R702 和 R703 使 RT 端对外的等效电阻最大，所以脉宽调制控制芯片 10 输出脉冲的频率是最小值 fmin。

实施例 4：

本实施例与实施例 3 的区别在于：在本实施例中，如图 14 所示，电阻控制模块 3 还包括比较电压子模块 32，该比较电压子模块 32 产生参考电平 Vref，参考电平 Vref、环路电压 Vloop 与第二分压子模块 31 的输入端之间分别连接第一二极管 D702 和第二二极管 D701，第一二极管 D702 和第二二极管 D701 的负极与第二分压子模块 31 相连。

如图 14 所示，比较电压子模块 32 采用精密基准元件 U702 提供参考电平 Vref，通过电阻 R704、R705、R706 对电源 Vc 分压，由电阻 R706 的压降向精密基准元件 U702 提供工作电压，在参考电平 Vref 与地之间还连有滤波电容 C2。

本实施例的工作过程如下：

BB1、 当环路电压 Vloop 工作于第一区间时，如图 15 所示，即 Vloop 大于 aV 并且小于 bV，电阻控制模块 3 对脉宽调制控制芯片 1 产生恒定等效电阻并使其输出脉冲最大值 fmax，环路电压 Vloop 使电压匹配模块 2 作用于脉宽调制控制芯片 10 产生调宽控制。

如图 15 所示，Vloop 在电压区间[a，b]内，这时，变换器工作在

轻载或空载状态，例如，此时 Vloop 的工作电压区间为[2，5]V，由于参考电平 Vref 为 bV（此时 bV 取值为 5V），第二二极管 D701 关断，第一二极管 D702 导通，基准电压 Vref（电压值的大小为 bV）保持不变，RT 端对外的等效电阻也保持恒定不变，所以脉宽调制控制芯片 10 输出脉冲的频率保持最大值 fmax。

显然，当 Vloop 小于 aV 时，Vloop 经过由 U701 及其外围电路构成的电压匹配模块后，开关管的占空比为零。

同时，如图 15 所示，Vloop 经过电压匹配模块 2 后，能调节开关管的占空比，即能进行 PWM 控制，当 Vloop 等于 aV 时，占空比为 0%，随 Vloop 由 aV 增大至 bV，占空比由 0%增至 Db%。

BB2、 当环路电压 Vloop 工作于第二区间时，如图 15 所示，即 Vloop 大于 bV 并且小于 cV，环路电压 Vloop 使电阻控制模块 3 作用于脉宽调制控制芯片 10 产生调频控制；同时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块 2 作用于脉宽调制控制芯片 10 产生调宽控制。

当 Vloop 大于 bV 并且小于 cV 时，这时，变换器工作在介于轻载与重载之间的状态，例如 ，Vloop 的工作电压区间为[5，7]V ，Vloop 经过电压匹配模块 2 后，能开关管的占空比，即能进行 PWM 控制。占空比从 Db%变化到 50%，当环路电压为 bV 时，所对应的占空比为 Db%，环路电压为 cV 时，所对应的占空比为最大值 Dmax=50%。

同时，如图 15 所示，第二二极管 D701 导通，第一二极管 D702 关断，则环路电压 Vloop 经过由电阻 R701、R702 和 R703 构成的电阻控制模块 3 改变 RT 端对外的等效电阻而改变工作频率，即能进行 PFM 控制，环路电压 Vloop 从 bV 增大至 cV 时，随 Vloop 的增大，工作频率降低，Vloop 为 bV 时，脉宽调制控制芯片 10 输出脉冲的频率为最大值 fmax，Vloop 为 cV 时，频率降至 fc。

所以 Vloop 在电压区间[b，c]内，能够同时进行 PWM 和 PFM 控制，谐振电路工作在既调频又调宽方式。

BB3、 当环路电压 Vloop 工作于第三区间时，如图 15 所示，即 Vloop 大于 cV 并且小于 dV，环路电压 Vloop 使电压匹配模块 2 作用于脉宽调制控制芯片 10 产生最大占空比 Dmax，环路电压 Vloop 使电阻控制模块 3 作用于脉宽调制控制芯片 10 产生调频控制。

当 Vloop 大于 cV 并且小于 dV 时，这时，变换器工作在重载状

态，例如 ，Vloop 的工作电压区间为[7，12]V，Vloop 经过电压匹配模块 2 后，如图 15 所示，开关管的占空比为 50%。

同时，如图 15 所示，第二二极管 D701 导通，第一二极管 D702 关断，则 Vloop 经过电阻 R701、R702 和 R703 改变 RT 端对外的等效电阻而改变工作频率，即能进行 PFM 控制，随 Vloop 的增大，工作频率降低。Vloop 的值为 dV 时，因为 dV 为控制环路输出电压最大值，Vloop 经过电阻 R701、R702 和 R703 使 RT 端对外的等效电阻最大，所以脉宽调制控制芯片 10 输出脉冲的频率是最小值 fmin。

在上述实施例中，反映了采用脉宽调制控制芯片 10 对半桥谐振电路的控制，本发明也可以对全桥谐振电路进行控制，对于如图 1 所示的全桥串联谐振电路示意图，在实际应用中，只需要使脉宽调制控制芯片 10 的两个输出信号 PWM1、PWM2 对图 1 中全桥串联谐振电路的 S1、S2、S3、S4 进行分组调制即可，例如，脉宽调制控制芯片 10 的输出信号 PWM1 同时控制全桥串联谐振电路的 S1 和 S3，脉宽调制控制芯片 10 的输出信号 PWM2 同时控制全桥串联谐振电路的 S2 和 S4 即可。

在本发明中，将控制芯片输出脉冲的最大占空比描述为 50%，同一桥臂的两开关管互补导通，且总的占空比为 1，这种描述方法的条件是不计两路驱动脉冲的死区时间。为了使同一桥臂的两开关管不直通，要在两路驱动脉冲之间设定有一定的死区时间，所以实际上控制芯片输出脉冲的最大占空比一定会小于 50%，同一桥臂上的两个开关管互补导通，两者总的占空比小于 1，同时为了提高谐振电路的工作特性，可以通过电路的设计调整两路驱动脉冲之间的死区时间，因此，在前面的描述中反映了理想状态，但对本发明的电路设计没有影响。

这样，通过上述实施例及有关说明详细地阐述了利用脉宽调制控制芯片 10，通过电压匹配模块 2 和电阻控制模块 3 对谐振电路实现调频、调宽及其混合的控制模式。

权利要求书

1. 一种谐振电路调制控制系统，其特征在于：它采用谐振电路的控制芯片与有关控制装置连接，所述控制装置向控制芯片提供电压匹配和电阻控制，该控制装置根据输入电压向调制控制芯片提供控制参数，控制芯片对谐振电路进行相应调制。

2. 根据权利要求 1 所述的谐振电路调制控制系统，其特征在于：所述控制芯片为移相脉宽调制控制芯片，所述移相脉宽调制控制芯片中的 PWM 发生器、振荡器分别连接所述控制装置中的电压匹配模块和电阻控制模块，所述的电压匹配模块和电阻控制模块根据输入电压向移相脉宽调制控制芯片提供控制参数，移相脉宽调制控制芯片对谐振电路进行相应调制。

