



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 104770059 B

(45)授权公告日 2017.03.29

(21)申请号 201380057454.6

(22)申请日 2013.10.30

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 104770059 A

(43)申请公布日 2015.07.08

(30)优先权数据
2012-239432 2012.10.30 JP

(85)PCT国际申请进入国家阶段日
2015.04.30

(86)PCT国际申请的申请数据
PCT/JP2013/079417 2013.10.30

(87)PCT国际申请的公布数据
W02014/069526 JA 2014.05.08

(73)专利权人 三井造船株式会社

地址 日本东京

(72)发明人 内田直喜

(74)专利代理机构 上海专利商标事务所有限公司 31100

代理人 胡秋瑾

(51)Int.Cl.
H05B 6/06(2006.01)
H05B 6/44(2006.01)

审查员 薛霏

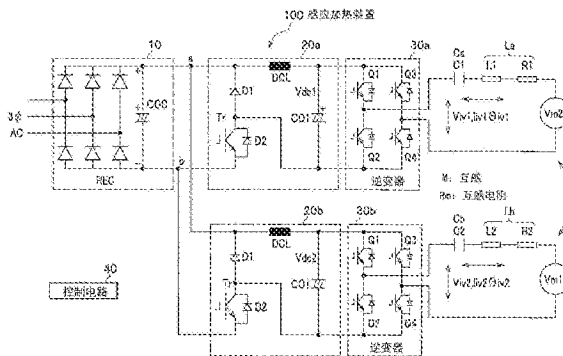
权利要求书1页 说明书11页 附图8页

(54)发明名称

感应加热装置、感应加热装置的控制方法及程序

(57)摘要

本发明提供一种感应加热装置、感应加热装置的控制方法及程序,其将互感环境下的谐振型逆变器的输出相位角控制在规定范围内。在具备多个谐振型逆变器(30a、30b)以向互感环境下的多个感应加热线圈(La、Lb)分别进行供电的感应加热装置(100)中,具备控制电路(40),该控制电路(40)使所述谐振型逆变器的驱动频率相同,并对所述驱动频率一并进行控制,以使得多个所述谐振型逆变器的输出相位角落在规定范围内。另外,对感应加热线圈中流过的线圈电流分别进行控制,以使得所述相位角落入规定范围内。



1. 一种感应加热装置,具备多个谐振型逆变器,以分别向互感环境下的多个感应加热线圈进行供电,所述感应加热装置的特征在于,

具备控制电路,该控制电路使所述谐振型逆变器的驱动频率相同,并对所述驱动频率一并进行控制,以使多个所述谐振型逆变器各自的输出电压与谐振电流的输出相位角在规定的范围内。

2. 一种感应加热装置,具备多个谐振型逆变器,以分别向互感环境下的多个感应加热线圈进行供电,所述感应加热装置的特征在于,

具有控制电路,该控制电路对所述谐振型逆变器的驱动频率一并进行控制,并且对所述感应加热线圈中流过的线圈电流分别进行控制,或者使所述驱动频率为一定,并且仅单独地对线圈电流进行控制,从而使多个所述谐振型逆变器各自的输出电压与谐振电流的输出相位角在规定的范围内。

3. 如权利要求2所述的感应加热装置,其特征在于,

所述控制电路使各个所述线圈电流的相位一致。

4. 一种感应加热装置的控制方法,该感应加热装置具备多个谐振型逆变器,以分别向互感环境下的多个感应加热线圈进行供电,该感应加热装置的控制方法的特征在于,

使驱动频率相同,并对所述谐振型逆变器的驱动频率一并进行控制,以使多个所述谐振型逆变器各自的输出电压与谐振电流的输出相位角在规定的范围内。

5. 一种感应加热装置的控制方法,该感应加热装置具备多个谐振型逆变器,以分别向互感环境下的多个感应加热线圈进行供电,该感应加热装置的控制方法的特征在于,

对所述谐振型逆变器的驱动频率一并进行控制,并且对所述感应加热线圈中流过的线圈电流分别进行控制,或者使所述驱动频率为一定,并且仅单独地对线圈电流进行控制,从而使多个所述谐振型逆变器各自的输出电压与谐振电流的输出相位角在规定的范围内。

感应加热装置、感应加热装置的控制方法及程序

技术领域

[0001] 本发明涉及使用了多个感应加热线圈的感应加热装置、感应加热装置的控制方法及程序。

背景技术

[0002] 对晶片进行热处理的半导体制造装置需要将因热应变等问题而导致的晶片表面温度差控制得尽可能小(例如在 $\pm 1^{\circ}\text{C}$ 以内)。还需要使温度快速地(例如 $100^{\circ}\text{C}/\text{秒}$)上升至所希望的高温(例如 1350°C)。为此,众所周知以下的感应加热装置,将感应加热线圈分隔成多个并将分割后的每一个感应加热线圈分别与高频电源(例如逆变器)连接,从而进行电力控制。然而,由于分割后的感应加热线圈相互靠近,所以变成为存在互感 M 而产生互感电压的状态。因此,各逆变器经由互感而变成并联运转的状态,当各逆变器的电流相位发生偏差时,逆变器彼此之间会发生电力的授受。即,由于各逆变器的电流相位偏差导致分割后的感应加热线圈之间的磁场产生相位差,因此相邻的感应加热线圈的边界附近的磁场会变弱,从而使感应加热电力所产生的发热密度下降。其结果是,被加热物(晶片等)的表面有可能产生温度不均。

[0003] 为此,发明人等提出了“区域控制感应加热(ZONE Controlled Induction Heating:ZCIH)”的技术,该技术即使在相邻的感应加热线圈之间产生了互感电压而存在互感的状况下,逆变器相互之间也不会有循环电流流过,并且在分割后的感应加热线圈的边界附近的发热密度也不会下降,能对感应加热电力进行适当的控制(例如参照专利文献1)。根据该ZCIH技术,各电源单元分别包括降压斩波器和电压型逆变器(以下简称为逆变器)。而且,被分割为多个供电区的各电源单元与分割后的各个感应加热线圈分别进行连接,从而进行供电。

[0004] 此时,通过各电源单元中的各逆变器的电流同步控制(即电流相位同步控制)、即各逆变器中流过的电流相位同步,使得多个逆变器之间不会流过循环电流。换言之,在多个逆变器之间不发生电力的授受,并且不会因流入逆变器的再生电力而产生过电压。另外,通过逆变器的电流同步控制,使分割后的各个感应加热线圈中流过的电流相位同步,由此,在各感应加热线圈的边界附近由感应加热电力所得到的发热密度不会急剧下降。此外,利用各降压斩波器来控制各个逆变器的输入电压,从而对各逆变器的电流振幅进行控制,并对提供给各感应加热线圈的感应加热电力进行控制。

[0005] 专利文献1中记载了如下技术:从高于谐振频率的频率开始进行频率扫描,选择首个到达谐振点的单元,并在与该谐振频率相同的开关频率下驱动所有逆变器电路。由此,专利文献1所记载的技术维持了所有逆变器电路的L性驱动。

[0006] 现有技术文献

[0007] 专利文献

[0008] 专利文献1:日本专利特开2011-14331号公报(权利要求1、[0061]段)

发明内容

[0009] 发明所要解决的技术问题

[0010] 专利文献1所记载的技术中,将谐振频率最高的逆变器设定为使输出矩形波电压的上升沿时刻与谐振电流的过零时刻的相位差达到最小的最小相位角,因此该特定的逆变器的功率因数较高。然而,并未考虑其他逆变器(区域)的功率因数,从而无法输出额定电力,也无法通过减小相位角来降低开关损耗。换言之,专利文献1所记载的技术并不能对所有区域进行最佳的控制。

[0011] 另外,专利文献1所记载的技术执行了频率扫描以实现单元共用以及避免不规则的负载变动(参照0007段)。

[0012] 因此,本发明是为了解决上述问题而完成的,其目的在于提供一种能对所有谐振型逆变器进行最佳控制的感应加热装置、感应加热装置的控制方法及程序。

[0013] 解决技术问题所采用的技术方案

[0014] 为了达到上述目的,本发明的感应加热装置具备多个谐振型逆变器,以分别向互感环境下的多个感应加热线圈进行供电,其特征在于,具备控制电路,该控制电路使所述谐振型逆变器的驱动频率相同,并对所述驱动频率一并进行控制,以使多个所述谐振型逆变器的输出相位角在规定范围内。

