



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 105979890 A

(43)申请公布日 2016.09.28

(21)申请号 201480075552.7

(22)申请日 2014.12.08

(30)优先权数据

1322211.2 2013.12.16 GB

(85)PCT国际申请进入国家阶段日

2016.08.15

(86)PCT国际申请的申请数据

PCT/US2014/069038 2014.12.08

(87)PCT国际申请的公布数据

W02015/094748 EN 2015.06.25

(71)申请人 伊西康内外科有限责任公司

地址 美国波多黎各瓜伊纳沃

(72)发明人 A·E·格林 P·C·罗伯茨

M·D·图克威尔 P·R·博罕姆

(74)专利代理机构 北京市金杜律师事务所

11256

代理人 易咏梅

(51)Int.Cl.

A61B 17/32(2006.01)

A61B 17/00(2006.01)

A61B 18/00(2006.01)

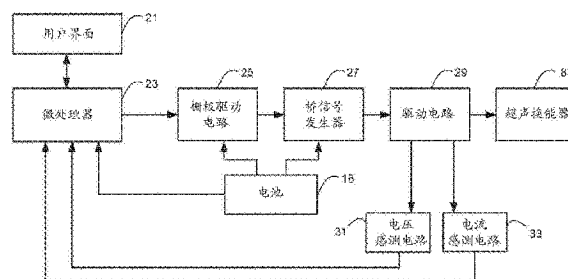
权利要求书3页 说明书12页 附图8页

(54)发明名称

医疗装置

(57)摘要

本发明描述了一种医疗装置,该医疗装置具有柄部、联接至柄部的轴、联接至轴的端部执行器和联接至端部执行器以向待治疗的组织或脉管传送超声能量的超声换能器。提供用于生成施加到超声换能器的驱动信号的驱动电路。在一个实施方案中,所述驱动电路包括谐振电路和控制器,所述控制器改变被传递穿过所述谐振电路的所述驱动信号的周期,以便控制供应至所述超声换能器的功率。



1. 一种医疗装置,包括:
输入端,所述输入端用于接收用于控制所述医疗装置的输入信号;
端部执行器;
超声换能器,所述超声换能器联接至所述端部执行器;
驱动电路,所述驱动电路联接至所述输入端并且能够操作以生成周期性驱动信号并将所述驱动信号提供至所述超声换能器;
其中所述超声换能器具有谐振特性,并且其中所述驱动电路包括与所述超声换能器的所述谐振特性匹配的谐振电路。
2. 根据权利要求1所述的装置,包括第一控制器,所述第一控制器用于根据施加到所述换能器的感测负载电压和感测负载电流来改变所述驱动信号的周期。
3. 根据权利要求2所述的装置,其中所述第一控制器被布置成根据所述感测负载电压与所述感测负载电流之间的相位差来改变所述驱动信号的周期。
4. 根据权利要求3所述的装置,其中所述第一控制器被布置成改变所述驱动信号的周期,使得所述感测负载电压与所述感测负载电流之间的所述相位差对应于相位需求。
5. 根据权利要求4所述的装置,包括第二控制器,所述第二控制器被布置成改变所述相位需求,以便改变施加到所述超声换能器的功率、电压或电流。
6. 根据权利要求5所述的装置,其中所述第二控制器被布置成根据所述感测负载电压和/或所述感测负载电流或根据测量到的负载阻抗来改变所述相位需求。
7. 根据权利要求1至6中任一项所述的装置,包括从直流电源生成周期性驱动信号的切换电路,并且其中所述谐振电路被构造成能够接收所述周期性驱动信号。
8. 根据权利要求1至7中任一项所述的装置,包括被布置成生成包括相反极性的周期性驱动脉冲的数字驱动信号的控制电路,并且其中所述脉冲的相对定时被选择成使所述驱动信号的三次谐波含量最小化。
9. 根据权利要求1至8中任一项所述的装置,还包括用于减少所述驱动信号的施加到所述换能器的谐波分量的电路。
10. 根据权利要求9所述的装置,其中所述电路包括以下中的一者或多者:i)缓冲电路,所述缓冲电路与所述换能器并联连接,以便为所述驱动信号的谐波信号提供低阻抗路径;和ii)主动反馈电路,所述主动反馈电路被布置成生成谐波补偿信号以消除所述驱动信号的谐波信号。
11. 根据权利要求1至10中任一项所述的装置,包括用于保持一个或多个电池的电池仓,所述一个或多个电池用于向用以生成所述驱动信号的所述驱动电路提供功率。
12. 权利要求要求1至11中任一项所述的装置,包括控制电路,所述控制电路能够操作以接收所述驱动信号的测量结果,并且其能够操作以改变所述驱动信号的周期,从而控制传送至所述超声换能器的功率、电压和/或电流。
13. 根据权利要求12所述的装置,其中所述测量结果是从采样电路获得的,所述采样电路以随所述驱动信号的周期和相位而变化的采样频率来对感测电压或电流信号进行采样。
14. 根据权利要求12或13中任一项所述的装置,其中所述控制电路被构造成能够改变所述驱动信号的周期,使得所述驱动信号的频率围绕所述超声换能器的谐振频率变化,优选在所述超声换能器的谐振频率的0.1%至1%内变化。