3. 根据权利要求 2 所述的谐振电路调制控制系统，其特征在于：

所述的电压匹配模块和电阻控制模块均以环路电压 Vloop 为输入电压；

所述的电压匹配模块将环路电压 Vloop 对应的移相电压区间与移相脉宽调制控制芯片的 PWM 发生器进行移相的电压范围相匹配；

所述的电阻控制模块连接于环路电压 Vloop 与移相脉宽调制控制芯片的振荡器之间，使振荡器对外的等效电阻随环路电压 Vloop 的变化进行相应调整。

4. 根据权利要求 3 所述的谐振电路调制控制系统，其特征在于：所述的电压匹配模块包括运放（U701）、第一分压子模块（21）和限流电路（22），其中，

所述运放（U701）的反向端与地之间连接电阻（R714），并与输出端之间连接电阻（R711）；

所述运放（U701）的同向端与第一分压子模块（21）的分压端相连；

所述运放（U701）的输出端与移相脉宽调制控制芯片的 PWM 发生器之间连接限流电路（22）。

5. 根据权利要求 4 所述的谐振电路调制控制系统，其特征在于：所述的电阻控制模块包括第二分压子模块（31），该第二分压子模块（31）的分压端与所述移相脉宽调制控制芯片的振荡器之间连接电阻（R703）。

6. 根据权利要求 1 所述的谐振电路调制控制系统，其特征在于：所述控制芯片为脉宽调制控制芯片，所述脉宽调制控制芯片的 COMP 端、RT 端分别连接所述控制装置中的电压匹配模块和电阻控制模块，所述的电压匹配模块和电阻控制模块根据输入电压向脉宽调制控制芯片提供相应的工作数据，脉宽

调制控制芯片对谐振电路进行相应调制。

7. 根据权利要求 6 所述的谐振电路调制控制系统，其特征在于：

所述的电压匹配模块和电阻控制模块均以环路电压 Vloop 为输入电压；

所述的电压匹配模块将环路电压 Vloop 对应的调宽电压区间与脉宽调制控制芯片 COMP 端进行调宽的电压范围相匹配；

所述的电阻控制模块连接于环路电压Vloop与脉宽调制控制芯片的RT端之间，使 RT 端对外的等效电阻随环路电压 Vloop 的变化进行相应调整。

8. 根据权利要求 7 所述的谐振电路调制控制系统，其特征在于：所述的电压匹配模块包括运放（U701）、第一分压子模块（21）和限流电路（22），其中，

所述运放（U701）的反向端与地之间连接电阻（R714），并与输出端之间连接电阻（R711）；

所述运放（U701）的同向端与第一分压子模块的分压端相连；

所述运放（U701）的输出端与脉宽调制控制芯片 COMP 端之间连接限流电路（22）。

9. 根据权利要求 8 所述的谐振电路调制控制系统，其特征在于：所述的电阻控制模块包括第二分压子模块（31），该第二分压子模块（31）的分压端与所述移相脉宽调制控制芯片的振荡器之间连接电阻（R703）。

10. 根据权利要求 4 或 8 所述的谐振电路调制控制系统，其特征在于：所述的第一分压子模块包括串联电阻（R712）、（R713），并连接于环路电压 Vloop 与地之间。

11. 根据权利要求 5 或 9 所述的谐振电路调制控制系统，其特征在于：所述的第二分压子模块包括串联电阻（R701）、（R702），并连接于环路电压 Vloop 与地之间。

12. 根据权利要求 5 或 9 所述的谐振电路调制控制系统，其特征在于：所述的电阻控制模块还包括比较电压子模块（32），所述比较电压子模块（32）产生参考电平 Vref，所述的参考电平 Vref、环路电压 Vloop 与第二分压子模块（31）的输入端之间分别连接第一二极管（D702）和第二二极管（D701），所述的第一二极管（D702）和第二二极管（D701）的负极与第二分压子模块（31）相连。

13. 一种谐振电路调制控制方法，其特征在于：采用移相脉宽调制控制芯片，通过电压匹配模块和电阻控制模块对谐振电路实现调频、调宽及其混合的控制模式。

14. 根据权利要求 13 所述的谐振电路调制控制方法，其特征在于：它采用如下步骤：

AA1、当环路电压 Vloop 工作于第一区间时，环路电压 Vloop 使电阻控制模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生调频控制；同时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生调宽控制；

AA2、当环路电压 Vloop 工作于第二区间时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生最大占空比 Dmax，环路电压 Vloop 使电阻控制模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生调频控制。

15. 根据权利要求 13 所述的谐振电路调制控制方法，其特征在于：它采用如下步骤：

BA1、当环路电压 Vloop 工作于第一区间时，电阻控制模块对移相脉宽调制控制芯片产生恒定等效电阻并使其输出脉冲频率最大值 fmax，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生调宽控制；

BA2、当环路电压 Vloop 工作于第二区间时，环路电压 Vloop 使电阻控制模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生调频控制；同时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生调宽控制；

BA3、当环路电压 Vloop 工作于第三区间时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生最大占空比 Dmax，环路电压 Vloop 使电阻控制模块作用于移相脉宽调制控制芯片产生调频控制。

16. 根据权利要求 14 或 15 所述的谐振电路调制控制方法，其特征在于：所述的最大占空比 Dmax 为 50%。

17. 根据权利要求 14 或 15 所述的谐振电路调制控制方法，其特征在于：所述的第一区间为谐振电路空载或轻载时环路电压 Vloop 的移相电压区间。

18. 根据权利要求 15 所述的谐振电路调制控制方法，其特征在于：所述的第三区间为谐振电路重载时环路电压 Vloop 的调频电压区间。

19. 一种谐振电路调制控制方法，其特征在于：采用脉宽调制控制芯片，通过电压匹配模块和电阻控制模块对谐振电路实现调频、调宽及其混合的控制模式。

20. 根据权利要求 19 所述的谐振电路调制控制方法，其特征在于：它采用如下步骤：

AB1、当环路电压 Vloop 工作于第一区间时，环路电压 Vloop 使电阻控制模块作用于脉宽调制控制芯片产生调频控制；同时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于脉宽调制控制芯片产生调宽控制；

AB2、 当环路电压 Vloop 工作于第二区间时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于脉宽调制控制芯片产生最大占空比 Dmax，环路电压 Vloop 使电阻控制模块作用于脉宽调制控制芯片产生调频控制。

21. 根据权利要求 19 所述的谐振电路调制控制方法，其特征在于：它采用如下步骤：

BB1、 当环路电压 Vloop 工作于第一区间时，电阻控制模块对脉宽调制控制芯片产生恒定等效电阻并使其输出脉冲频率最大值 fmax，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于脉宽调制控制芯片产生调宽控制；

BB2、 当环路电压 Vloop 工作于第二区间时，环路电压 Vloop 使电阻控制模块作用于脉宽调制控制芯片产生调频控制；同时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于脉宽调制控制芯片产生调宽控制；