[0015] 控制直流电压,以使由所述感应加热线圈与电容器所构成的串联电路中流过的电流从负侧向正侧发生过零的过零时刻比向所述串联电路上施加的施加电压的上升沿时刻延迟,从而在谐振电流延迟相位模式下进行动作。另一方面,若将所有串联谐振电路设定为延迟相位模式,则功率因数会下降。另外,电压振幅小于规定值的小输出逆变装置虽然是在谐振电流提前相位模式下进行动作,但其输出较小,因此累积损耗和浪涌电压也较小,从而避免了晶体管的损坏。因此,控制电路使驱动频率变为相同,从而控制为所有串联谐振电路的相位差(输出相位角)在最佳相位角范围内。该最佳相位角范围是以下任意一个范围:(1)在能够确保ZVS的最小输出相位角 20° 以上;(2)在能够输出额定输出($P=V \cdot I \cdot \cos \theta$)的输出相位角 30° 以下;(3)在减小因串联谐振电路中流过的电流的无功功率分量即无功电流($I_{sw}=I_p \times \sin \theta$)所引起的开关损耗的输出相位角 30° 以下。在单独运转时,调整自谐振电路的自感L或电感C,从而在基准频率下进入上述最佳相位角范围。另外,输出相位角 20° 、 30° 的数值是一种例示。

[0016] 在具备多个谐振型逆变器以向互感环境下的多个感应加热线圈分别进行供电的感应加热装置中,也可以具备控制电路,该控制电路控制所述多个感应加热线圈中流过的线圈电流,以使得与所述谐振型逆变器相连接的谐振电路的阻抗的相位角与因互感而产生的互感电压的相位角大致相等。

[0017] 由此,能够使谐振型逆变器的输出相位相同而与驱动频率无关,因此能够实现最佳控制。

[0018] 发明效果

[0019] 根据本发明,能对所有谐振型逆变器进行最佳控制。

附图说明

- [0020] 图1是使用本发明的实施方式1所涉及的感应加热装置的半导体加热装置的简图。
- [0021] 图2是感应加热装置的2个谐振电路的等效电路图。
- [0022] 图3是本发明的实施方式1所涉及的感应加热装置连接了反向耦合电感器时的示意图。
- [0023] 图4A是表示施加在感应加热线圈上的电压波形和电流波形的状态1的图。
- [0024] 图4B是表示施加在感应加热线圈上的电压波形和电流波形的状态2的图。
- [0025] 图4C是表示施加在感应加热线圈上的电压波形和电流波形的状态3的图。
- [0026] 图4D是表示施加在感应加热线圈上的电压波形和电流波形的状态4的图。
- [0027] 图4E是表示对施加在感应加热线圈上的电压波形和电流波形的状态4进行应对的图。
- [0028] 图5是本发明的实施方式1的感应加热装置的电路图。
- [0029] 图6是相位角一定范围控制的波形图。
- [0030] 图7是参考例的电压型逆变器和电流型逆变器的等效电路图。

具体实施方式

[0031] 下面,参照附图,对本发明的实施方式(以下称为“本实施方式”)进行详细说明。各图中仅仅简要地示出到能够充分理解本发明的程度。但本发明并不限于图示的例子。各图中,对共用的构成要素和相同的构成要素,标注相同标号,并省略重复说明。

[0032] (实施方式1)

[0033] 图1是使用本发明的实施方式1所涉及的感应加热装置的半导体加热装置的简图。

[0034] 作为感应加热装置的RTA(Rapid Thermal Anneal:快速加热退火)装置(半导体加热装置)包括将多个感应加热线圈La、Lb埋设在凹部中的耐热板、设置在该耐热板表面的共用的发热体、以及多个(2个)作为逆变换装置的逆变器30(30a、30b),利用多个感应加热线圈La、Lb将发热体分割成2个区域进行加热。该RTA装置中的感应加热线圈La、Lb分别会产生高频磁通,该高频磁通会使例如碳石墨(以下简称为石墨)所形成的发热体中流过涡电流,该涡电流流过石墨的电阻成分而使发热体发热。该发热体的辐射热对被加热物即玻璃基板或晶片进行加热。半导体的热处理中的加热在减压气氛中或惰性气氛中(例如氮气氛中)进行。

[0035] 图1(b)是感应加热装置的结构图(2)。2个感应加热线圈La、Lb卷绕在共用的石墨上,感应加热线圈La的一端与电容器Ca的一端相连接,电容器Ca的另一端与感应加热线圈La的另一端连接至逆变器30a。感应加热线圈Lb的一端与电容器Cb的一端相连接,电容器Cb的另一端与感应加热线圈Lb的另一端连接至逆变器30b。电容器Ca具有电感C11,电容器Cb具有电感C22。另外,逆变器30a、30b作为使感应加热线圈La、Lb与谐振电容器Ca、Cb一起谐振的谐振型逆变器来发挥功能。

[0036] 这里,感应加热线圈La、Lb卷绕在共用的石墨上,因此通过互感M来进行耦合。图1(b)中,逆变器30a产生电压 V_{iv1} ,在电容器Ca和感应加热线圈La中流过电流 I_1 ,逆变器30b则产生电压 V_{iv2} ,并流过电流 I_2 。互感M表现出因感应加热线圈Lb中流过的电流 I_2 而在线圈La中感应出的无功分量感应电压。因感应加热线圈Lb中流过的电流 I_2 随时间变化而在感应加热线圈La中感应产生的无功分量互感电压等于因感应加热线圈La中流过的电流 I_1 随时

间变化而在感应加热线圈Lb中感应产生的无功分量互感电压。无功分量互感电压就是在线圈中感应出的互感电压的无功功率分量。

[0037] 图2是感应加热装置的2个谐振电路的等效电路图。

[0038] 感应加热线圈La、Lb具有自感L1、L2,并具有因石墨的涡电流而产生的等效电阻(等效电阻值R1、R2)。即,感应加热线圈La和电容器Ca所构成的串联电路可以用电容C1的电容器、自感L1的电感器、以及等效电阻值R1的电阻器所构成的串联谐振电路来表现。而且,该串联谐振电路被施加电压源Eiv1的电压Viv1与来自感应加热线圈Lb的互感电压Vm21的差分电压。电压源Eiv1产生相位角 Θ_{iv1} 的电压Viv1,并流过电流Iiv1。所述串联谐振电路产生相位角 Θ_{s1} 的电压降Vs1。

[0039] 另外,感应加热线圈Lb与电容器Cb所构成的串联电路可以用电容C2的电容器、自感L2的电感器、等效电阻值R2的电阻器所构成的串联谐振电路来表现。而且,该串联谐振电路被施加电压源Eiv2的电压Viv2与来自感应加热线圈La的互感电压Vm12的差分电压。电压源Eiv2产生相位角 Θ_{iv2} 的电压Viv2,并流过电流Iiv2。所述串联谐振电路产生相位角 Θ_{s2} 的电压降Vs2。

[0040] 另外,卷绕在共用的石墨上的2个感应加热线圈La、Lb通过互感M来进行耦合,但发明人认为其也存在互感电阻Rm。互感电阻Rm是表现出因感应加热线圈Lb中流过的电流Iiv2而在感应加热线圈La中感应出的有功分量感应电压的电阻。另外,因感应加热线圈Lb中流过的电流Iiv2而在感应加热线圈La中感应产生的有功分量互感电压等于因感应加热线圈La中流过的电流Iiv1而在感应加热线圈Lb中感应产生的有功分量互感电压。

[0041] 在对金属之类的低电阻材料进行加热的情况下,谐振锐度 $Q = \omega L/R$ ($\omega L1/R1$ 、 $\omega L2/R2$) 较高,

[0042] $\omega M \gg R_m$,

[0043] 因此可以忽略互感电阻Rm。但是,在对石墨之类的高电阻材料进行加热的情况下,谐振锐度 $Q = \omega L/R$ 较低,

[0044] $\omega M < R_m$,

[0045] 因此需要考虑互感电阻Rm。

[0046] 互感电压的相位角 Θ_m 为:

[0047] $\Theta_m = \tan^{-1}(\omega M/R_m)$,

[0048] 将该相位角 Θ_m 设为与自谐振电路的相位角 $\Theta_s = \tan^{-1}\{(\omega L-1/\omega C)/R_s\}$ 近似相同,即 $\Theta_m \doteq \Theta_s$ 。从而,即使是在没有进行选通脉冲控制的情况下,也能够得到:

[0049] $\Theta_{iv} \doteq \Theta_s \doteq \Theta_m$ 。

[0050] 金属中 $\omega M \gg R_m$,而石墨中还存在 $\omega M \doteq R_m$ 的情况。但只要线圈与石墨之间的间隙足够大,就能够实现 $\omega M \gg$ 。

[0051] 由于将 Θ_{iv} 设为20度~30度的高功率因数的角度,因此安装反向耦合电感器(-Mc) (图3)来降低整个电路的互感(M-Mc)。这种情况下,将电容器Cb设置在逆变器30b的另一个输出侧与感应加热线圈Lb之间。

[0052] 换言之,因感应加热线圈La中流过的电流Iiv1而在石墨中产生的涡电流会使感应加热线圈La的两端产生有功分量电压降,同时也会在感应加热线圈Lb中感应出有功分量的互感电压。由于感应加热线圈La中也会感应出无功分量互感电压,其结果是,作为互感电压

V_{m21} , 会同时感应出无功分量互感电压和有功分量互感电压。同样地, 作为互感电压 V_{m12} , 也会在感应加热线圈 L_b 中同时感应出无功分量互感电压和有功分量互感电压。

[0053] 此时, 下述的电路方程式成立。

[0054] 即, 串联谐振电路 (C_1 、 L_1 、 R_1) 的电压降 V_{s1} 为:

$$[0055] \quad V_{s1} = I_{iv1} \times \{R_1 + j\omega L_1 - j/(\omega C_1 \cdot s_1)\} = I_{iv1} \times |Z_{s1}| \times (\cos \Theta_{s1} + j\sin \Theta_{s1})$$

[0056] 感应加热线圈 L_a 中感应出的互感电压 V_{m21} 为:

$$[0057] \quad V_{m21} = I_{iv2} \times (R_m + j\omega M) = I_{iv2} \times |Z_{m21}| \times (\cos \Theta_{m21} + j\sin \Theta_{m21})。$$

[0058] 其中,

$$[0059] \quad |Z_{s1}| = [R_1^2 + \{\omega L_1 - 1/(\omega \cdot C_1)\}^2]^{-1/2}$$

$$[0060] \quad \Theta_{s1} = \tan^{-1} [\{\omega L_1 - 1/(\omega \cdot C_1)\} / R_1]$$

$$[0061] \quad |Z_{m21}| = \{R_m^2 + (\omega M)^2\}^{-1/2}$$

$$[0062] \quad \Theta_{m21} = \tan^{-1} \{\omega M / R_m\}。$$

[0063] 电压源 E_{iv1} 的电压 V_{iv1} 为:

$$[0064] \quad V_{iv1} = |V_{s1}| (\cos \Theta_{s1} + j\sin \Theta_{s1}) + |V_{m21}| (\cos \Theta_{m21} + j\sin \Theta_{m21})。$$

[0065] 其中,

$$[0066] \quad |V_{s1}| = I_{iv1} \times |Z_{s1}|$$

$$[0067] \quad |V_{m21}| = I_{iv2} \times |Z_{m21}|。$$

[0068] 由上述电路方程式可知, 会从逆变器 E_{iv1} 观察到下述4个状态发生, 并示出其控制应对方法。

[0069] 图4A~图4D是表示施加在感应加热线圈上的电压波形和电流波形的状态1~状态4的图, 图4E是表示对施加在感应加热线圈上的电压波形和电流波形的状态4进行应对的图。各图中, 电压源 E_{iv1} 、 E_{iv2} 的电压 V_{iv1} 、 V_{iv2} 都是占空比为1/2的矩形波电压, 2个感应加热线圈 L_a 、 L_b 中流过的线圈电流 I_{iv1} 、 I_{iv2} 的相位一致, 且电流是同步的。即, 电压 V_{iv1} 、 V_{iv2} 、以及线圈电流 I_{iv1} 、 I_{iv2} 的频率 (驱动频率) 是相等的。实线表示矩形波电压 V_{iv1} 和线圈电流 I_{iv1} , 虚线表示矩形波电压 V_{iv2} 和线圈电流 I_{iv2} 。

[0070] 原则上, 为了确保ZVS (Zero Volt Switching: 零电压开关), 电流相位要比电压相位延迟, 图4B和图4D的 I_{iv1} 的相位延迟为绝对值较小的负值 (尤其是进行开关时的电流 $I_{sw} = I_p \times \sin \Theta$ 会贡献给损耗)。

[0071] 设置反向耦合电感器 (反向耦合电感 $-M_c$) (图3), 使整个电路的互感 ($M - M_c$) 满足 $\Theta_m = \tan^{-1} (\omega M / R_m) = 20$ 度~ 30 度。因此,

$$[0072] \quad \omega M / R_m = 0.36 \sim 0.58。$$

[0073] 无论是金属还是石墨都一样。

[0074] (状态1)

[0075] 当 I_{iv1} 较大、 I_{iv2} 较小、互感 M 较大时,

[0076] 如图4A所示, 由于 I_{iv2} 的值小于 I_{iv1} 的值, 因此互感电压 V_{m21} 变小。因而, 在因感应加热线圈 L_a 变高温而使自感 L_1 下降时, 相位角 Θ_{iv1} 变小。

[0077] 对于这种状态, 控制电路40 (图5) 通过提升逆变器30a、30b的驱动频率以增大相位角 Θ_{iv1} 来进行应对。

[0078] (状态2)

[0079] 当 I_{iv1} 较大、 I_{iv2} 较小、互感 M 较小时，

[0080] (a) 如图4B所示，由于 I_{iv2} 的值小于 I_{iv1} 的值，因此互感电压 V_{m21} 的值变小。因而，在因高温而使自感 $L1$ 下降时，相位角 Θ_{iv1} 变为负值。

[0081] 对于这种状态，控制电路40(图5)通过提升逆变器30a、30b的驱动频率以增大相位角 Θ_{iv1} 来进行应对。

[0082] (b) E_{iv2} (参照图2)侧的相位角 Θ_{iv2} 变小。为了确保ZVS，提升逆变器30a、30b的驱动频率，此时，相位角 Θ_{iv1} 变大。

[0083] 这种情况下，为了应对开关损耗，控制电路40(图5)在电流为规定值以上(例如50%以上)时，降低逆变器30a、30b的驱动频率以减小相位角 Θ_{iv1} 。但如果其他区域(区2)有驱动频率提升指令，则优先进行频率提升。

[0084] (状态3)

[0085] 当 I_{iv1} 较小、 I_{iv2} 较大、互感 M 较大时，

[0086] 如图4C所示，由于 I_{iv2} 的值大于 I_{iv1} 的值且互感 M 较大，因此互感电压 V_{m21} 变大。另一方面，由于 I_{iv1} 较小，因此串联谐振电路的电压降 V_{s1} 变小。其结果是 $\Theta_{iv1} \approx \Theta_{m21}$ 。在 Θ_{m21} 较大的情况下， Θ_{iv} 也变大。

[0087] 此时，在电流为规定值以上(例如50%以上)的情况下，为了应对开关损耗，控制电路40(图5)降低逆变器30a、30b的驱动频率以减小相位角 Θ_{iv1} 。但如果其他区域(区2)有驱动频率提升指令，则优先进行频率提升。

[0088] (状态4)

[0089] 当 I_{iv1} 较小、 I_{iv2} 较大、互感 M 较小时，

[0090] 如图4D所示，由于 I_{iv2} 的值大于 I_{iv1} 的值，因此互感电阻 R_m 的影响要大于互感 M 的影响，互感电压 V_{m21} 变大。另一方面，由于 I_{iv1} 较小，因此串联谐振电路的电压降 V_{s1} 变小。其结果是 $\Theta_{iv1} \approx \Theta_{m21}$ 。因此，在互感电阻 R_m 较大且 Θ_{m21} 变小的情况下， Θ_{iv1} 变小。

[0091] 这种情况下，为了确保ZVS，控制电路40(图5)在电流小于规定值(小于15%)时，仅增加电流值，在电流 I_{iv1} 为规定值以上(15%以上)时，仅提升逆变器30a、30b的驱动频率。

[0092] 即，如图4E所示，控制电路40(图5)增大矩形波电压 V_{iv1} ，增大电流值(I_{iv1})，从而使 Θ_{iv1} 变大为正值。

[0093] 为了得到最佳的相位角范围，对任一区的相位角 Θ_{iv1} 、 Θ_{iv2} 、线圈电流 I_{iv1} 、 I_{iv2} 进行如下控制：

[0094] (A) 在相位角小于 20° 且线圈电流小于15%时，例如(状态4)，增大线圈电流 I_{iv} 。

[0095] (B) 在相位角小于 20° 且线圈电流为15%以上时，为了确保ZVS，提升驱动频率。即，在相位角 Θ_{iv1} 、 Θ_{iv2} 小于第1规定值(20°)且线圈电流 I_{iv1} 、 I_{iv2} 的振幅为第2规定值(15%)以上的情况下，提升所有谐振型逆变器的驱动频率。