15. 根据权利要求14所述的装置, 其中所述超声换能器的谐振特性在使用期间随联接至所述超声换能器的负载而变化, 并且其中所述控制电路被构造成能够改变所述驱动信号的周期, 以跟踪所述超声换能器的谐振特性的变化。

16. 一种医疗装置, 包括:

输入端, 所述输入端用于接收用于控制所述装置的操作的输入;

端部执行器;

超声换能器, 所述超声换能器联接至所述端部执行器;

驱动电路, 所述驱动电路能够操作以生成周期性驱动信号并将所述驱动信号提供至所述超声换能器; 和

控制电路, 所述控制电路能够操作以改变所述驱动信号的周期, 从而控制提供至所述超声换能器的功率、电压和电流中的至少一者。

17. 根据权利要求16所述的装置, 其中所述控制电路包括第一控制器, 所述第一控制器用于根据施加到所述超声换能器的感测负载电压和感测负载电流来改变所述驱动信号的周期。

18. 根据权利要求17所述的装置, 其中所述第一控制器被布置成根据所述感测负载电压与所述感测负载电流之间的相位差来改变所述驱动信号的周期。

19. 根据权利要求18所述的装置, 其中所述第一控制器被布置成改变所述驱动信号的周期, 使得所述感测负载电压与所述感测负载电流之间的所述相位差对应于相位需求。

20. 根据权利要求19所述的装置, 其中所述控制电路包括第二控制器, 所述第二控制器被布置成改变所述相位需求, 以便改变施加到所述超声换能器的功率、电压或电流。

21. 根据权利要求20所述的装置, 其中所述第二控制器被布置成根据所述感测负载电压和/或所述感测负载电流或根据测量到的负载阻抗来改变所述相位需求。

22. 一种操作医疗装置的方法, 包括生成周期性驱动信号, 并将所述驱动信号施加到联接至所述医疗装置的端部执行器的超声换能器, 并且控制所述驱动信号的周期, 以控制施加到所述超声换能器的功率、电流和电压中的至少一者。

23. 一种烧灼或切割脉管或组织的方法, 所述方法包括:

用医疗装置的端部执行器来夹持所述脉管或组织;

使用驱动电路来向联接至所述端部执行器的超声换能器施加周期性驱动信号; 以及

控制所述驱动信号的周期, 以控制施加到所述组织的功率、电流和电压中的至少一者, 以执行所述烧灼或所述切割。

24. 根据权利要求23所述的方法, 所述方法使用根据权利要求1至21中任一项所述的医疗装置。

25. 根据权利要求23或24所述的方法, 其中所述控制步骤改变所述驱动信号的周期, 以控制施加到所述组织或脉管的所述超声信号的功率, 并且所述方法还包括获得由所述换能器和所述组织或脉管引起的所述驱动电路上的负载的阻抗的测量结果, 并且根据所获得的阻抗测量结果来改变待施加到所述组织或脉管的期望功率。