BB3、 当环路电压 Vloop 工作于第三区间时，环路电压 Vloop 使电压匹配模块作用于脉宽调制控制芯片产生最大占空比 Dmax，环路电压 Vloop 使电阻控制模块作用于脉宽调制控制芯片产生调频控制。

22. 根据权利要求 20 或 21 所述的谐振电路调制控制方法，其特征在于：所述的最大占空比 Dmax 为 50%。

23. 根据权利要求 20 或 21 所述的谐振电路调制控制方法，其特征在于：所述的第一区间为谐振电路空载或轻载时环路电压 Vloop 的调宽电压区间。

24. 根据权利要求 21 所述的谐振电路调制控制方法，其特征在于：所述的第三区间为谐振电路重载时环路电压 Vloop 的调频电压区间。

25. 根据权利要求 20 或 21 所述的谐振电路调制控制方法，其特征在于：所述的环路电压 Vloop 为谐振电路输出电压 Vo 经过采样电路和调节器后的输出电压。

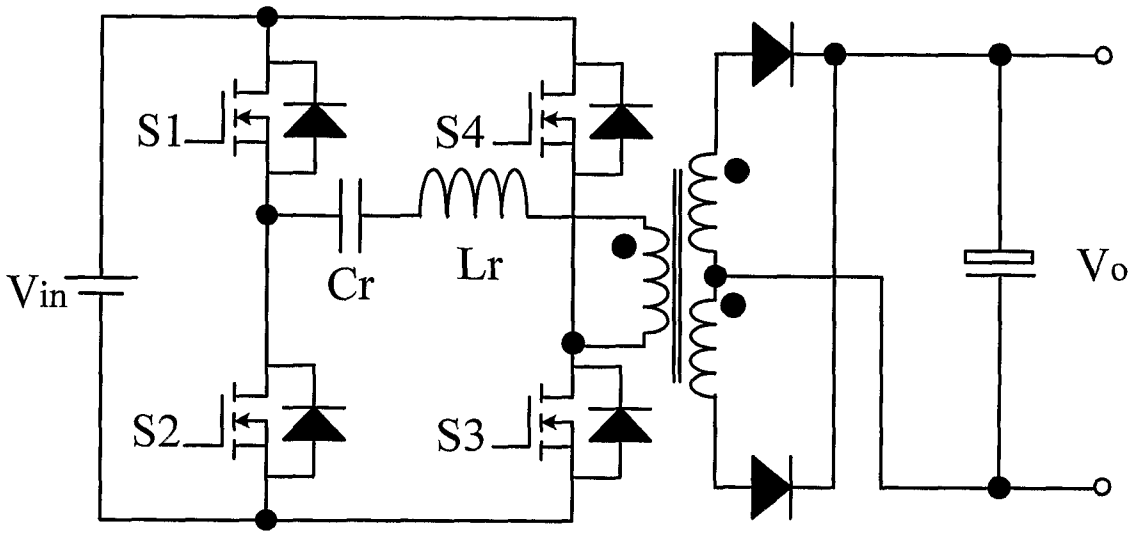

S1
S4
Cr
Lr
Vin
Vo
S2
S3

图1

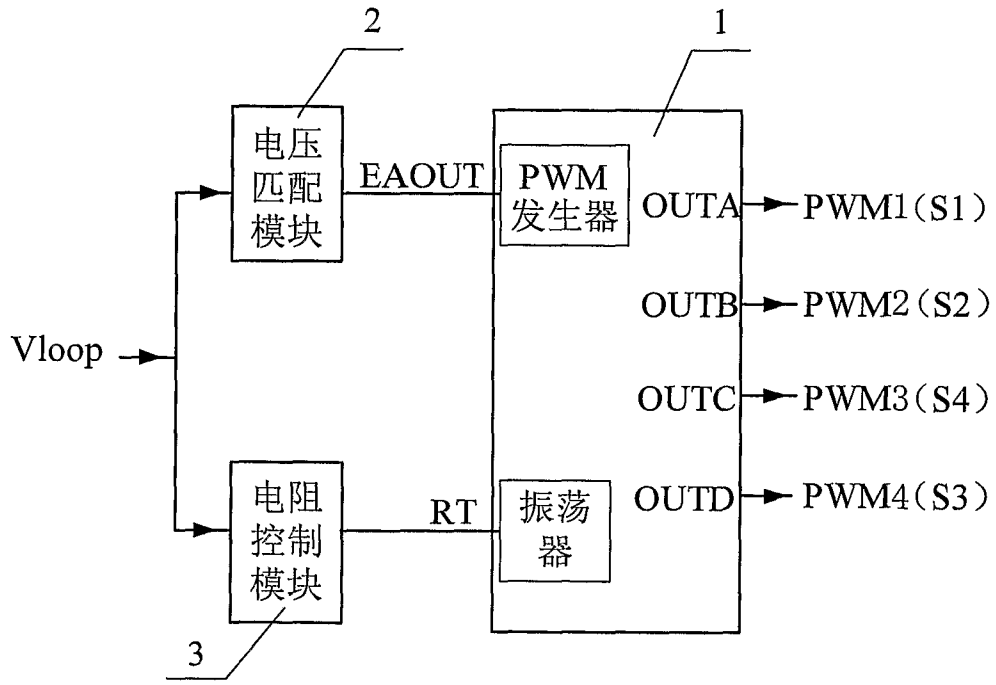

2
1
电压匹配模块
EAOUT
PWM发生器
OUTA
PWM1(S1)
OUTB
PWM2(S2)
Vloop
OUTC
PWM3(S4)
电阻控制模块
RT
振荡器
OUTD
PWM4(S3)
3