[0096] (C) 在相位角为 20° 以上且小于 30° 时，

[0097] 此条件为通常状态，但随着温度的上升，自感 $L1$ 、 $L2$ 变小，相位角 Θ_{iv1} 、 Θ_{iv2} 变小时(例如(状态1))，将会转移到所述(A)(B)。

[0098] (D) 在相位角为 30° 以上且线圈电流为50%以上时(例如(状态2)(状态3))，为了减小开关损耗，降低所有谐振型逆变器的驱动频率，使相位角小于 30° 。该 30° 的值是能够输出额定输出($P=VI \times \cos \Theta$)的相位角。即，在输出相位角为大于第1规定值(20°)的第3规定值

(30°)以上且线圈电流的振幅为大于第2规定值(15%)的第4规定值(50%)以上的情况下,降低所有谐振型逆变器的驱动频率。

[0099] (E)在相位角为30°以上且电流小于50%时,

[0100] 只要适当地选择功率半导体元件,就能实现连续运转。

[0101] 以上,对改变频率以使相位角范围为一定的控制(相位角范围一定控制)进行了说明,但也可以通过限制最小相位角来进行使频率为一定的控制(频率一定控制)。

[0102] 下面,对频率一定控制和相位角范围一定控制都能使用的相位角限制器进行说明。

[0103] (1)最小相位角限制器18°

[0104] (a)在相位角 θ_{iv1} 、 θ_{iv2} 小于18°且线圈电流 I_{iv1} 、 I_{iv2} 小于15%的情况下,增大电流 I_{iv1} 、 I_{iv2} (最大为15%)。

[0105] (b)在相位角 θ_{iv1} 、 θ_{iv2} 小于18°且线圈电流 I_{iv1} 、 I_{iv2} 为15%以上的情况下,仅提升驱动频率。

[0106] (2)最大相位角限制器45°

[0107] (a)在相位角 θ_{iv1} 、 θ_{iv2} 为45°以上且线圈电流 I_{iv1} 、 I_{iv2} 为50%以上的情况下,降低驱动频率。但使相位角小于18°且线圈电流为15%以上时的频率上升,在相位角为45°以上时,提升驱动频率。

[0108] (3)异常区域(任一区按以下方式停止驱动)

[0109] (a)若 I_{iv} 达到规定值以上且相位角在14°以下,则瞬时全部停止,

[0110] (b)若线圈电流 I_{iv1} 、 I_{iv2} 为50%以上且相位角 θ_{iv1} 、 θ_{iv2} 为45°以上,则经过15秒后全部停止,

[0111] (c)若线圈电流 I_{iv1} 、 I_{iv2} 为75%以上且相位角 θ_{iv1} 、 θ_{iv2} 为75°以上,则经过5秒后全部停止。

[0112] 参照图5和图2来说明本发明的实施方式1的感应加热装置的结构。

[0113] 图5中,感应加热装置100包括:整流·平滑电路10,降压斩波器20a、20b,多个逆变装置(逆变器)30a、30b,由电容器 C_a 、 C_b (电容 C_1 、 C_2)、感应加热线圈 L_a 、 L_b (自感 L_1 、 L_2 ,等效电阻值 R_1 、 R_2 的电阻器)所构成的串联电路,以及控制电路40,各个感应加热线圈 L_a 、 L_b 产生高频磁通,从而在共用的发热体(例如石墨)(图2)中产生涡电流,使该发热体发热。即,各个逆变装置30a、30b作为使感应加热线圈 L_a 、 L_b 与谐振电容器 C_a 、 C_b 一起谐振的谐振型逆变器而发挥功能。

[0114] 另外,感应加热装置100控制所有感应加热线圈 L_a 、 L_b 的电流相位和驱动频率使其一致,从而减小由相邻的感应加热线圈所产生的互感电压 V_{m21} 、 V_{m12} 的影响。即,感应加热装置100控制2个感应加热线圈 L_a 、 L_b 中流过的线圈电流的相位使其一致,从而所产生的磁场不会产生相位差,因此,相邻的感应加热线圈的边界附近的磁场不会变弱,由感应加热电力所产生的发热密度不会下降。其结果是,被加热物体的表面不会出现温度不均。另外,感应加热装置100的逆变装置30a、30b之间不会流过循环电流。

[0115] 此外,为了降低开关损耗,提高逆变装置30a、30b的驱动频率,使其高于由感应加热线圈 L_a 、 L_b 的自感 L_1 、 L_2 和与之串联连接的电容器 C_a 的电容 C_1 、 C_2 所产生的谐振频率,并在谐振电流相位延迟模式下进行驱动。

[0116] 感应加热装置100包括:与商用电源AC (3 ϕ)相连接的整流·平流电路10,与整流·平流电路10相连接的2个降压斩波器20a、20b,与降压斩波器20a、20b分别连接的逆变换装置30a、30b,与逆变换装置30a、30b分别连接的串联谐振电路La、Ca、Lb、Cb,以及控制逆变换装置30a、30b的控制电路40。

[0117] 整流·平滑电路10具备与商用电源AC相连接的三相整流电路REC、以及与三相整流电路REC的输出端+、-相连接的电解电容器C00,其将三相交流电压转换为直流电压。降压斩波器20a、20b是具备晶体管Tr、二极管D1、D2、线圈DCL和电解电容器C01的DC/DC转换器,其将整流电路10的输出端a、b的直流电压V_{max}降压为任意的直流电压V_{dc}。降压斩波器20a、20b的输入端a与二极管D1的阴极及线圈DCL的一端相连接,二极管D1的阳极与晶体管Tr的集电极及电容器C01的负极相连接,晶体管Tr的发射极与输入端b相连接,线圈DCL的另一端与电容器C01的正极相连接。晶体管Tr的集电极与发射极之间连接有换向二极管D2。

[0118] 降压斩波器20a、20b在晶体管Tr导通时,将电容器C00的直流电压与电容器C01的直流电压的差分电压施加到线圈DCL上。另一方面,在晶体管Tr截止时,蓄积在线圈DCL中的电磁能通过二极管D1换向,使电容器C01的直流电压与线圈DCL达到同一电位差。此时,流过线圈DCL的电流是连续的,晶体管Tr导通的时间线性增加。而且,流过线圈DCL的电流使晶体管Tr截止的时间线性减少。因此,电容器C00与电容器C01的差分电压收敛为取决于直流电压V_{max}与占空比所确定的值。降压斩波器20a、20b的占空比互不相同,电容器C01两端的直流电压V_{dc}也不同。

[0119] 逆变换装置30a、30b是如下的驱动电路:各自具备对电容器C01两端的直流电压V_{dc} (V_{dc1}、V_{dc2})进行开关的多个晶体管Q1、Q2、Q3、Q4,根据直流电压V_{dc}生成将驱动频率控制成相同且将线圈电流控制成同相位的占空比为1/2的矩形波电压(高频电压),并向由电容器和感应加热线圈所构成的串联电路进行供电。晶体管Q1、Q2、Q3、Q4的各桥臂上具备反向并联连接的换向二极管。晶体管Tr、Q1、Q2、Q3、Q4使用例如IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor:绝缘栅双极型晶体管)。

[0120] 这里,电容器Ca、Cb与感应加热线圈La、Lb谐振,当电容为C1、C2,自感为L1、L2时,若逆变器的驱动频率f与谐振频率 $1/(2\pi\sqrt{(L1\cdot C1)})$ 、 $1/(2\pi\sqrt{(L2\cdot C2)})$ 基本一致,则流过正弦波电流(线圈电流),该正弦波电流的值是其基波电压V1、V2除以由自感L1、L2和等效电阻值R1、R2得到的串联电感后的值。

[0121] 图6是表示逆变换装置的输出电压波形和线圈电流波形的图。

[0122] 逆变换装置30a、30b的输出电压V_{iv1}、V_{iv2}是晶体管Q1的发射极与晶体管Q2的集电极的连接点和晶体管Q3的发射极与晶体管Q4的集电极的连接点之间的电位差。另外,线圈电流I_{iv1}、I_{iv2}是感应加热线圈La、Lb及电容器Ca、Cb中流过的电流。