26. 一种在具有超声换能器的医疗装置中使用的电子设备, 所述电子设备包括:

驱动电路, 所述驱动电路能够操作以生成用于供应至所述超声换能器的周期性驱动信号;

感测电路,所述感测电路用于感测供应至所述超声换能器的负载电压和/或负载电流;

控制电路,所述控制电路能够操作以根据由所述感测电路感测到的所述负载电压和/或负载电流来改变所述驱动信号的周期,以控制供应至所述超声换能器的功率、电压和电流中的至少一者。

27.根据权利要求26所述的设备,其中所述控制电路被布置成根据所述感测负载电压与所述感测负载电流之间的相位差来改变所述驱动信号的周期。

28.根据权利要求27所述的设备,其中所述控制电路被布置成改变所述驱动信号的周期,使得所述感测负载电压与所述感测负载电流之间的所述相位差对应于相位需求。

29.根据权利要求28所述的设备,包括第二控制电路,所述第二控制电路被布置成改变所述相位需求,以便改变施加到所述超声换能器的功率、电压或电流。

30.根据权利要求29所述的设备,其中所述第二控制电路被布置成根据所述感测负载电压和/或所述感测负载电流来改变所述相位需求。

31.根据权利要求26至30中任一项所述的设备,其中所述超声换能器具有谐振特性,并且所述驱动电路包括与所述超声换能器的谐振特性匹配的谐振电路;并且所述设备还包括从直流电源生成周期性驱动信号的切换电路,并且其中所述谐振电路被构造成能够接收所述周期性驱动信号。

32.一种基本上如上文结合附图所述或如附图所示的医疗装置或控制电路。

33.一种操作基本上如上文结合附图所述或如附图所示的医疗装置的方法。

医疗装置

[0001] 本发明涉及医疗装置领域,并且具体地但非唯一地涉及医疗烧灼和切割装置。本发明还涉及用于驱动此类医疗装置的驱动电路和方法。

[0002] 许多外科手术需要切割或结扎血管或其它内部组织,并且许多手术是通过用于进行切割或结扎的手持式烧灼装置使用微创技术来进行的。一些现有的手持式烧灼装置使用烧灼装置中的超声换能器来向待切割或结扎的组织施加超声能量。然而,驱动该超声换能器可由于与用于生成超声能量的超声换能器相关联的固有不稳定性而成问题。

[0003] 本发明旨在提供一种将允许此类超声切割或烧灼装置的安全且可靠地操作的替代电路设计。该电路设计还有利地允许电路的微型化,使得电路可被构建到手持式烧灼装置中,同时仍能够提供医疗手术所需的功率和控制。

[0004] 根据一个方面,本发明提供一种医疗装置,该医疗装置包括:输入端,该输入端用于接收用于控制医疗装置的输入信号;端部执行器;超声换能器,该超声换能器联接至所述端部执行器;驱动电路,该驱动电路联接至输入端并且能够操作以生成周期性驱动信号并将驱动信号提供至超声换能器;其中超声换能器具有谐振特性,并且其中驱动电路包括与超声换能器的谐振特性匹配的谐振电路。

[0005] 在一个实施方案中,可提供第一控制器,该第一控制器用于根据施加到换能器的感测负载电压和感测负载电流来改变驱动信号的周期。第一控制器可被布置成根据感测负载电压与感测负载电流之间的相位差来改变驱动信号的周期。可这样做,使得感测负载电压与感测负载电流之间的相位差对应于相位需求。还可提供第二控制器,该第二控制器被布置成改变相位需求,以便改变施加到超声换能器的功率、电压或电流。第二控制器可根据感测负载电压和/或感测负载电流或根据测量到的负载阻抗来改变相位需求。