图2

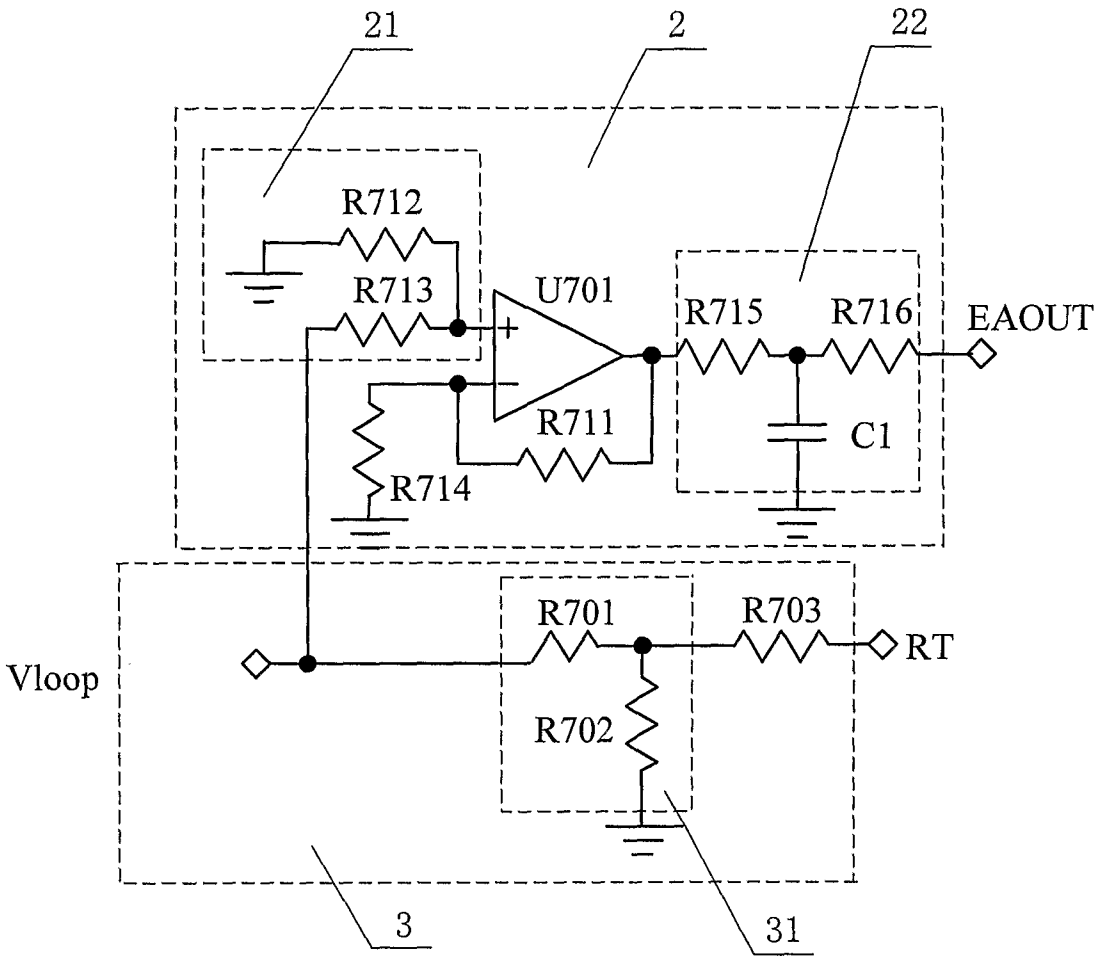

21
2
22
R712
R713
U701
R715
R716
EAOUT
R711
C1
R714
R701
R703
RT
Vloop
R702
3
31

图3

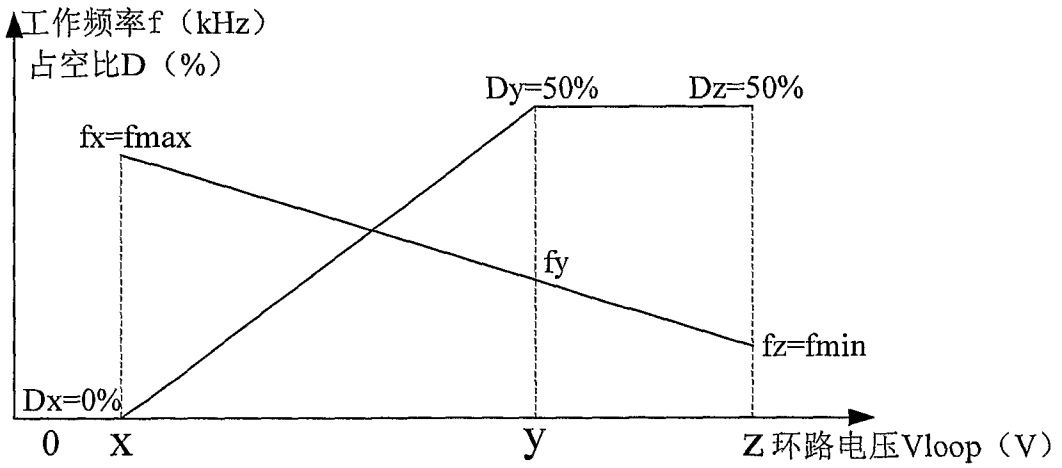

工作频率f（kHz）
占空比D（%）
Dy=50%
Dz=50%
fx=fmax
fy
fz=fmin
Dx=0%
0
x
y
z 环路电压Vloop（V）

图4

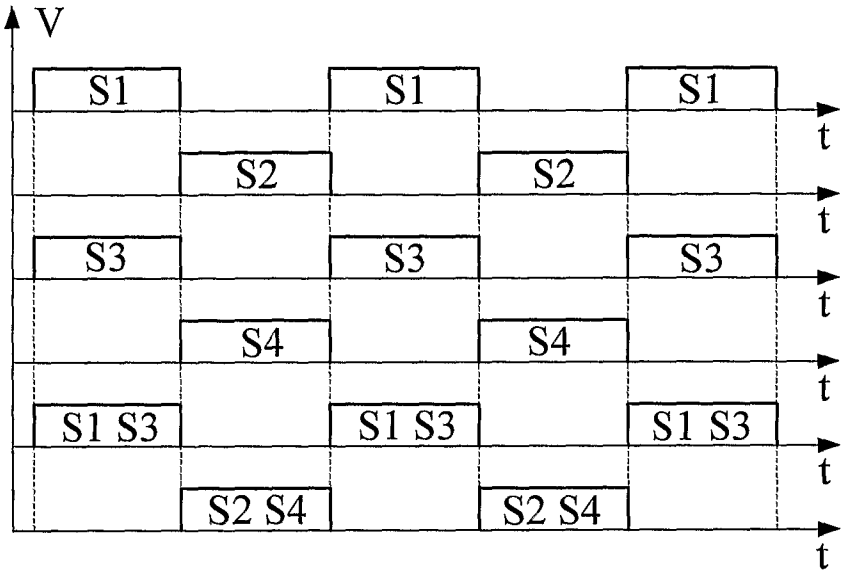


图5

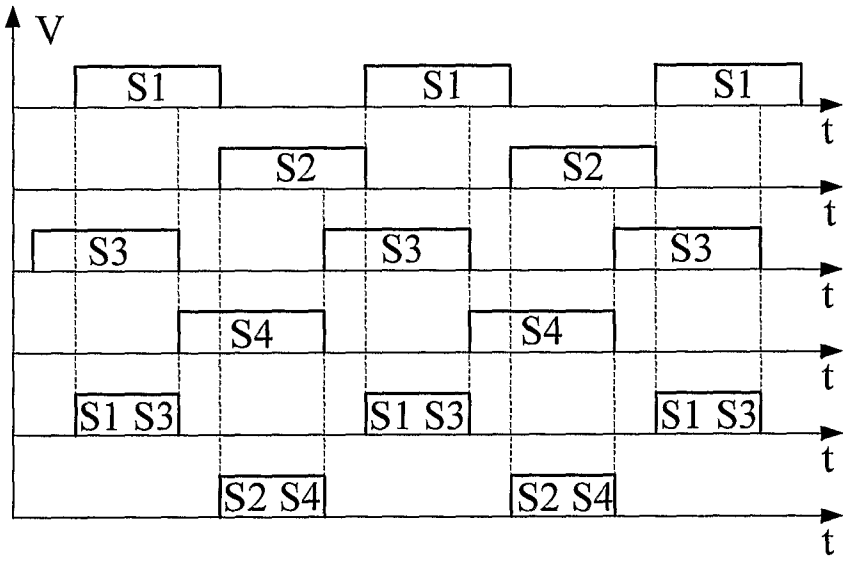