[0123] 输出电压V_{iv1}、V_{iv2}是占空比1/2的矩形波电压,其频率一致,但振幅因降压斩波器20a、20b而互不相同。线圈电流I_{iv1}、I_{iv2}是正弦波电流,其频率和相位一致。

[0124] 自感L1、L2和等效电阻值R1、R2是感应负载,因此正弦波电流要比基波电压延迟相位角 θ_{iv1} 、 θ_{iv2} 。另外,基波电压的频率越高,相位延迟就越大,而高次谐波电流由于不会变成谐振状态,因此基本不会流过高次谐波电流。

[0125] 另外,由于不会流过高次谐波电流,因此,畸变波电压电流的有功功率P_{eff}可用基

波电压 V_1 、基波电流 I_1 、基波电压 V_1 与基波电流 I_1 的相位角 Θ_1 ，按下式来表示：

$$[0126] \quad P_{eff} = V_1 \cdot I_1 \cdot \cos \Theta_1$$

[0127] 因此，在用畸变波电压即矩形波电压来驱动LCR串联谐振电路时的有功功率 P_{eff} 可用基波的有功功率来表示。

[0128] 控制电路40是生成降压斩波器20a、20b的晶体管 T_r 和逆变换装置30a、30b的晶体管 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 的选通信号的电路，通过对该选通信号分别进行控制（即，对直流电压 V_{dc1} 、 V_{dc2} 、矩形波电压相位分别进行控制），改变驱动频率或对线圈电流分别进行控制，从而将输出的相位角 Θ_{iv1} 、 Θ_{iv2} 控制在所述最佳相位角范围内。控制电路40由作为控制部的CPU（Central Processing Unit：中央处理器）构成，通过CPU执行程序来实现功能。另外，控制电路40还能测定降压斩波器20a、20b的直流电压 V_{dc} （ V_{dc1} 、 V_{dc2} ）、逆变换装置30a、30b的输出电流 I_{iv1} 、 I_{iv2} 的大小，并能测定相位角 Θ_{iv1} 、 Θ_{iv2} 来作为输出相位角。

[0129] （参考例）

[0130] 在上述实施方式中，对晶体管 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 、 Q_4 的选通脉冲的位置进行控制，使线圈电流的相位一致，但通过使一个区的感应加热线圈 L_a 上因另一区的感应加热线圈 L_b 而产生的互感电压的相位与由感应加热线圈 L_a 、电容器 C_a 和等效电阻所构成的谐振电路的相位一致，也能够使线圈电流的相位一致。

[0131] 图7是参考例的电压型逆变器和电流型逆变器的等效电路图，图7(a)是一个逆变器侧的等效电路图，图7(b)是另一个逆变器侧的等效电路图，图7(c)是电流型逆变器的等效电路图。

[0132] 在图7(a)的等效电路图中，电容器 C_a 的阻抗用 $-jX_{c1}$ 表示，感应加热线圈 L_a 的阻抗用 jX_{l1} 表示，等效电阻用电阻值 R_1 来表示。与逆变器 E_{iv1} 相连接的谐振电路的阻抗 Z_1 的无功分量为 $(-jX_{c1}+jX_{l1})$ ，有功分量为 R_1 。该阻抗 Z_1 可以用 $j(|Z_1| \cdot \sin \Theta_{iv1}) + |Z_1| \cdot \cos \Theta_{iv1}$ 来表示。其中，

$$[0133] \quad |Z_1| = \{(X_{l1}-X_{c1})^2 + R_1^2\}^{0.5}$$

[0134] 在将感应加热线圈 L_b 中流过的电流设为 I_{iv2} ，且互感电抗 $X_m = \omega M$ 时，感应加热线圈 L_a 中感应产生的互感电压 V_{m21} 为：

$$[0135] \quad V_{m21} = I_{iv2} \cdot (jX_m + R_m) = I_{iv2} \cdot (j\omega M + R_m)$$

$$[0136] \quad = I_{iv2} \cdot |Z_m| \cdot (\cos \Theta_m + j \sin \Theta_m)$$

$$[0137] \quad \text{其中，} |Z_m| = (R_m^2 + X_m^2)^{0.5}。$$

[0138] 在图7(b)的等效电路图中，电容器 C_b 的阻抗用 $-jX_{c2}$ 表示，感应加热线圈 L_b 的阻抗用 jX_{l2} 表示，等效电阻用电阻值 R_2 来表示。与逆变器 E_{iv2} 相连接的谐振电路的阻抗 Z_2 的无功分量为 $(-jX_{c2}+jX_{l2})$ ，有功分量为 R_2 。该阻抗 Z_2 可以用 $j(|Z_2| \cdot \sin \Theta_{iv2}) + |Z_2| \cdot \cos \Theta_{iv2}$ 来表达。其中，

$$[0139] \quad |Z_2| = \{(X_{l2}-X_{c2})^2 + R_2^2\}^{0.5}$$

[0140] 在将感应加热线圈 L_a 中流过的电流设为 I_{iv1} ，且互感电抗 $X_m = \omega M$ 时，感应加热线圈 L_b 中感应出的互感电压 V_{m12} 为：

$$[0141] \quad V_{m12} = I_{iv1} \cdot (jX_m + R_m) = I_{iv1} \cdot (j\omega M + R_m)$$

$$[0142] \quad = I_{iv1} \cdot |Z_m| \cdot (\cos \Theta_m + j \sin \Theta_m)$$

$$[0143] \quad \text{其中，} |Z_m| = (R_m^2 + X_m^2)^{0.5}。$$

[0144] 图7 (a) (b) 中,若控制 $\Theta_{iv1} = \Theta_m = \Theta_{iv2}$,则即使感应加热线圈La、Lb的电抗X11、X12或自感L1、L2互不相同,线圈电流Iiv1、Iiv2的相位也是一致的。

[0145] 图7 (c) 是电流型逆变器的等效电路图。

[0146] 流过电流Iiv1的电流源的两端与阻抗 $-jXc1$ 的电容器相连接,并联连接的一端与阻抗 $(jX11+R1)$ 和产生互感电压Vm21的电压源的一端相连接,并联连接的另一端与电压源的另一端相连接。另外, $Vm21 = Iiv2 \times Zm (\cos \Theta_m + j \sin \Theta_m)$ 。

[0147] 此时,电容器和感应加热线圈的阻抗 $(jX11-jXc1)$ 用 $j(|Z1| \cdot \sin \Theta_{iv1})$ 来表达,等效电阻R1的阻抗用 $|Z1| \cdot \cos \Theta_{iv1}$ 来表达。

[0148] 电压源的电流Iiv1与电压Viv1的相位相位角(电源相位) Θ_{iv1} 等于负载相位 Θ_m 。

[0149] (变形例)

[0150] 本发明并不限于上述实施方式,例如可以进行如下各种变更。

[0151] (1) 所述实施方式使用了IGBT来作为逆变换装置的开关原件,也可以使用FET(Field Effect Transistor:场效应晶体管)或双极晶体管等晶体管。

[0152] (2) 所述实施方式使用降低直流电压的电压的降压斩波器20a、20b来向逆变换装置提供直流电力,但也可以使用顺变换装置来由商用电源产生直流电压。商用电源不仅可以使使用三相电源,也可以使用单相电源。

[0153] (3) 所述实施方式向所有对应于感应加热线圈La、Lb的逆变器装置30a、30b提供相同的直流电压Vdc的电力,但也可以追加需要最大加热量的感应加热线圈和对应于该感应加热线圈的逆变换装置,向所追加的逆变换装置提供直流电压Vmax的电力,向逆变器装置30a、30b提供直流电压Vdc的电力。

[0154] (4) 所述实施方式的感应加热装置100使用2各感应加热线圈La、Lb和2个2个降压斩波器20a、20b、逆变换装置30a、30b,但也可以使用更多的感应加热线圈、降压斩波器和逆变换装置。

[0155] 标号说明

[0156] 10 整流·平滑电路

[0157] 20、20a、20b 降压斩波器(DC/DC转换器)

[0158] 30、30a、30b 逆变换装置(谐振型逆变器)

[0159] 40 控制电路

[0160] 100 感应加热装置

[0161] La、Lb 感应加热线圈

[0162] Ca、Cb 谐振电容器

[0163] C1、C2 电容

[0164] L1、L2 自感

[0165] R1、R2 等效电阻

[0166] E1、E2 电压源

[0167] M 互感

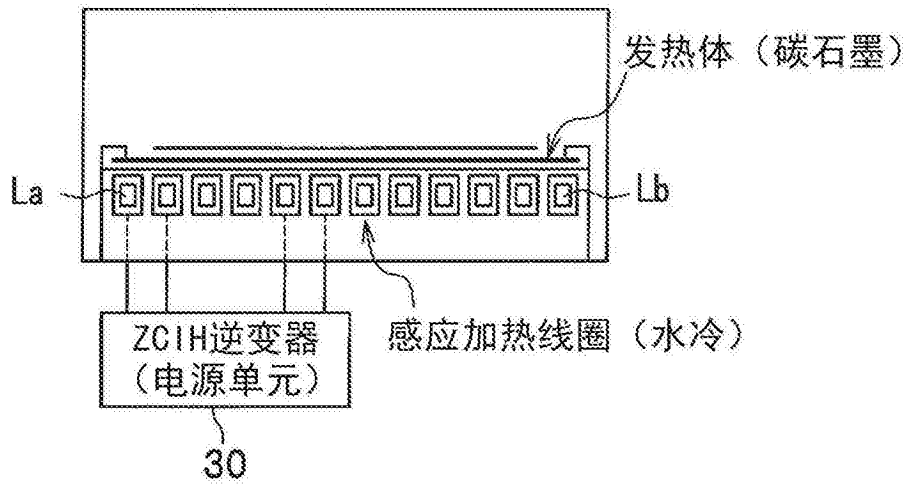
[0168] $-Mc$ 反向耦合电感器

[0169] Rm 互感电阻

[0170] C00、C01 电解电容器

- [0171] Tr、Q1、Q2、Q3、Q4 IGBT (开关元件)
- [0172] D1、D2、D3、D4、D5、D6 换向二极管
- [0173] DCL 扼流圈
- [0174] Vdc1、Vdc2 直流电压
- [0175] Vm21、Vm12 互感电压

(a)



(b)