图6

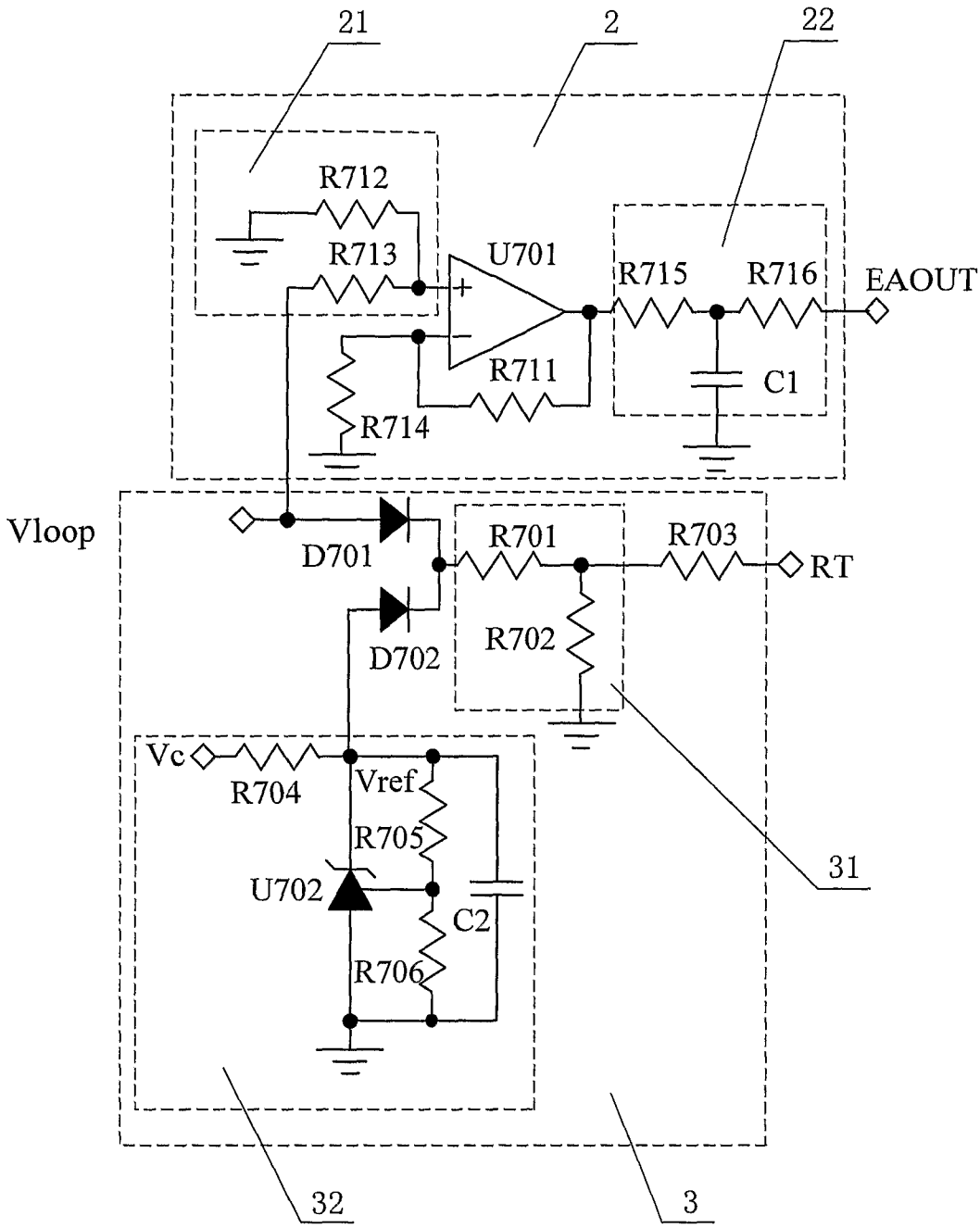

21
2
22
R712
R713
U701
R715
R716
EAOUT
R711
C1
R714
Vloop
D701
R701
R703
RT
D702
R702
Vc
R704
Vref
R705
U702
C2
R706
31
32
3

图7

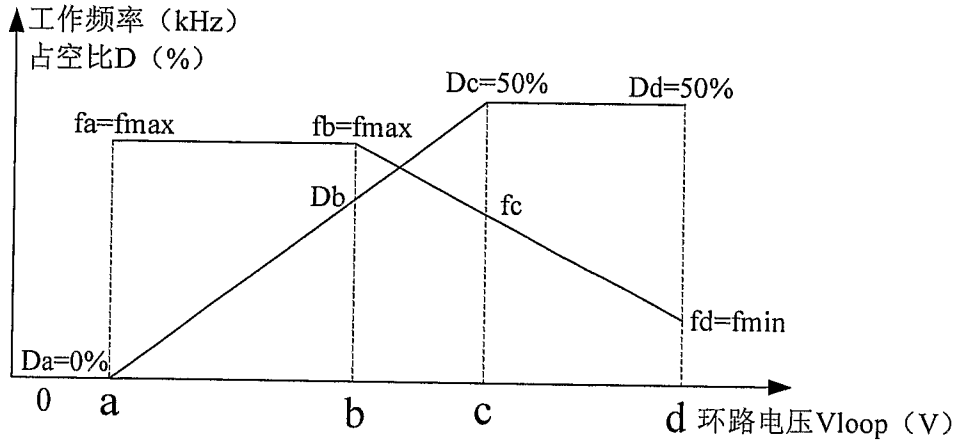

工作频率（kHz）
占空比D（%）
Dc=50%
Dd=50%
fa=fmax
fb=fmax
Db
fc
fd=fmin
Da=0%
0
a
b
c
d
环路电压Vloop（V）