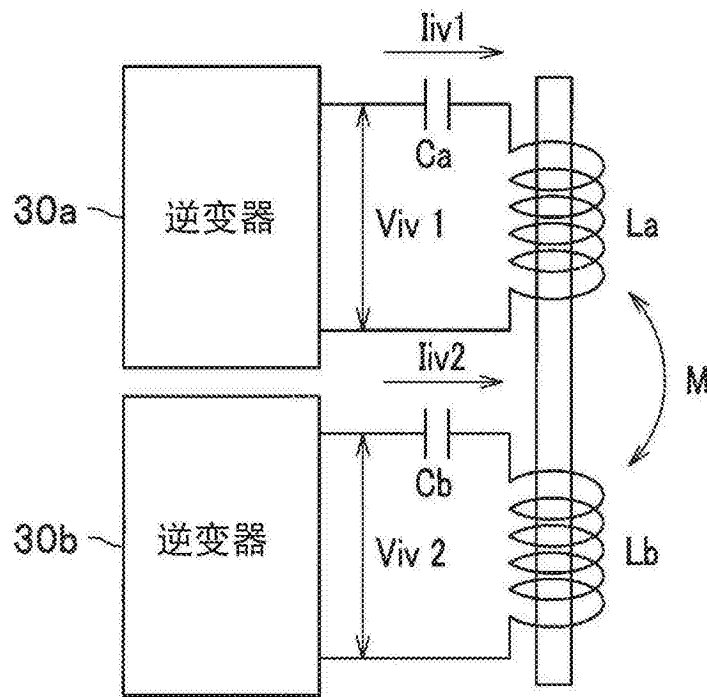


图1

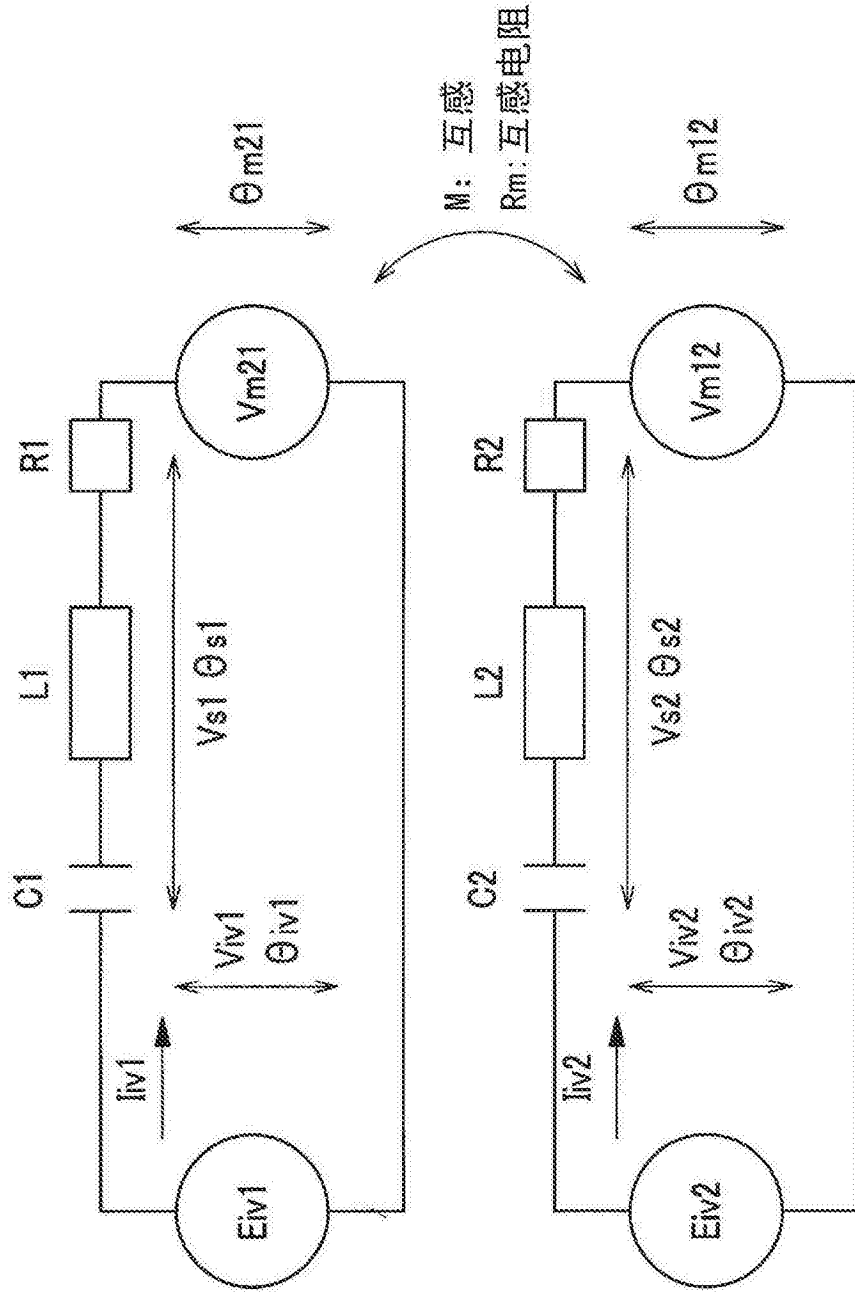


图2

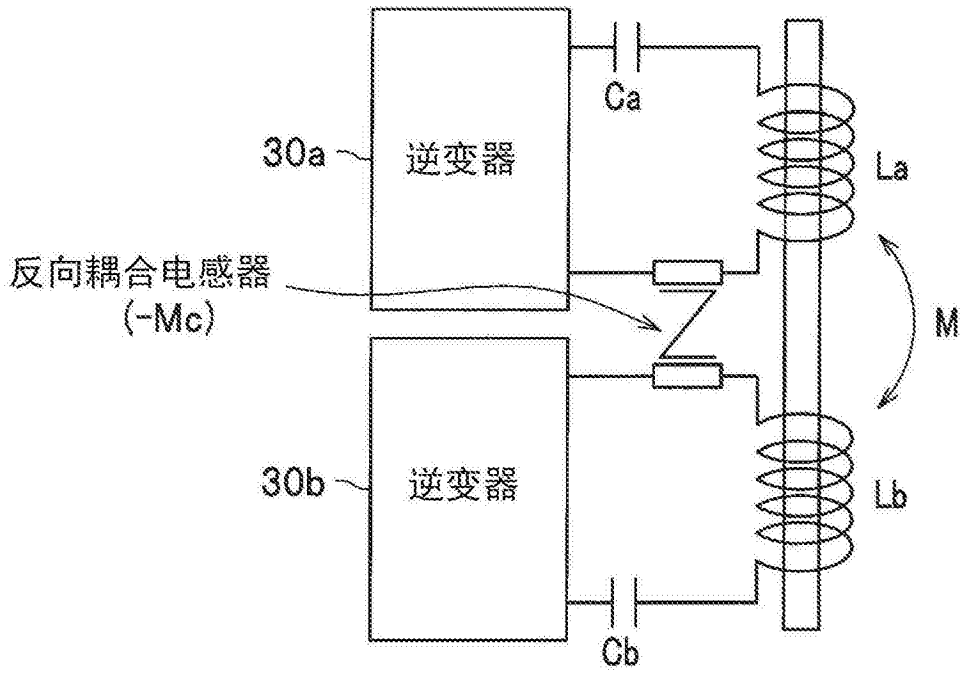


图3

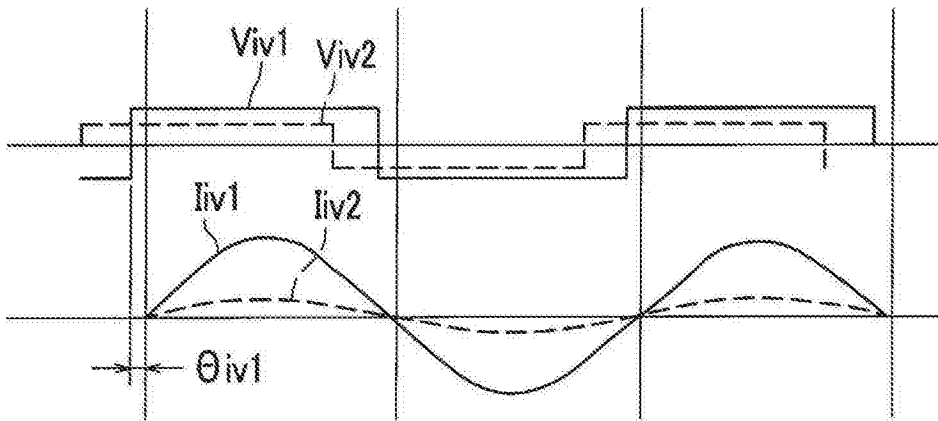


图4A

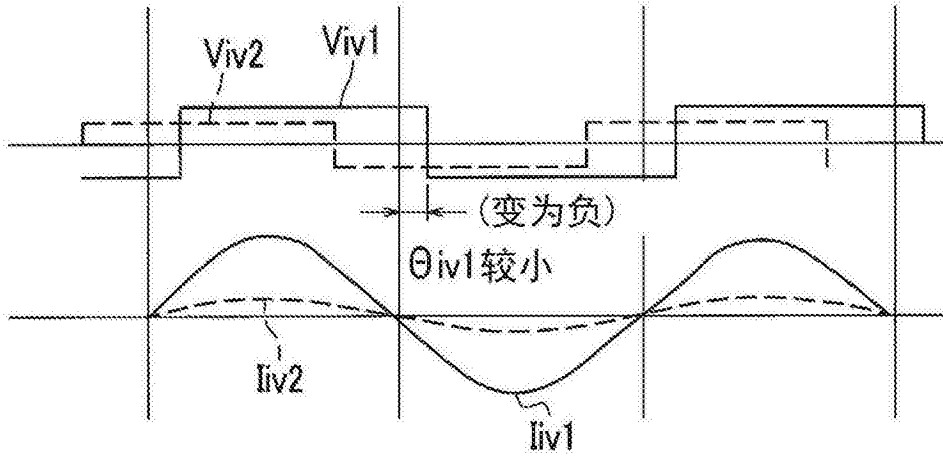


图4B

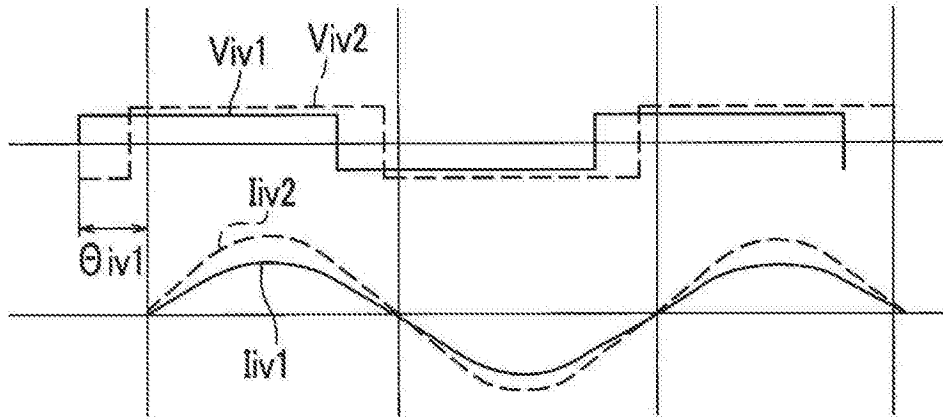