图8

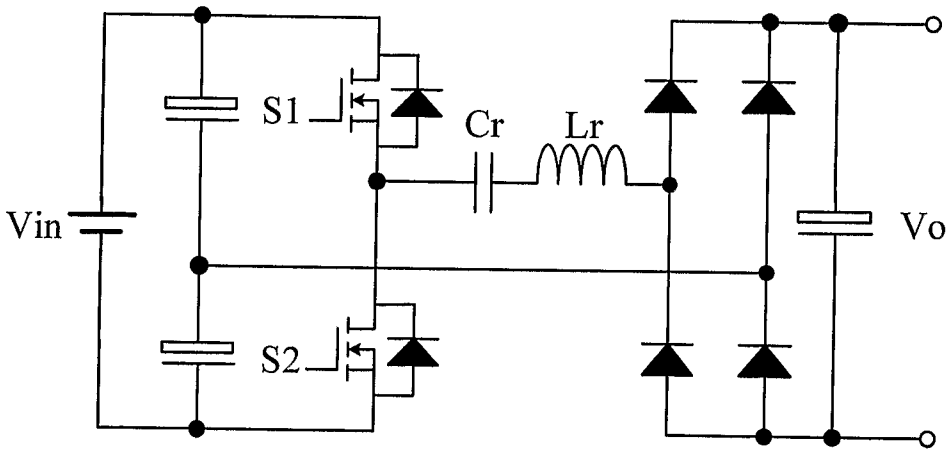

S1
Cr
Lr
Vin
Vo
S2

图9

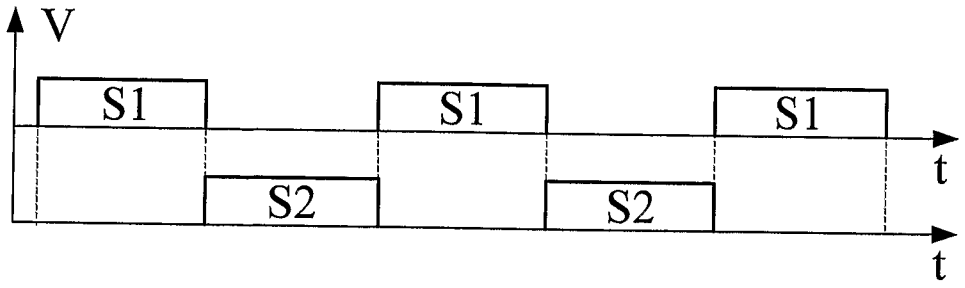


图 10a

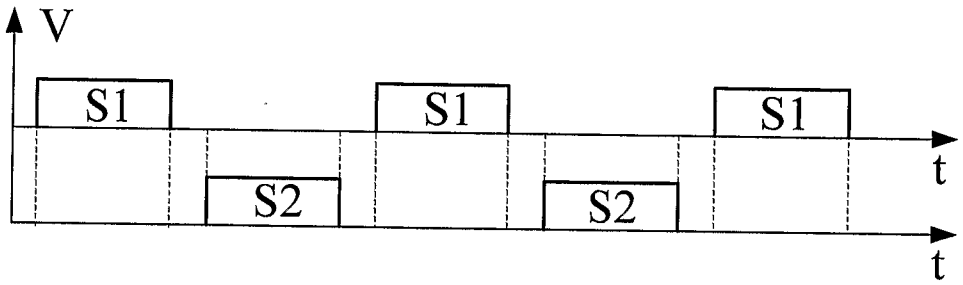


图10b

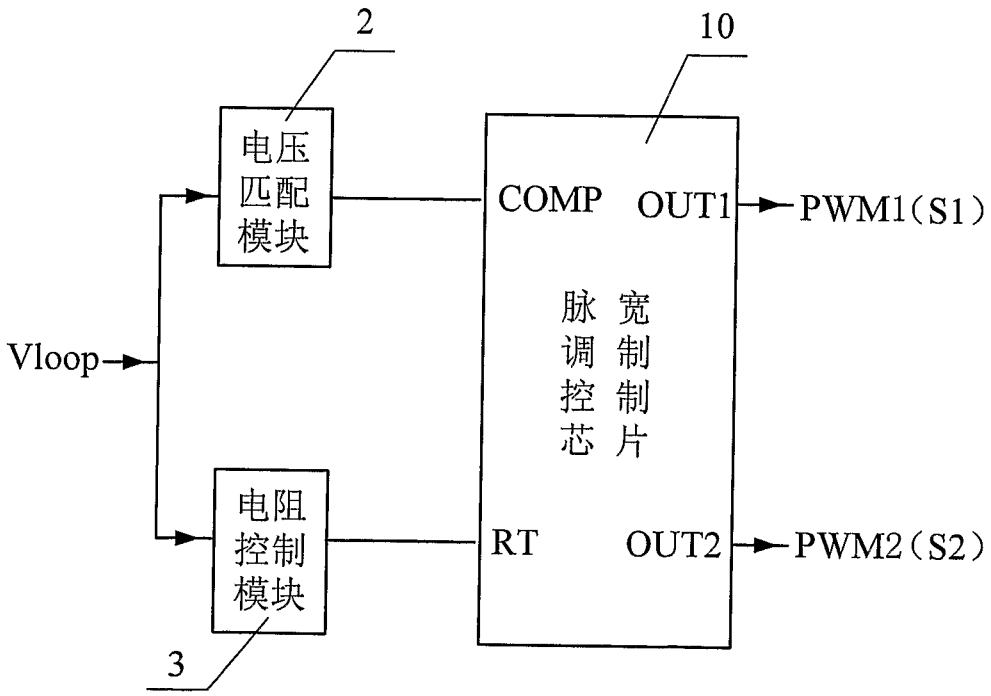


图11

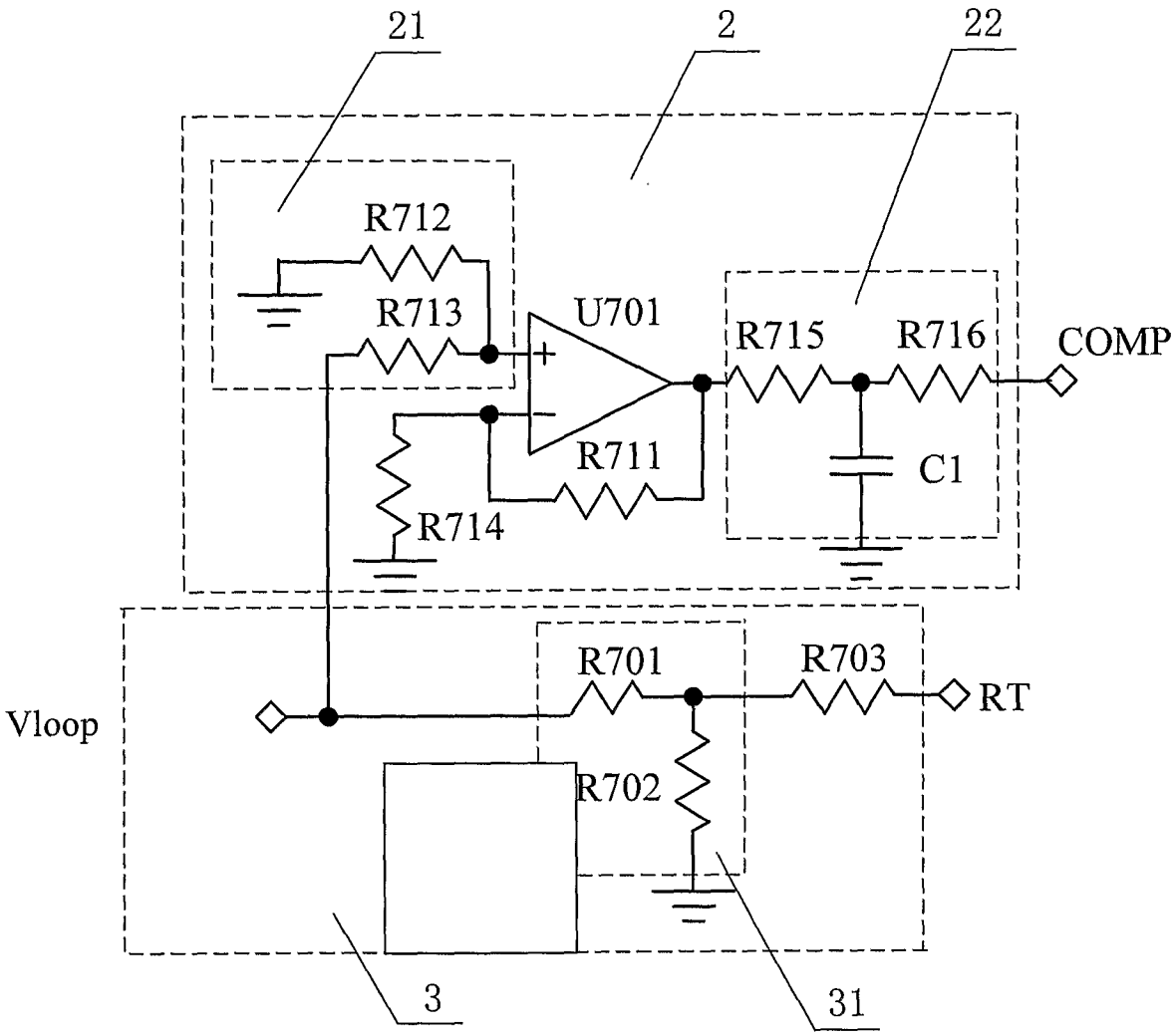

21
2
22
R712
R713
U701
R715
R716
COMP
R711
C1
R714
R701
R703
RT
Vloop
R702
3
31

图12

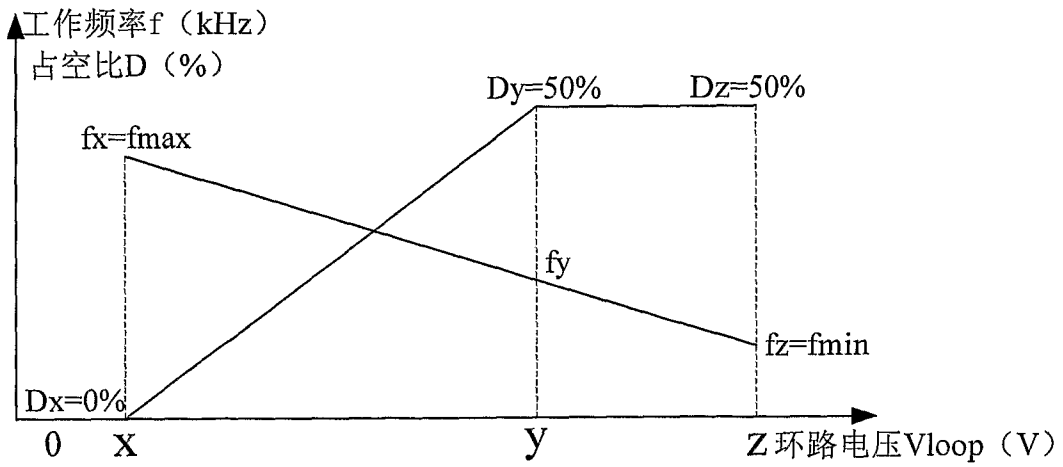

工作频率f（kHz）
占空比D（%）
Dy=50%
Dz=50%
fx=fmax
fy
fz=fmin
Dx=0%
0
x
y
Z 环路电压Vloop（V）

图13

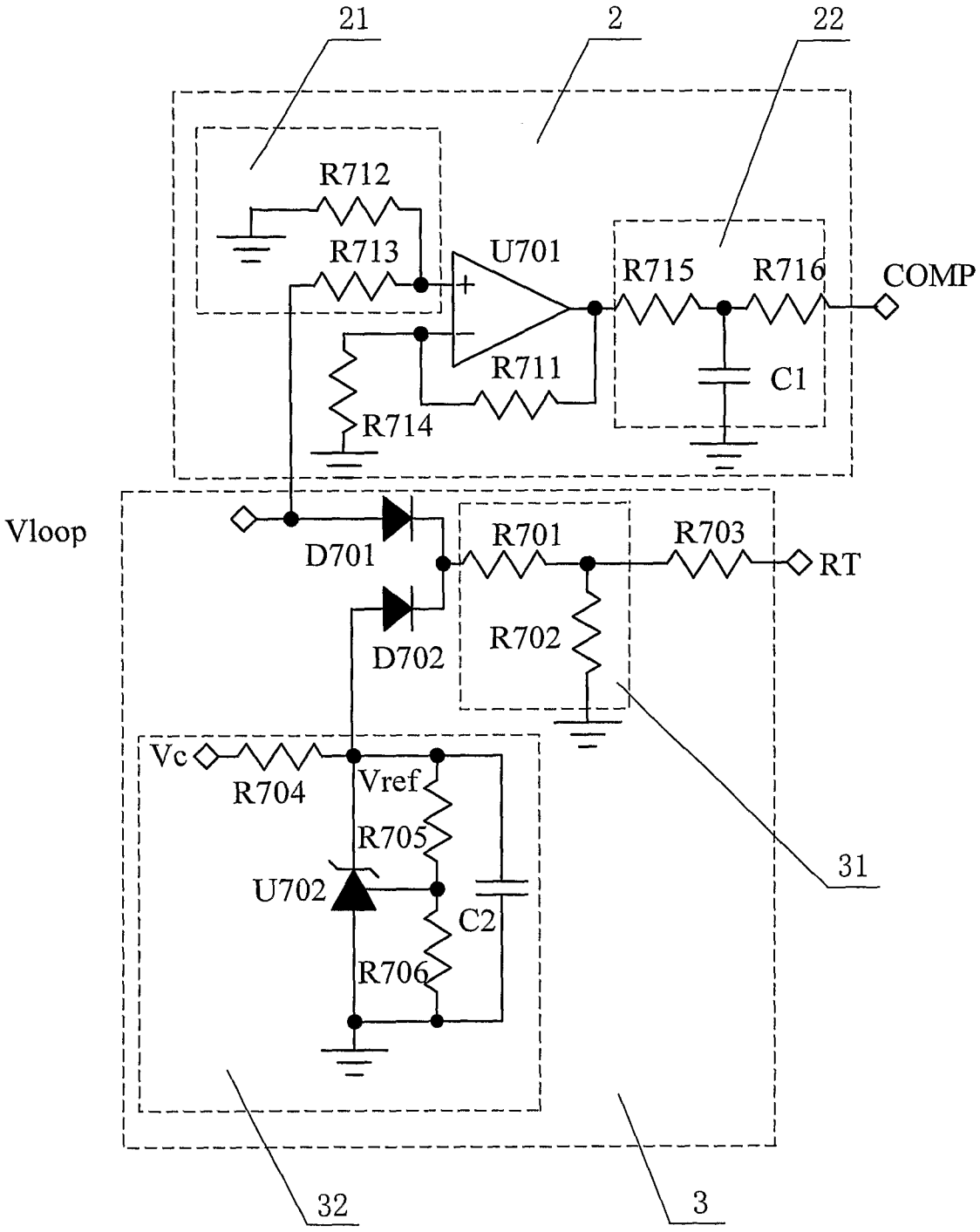

21
2
22
R712
R713
U701
R715
R716
COMP
R711
C1
R714
Vloop
D701
R701
R703
RT
D702
R702
Vc
R704
Vref
R705
U702
C2
R706
31
32
3