图4C

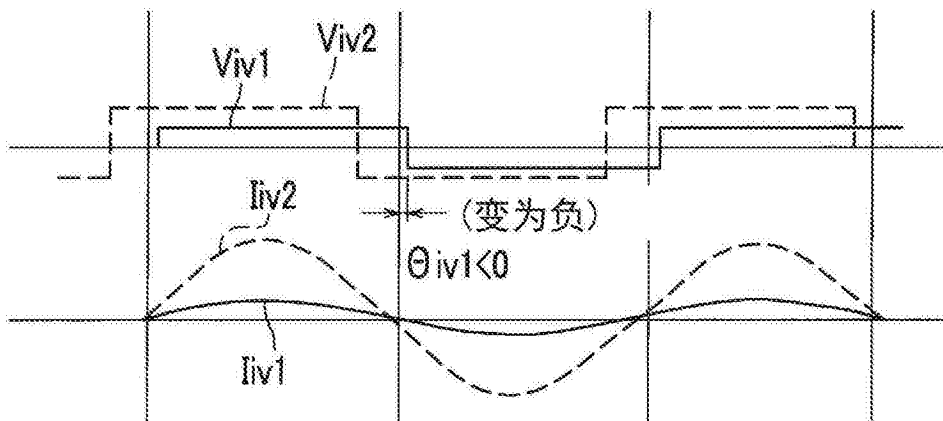


图4D

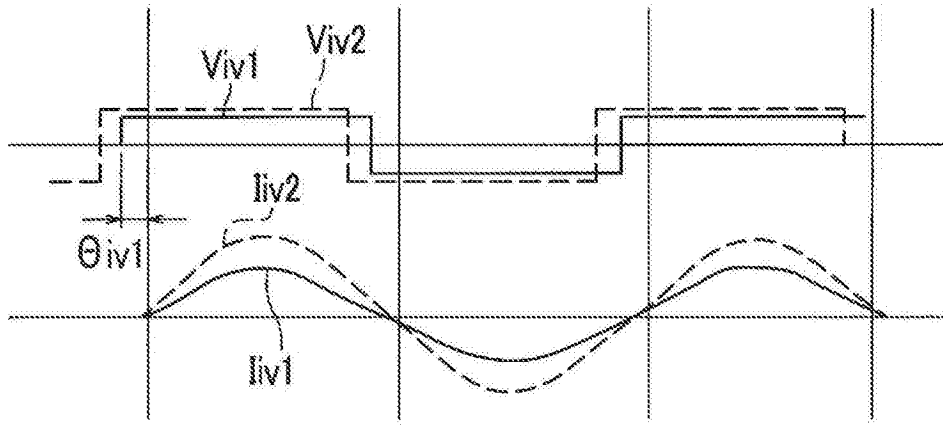


图4E

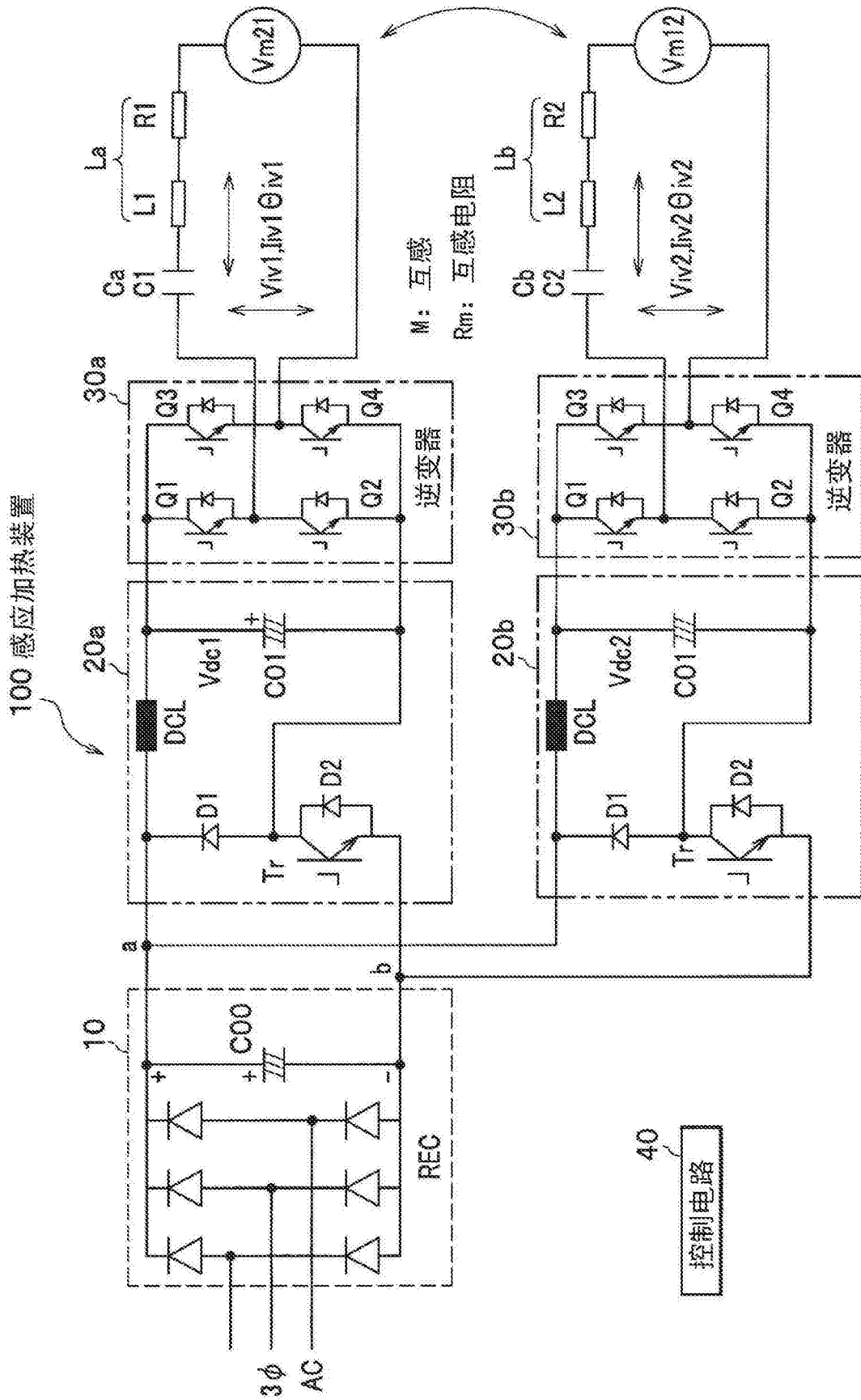


图5

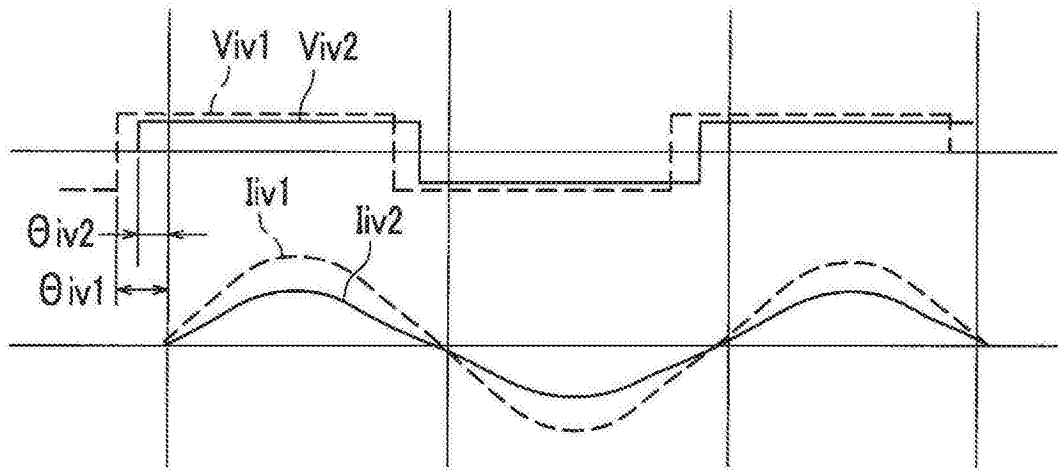


图6

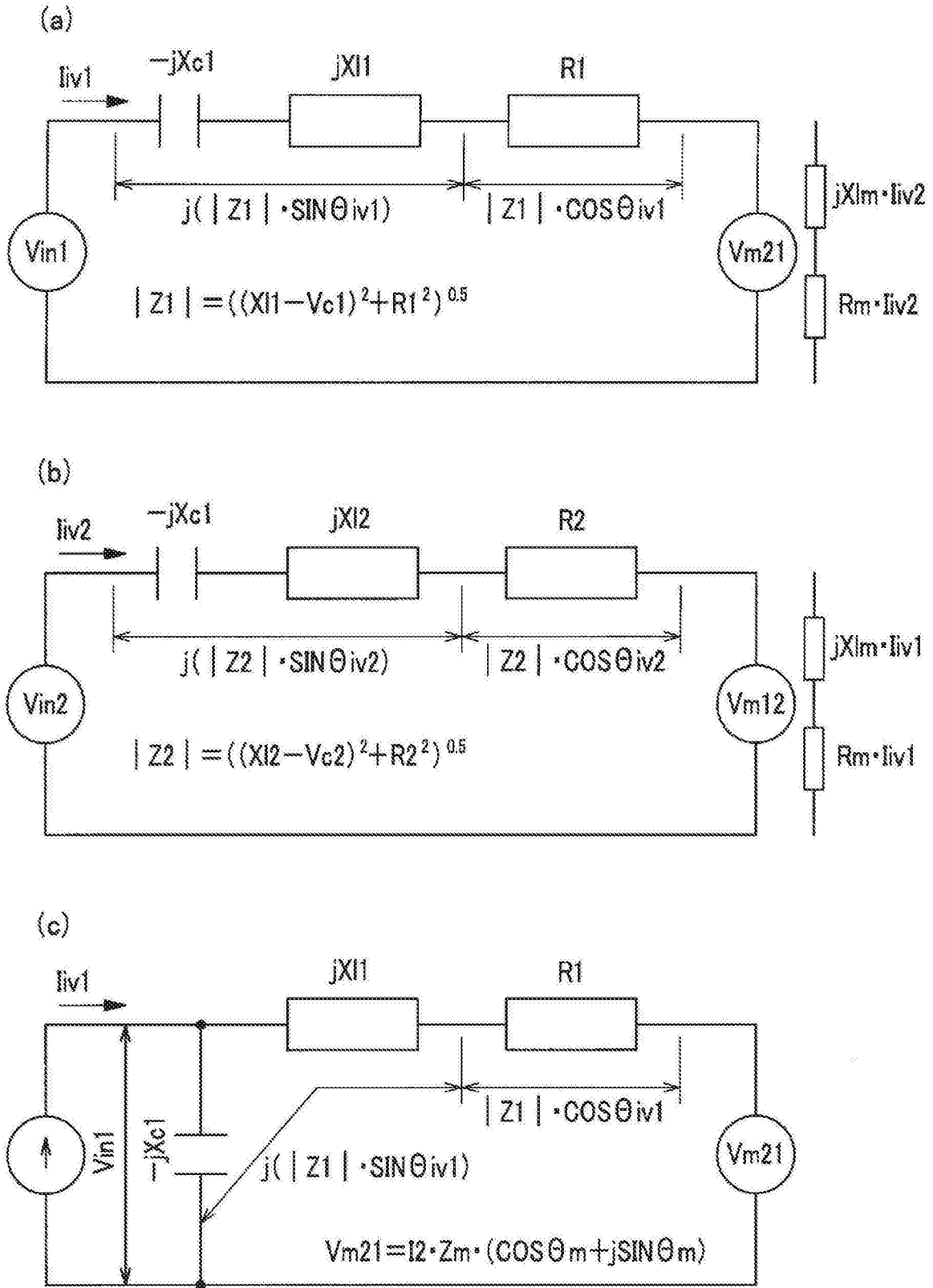


图7