图14

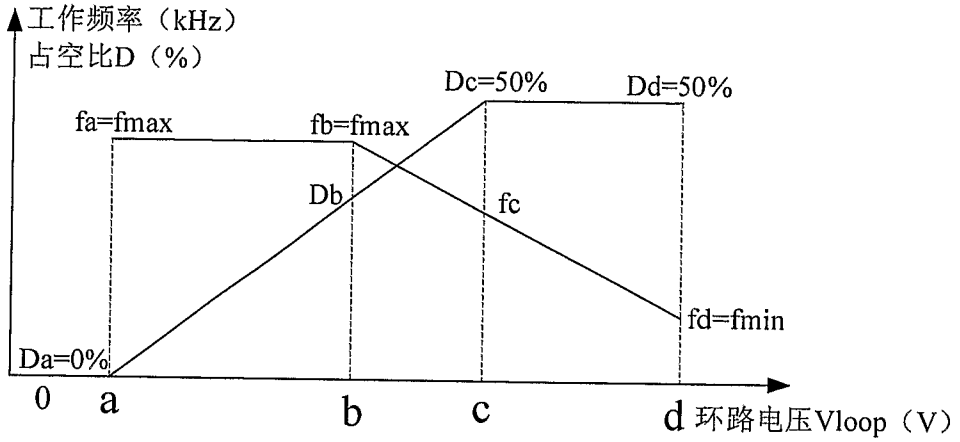

工作频率（kHz）
占空比D（%）
Dc=50%
Dd=50%
fa=fmax
fb=fmax
Db
fc
fd=fmin
Da=0%
0
a
b
c
d
环路电压Vloop（V）

图15

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CN2007/000509

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02H 7/122 (2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC: H02H 7/122 (2006.01) i

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

the Chinese document

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

WPI PAJ EPODOC CNKI CPRS resonat+ resonan+ modulat+ resistor resistance capacitor capacitance PWM pulse width oscillat+

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US2005200302A1(MINEBEA KK)15 Sep.2005(15.09.2005)	1-3、6、7、13、19
A	Specification paragraphs 25-29, Fig 1, Fig 5, Fig 7B	4、5、8-12、14-18、20-25
A	US4136315A(WESTINGHOUSE AIR BRAKE CO)23 Jan.1979 (23.01.1979) The whole document	1-25
A	US4888821A(HONEYWELL INC)19 Dec.1989(19.12.1989)The whole document	1-25

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim (S) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&"document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
10 May.2007(10.05.2007)	**07 Jun. 2007 (07.06.2007)**
Name and mailing address of the ISA/CN The State Intellectual Property Office, the P.R.China 6 Xitucheng Rd., Jimen Bridge, Haidian District, Beijing, China 100088 Facsimile No. 86-10-62019451	Authorized officer QIJi Telephone No. (86-10)62085043

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (April 2007)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2007/000509

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
US2005200302A1	15 Sep.2005(15.09.2005)	EP1387489A1	4 Feb.2004(04.02.2004)
		JP2004064922A	26 Feb.2004(26.02.2004)
		US2004021492A1	05 Feb.2004(05.02.2004)
		US6917231B2	12 Jul.2005(12.07.2005)
		EP1387489B1	01 Mar.2006(01.03.2006)
		DE60303711E	27 Apr.2006(27.04.2006)
		JP3800415B2	26 Jul.2006(26.07.2006)
		DE60303711T2	23 Nov.2006(23.11.2006)
US4136315A	23 Jan.1979(23.01.1979)	CA1100616A	05 May.1981(05.05.1981)
US4888821A	19 Dec.1989(19.12.1989)	WO9006619A1	14 Jun.1990(14.06.1990)
		CA2005017A	9 Jun.1990(09.06.1990)
		JP4502399T	23 Apr.1992(23.04.1992)
		EP0447410B1	28 Apr.1993(28.04.1993)
		DE68906267E	3 Jun.1993(03.06.1993)

国际检索报告

国际申请号
PCT/CN2007/000509

A. 主题的分类

H02H 7/122（2006.01）i

按照国际专利分类表(IPC)或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类

B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)

IPC：H02H 7/122（2006.01）i

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

中文文献

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称，和使用的检索词（如使用）)WPI PAJ EPODOC CNKI CPRS 谐振 调制 振荡 电压 电阻 resonat+ resonan+ modulat+ resistor resistance capacitor capacitance PWM pulse width oscillat+

C. 相关文件

类 型*	引用文件，必要时，指明相关段落	相关的权利要求
X	US2005200302A1（MINEBEA KK）15.9 月 2005（15.09.2005）	1-3、6、7、13、19
A	说明书第 25-29 段，图 1、5、7B	4、5、8-12、14-18、20-25
A	US4136315A（WESTINGHOUSE AIR BRAKE CO）23.1 月 1979（23.01.1979） 全文	1-25
A	US4888821A（HONEYWELL INC）19.12 月 1989（19.12.1989）全文	1-25

☐ 其余文件在 C 栏的续页中列出。　　☒ 见同族专利附件。

* 引用文件的具体类型：

"A" 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件

"E" 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利

"L" 可能对优先权要求构成怀疑的文件，或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件

"O" 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件

"P" 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

"T" 在申请日或优先权日之后公布，与申请不相抵触，但为了理解发明之理论或原理的在后文件

"X" 特别相关的文件，单独考虑该文件，认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性

"Y" 特别相关的文件，当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时，要求保护的发明不具有创造性

"&" 同族专利的文件

国际检索实际完成的日期	国际检索报告邮寄日期
10.5 月 2007(10.05.2007)	**07.6 月 2007 (07.06.2007)**
中华人民共和国国家知识产权局(ISA/CN) 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路 6 号 100088 传真号： (86-10)62019451	受权官员 齐霁 电话号码：(86-10) **62085043**

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2007/000509

检索报告中引用的专利文件	公布日期	同族专利	公布日期
US2005200302A1	15.9 月 2005（15.09.2005）	EP1387489A1	4.2 月 2004（04.02.2004）
		JP2004064922A	26.2 月 2004（26.02.2004）
		US2004021492A1	5.2 月 2004（05.02.2004）
		US6917231B2	12.7 月 2005（12.07.2005）
		EP1387489B1	1.3 月 2006（01.03.2006）
		DE60303711E	27.4 月 2006（27.04.2006）
		JP3800415B2	26.7 月 2006（26.07.2006）
		DE60303711T2	23.11 月 2006（23.11.2006）
US4136315A	23.1 月 1979（23.01.1979）	CA1100616A	5.5 月 1981（05.05.1981）
US4888821A	19.12 月 1989（19.12.1989）	WO9006619A1	14.6 月 1990（14.06.1990）
		CA2005017A	9.6 月 1990（09.06.1990）
		JP4502399T	23.4 月 1992（23.04.1992）
		EP0447410B1	28.4 月 1993（28.04.1993）
		DE68906267E	3.6 月 1993（03.06.1993）