[0006] 装置还可包括切换电路,该切换电路从直流电源生成周期性驱动信号,并且其中谐振电路能够接收周期性驱动信号。

[0007] 在一个实施方案中,装置可包括控制电路,该控制电路被布置成生成包括相反极性的周期性驱动脉冲的数字驱动信号,并且其中脉冲的相对定时被选择成使驱动信号的三次谐波含量最小化。

[0008] 在优选实施方案中,提供用于减少施加到换能器的驱动信号的谐波分量的电路。此电路可包括以下中的一者或多者:i)缓冲电路,该缓冲电路与换能器并联连接,以便为驱动信号的谐波信号提供低阻抗路径;和ii)主动反馈电路,该主动反馈电路被布置成生成谐波补偿信号以消除驱动信号的谐波信号。

[0009] 装置优选地为电池供电的并且包括用于保持一个或多个电池的电池仓,该一个或多个电池用于向用以生成驱动信号的驱动电路提供功率。

[0010] 还可提供控制电路,该控制电路接收驱动信号的测量结果并且改变驱动信号的周期,从而控制传送至超声换能器的功率、电压和/或电流。该测量结果可从采样电路获得,该采样电路以随驱动信号的周期和相位而变化的采样频率对感测电压或电流信号进行采样。控制电路可被构造成能够改变驱动信号的周期,使得驱动信号的频率围绕超声换能器的谐振频率变化,优选在超声换能器的谐振频率的0.1%至1%范围内变化。超声换能器的谐振

特性可在使用期间随联接至超声换能器的负载而变化,并且其中控制电路能够改变驱动信号的周期,以跟踪超声换能器的谐振特性的变化。

[0011] 根据另一方面,本发明还提供一种医疗装置,该医疗装置包括:输入端,该输入端用于接收用于控制该装置的操作的输入;端部执行器;超声换能器,该超声换能器联接至端部执行器;驱动电路,该驱动电路能够操作以生成周期性驱动信号并将驱动信号提供至超声换能器;和控制电路,该控制电路能够操作以改变驱动信号的周期,从而控制提供至超声换能器的功率、电压和电流中的至少一者。

[0012] 控制电路通常包括第一控制器,该第一控制器用于根据施加到所述超声换能器的感测负载电压和感测负载电流来改变驱动信号的周期。第一控制器可被布置成根据感测负载电压与感测负载电流之间的相位差来改变驱动信号的周期。第一控制器可被布置成改变驱动信号的周期,使得感测负载电压与感测负载电流之间的相位差对应于相位需求。控制电路可包括第二控制器,该第二控制器被布置成改变相位需求,以便改变施加到超声换能器的功率、电压或电流。第二控制器可根据感测负载电压和/或感测负载电流或根据测量到的负载阻抗来改变相位需求。

[0013] 本发明还提供一种操作医疗装置的方法,该方法包括生成周期性驱动信号,并将驱动信号施加到联接至医疗装置的端部执行器的超声换能器,并且控制驱动信号的周期,以控制施加到超声换能器的功率、电流和电压中的至少一者。

[0014] 根据另一方面,本发明提供一种烧灼或切割脉管或组织的方法,该方法包括:用医疗装置的端部执行器来夹持脉管或组织;使用驱动电路来向联接到端部执行器的超声换能器施加周期性驱动信号;以及控制驱动信号的周期,以控制施加到组织的功率、电流和电压中的至少一者,以执行烧灼或切割。

[0015] 该方法可使用上述医疗装置来进行烧灼或切割。

[0016] 该控制步骤可改变驱动信号的周期,以控制施加到组织或脉管的超声信号的功率,并且该方法还可包括获得由换能器和组织或脉管引起的驱动电路上的负载的阻抗的测量结果,并且根据所获得的阻抗测量结果来改变待施加到组织或脉管的期望功率。

[0017] 根据另一方面,本发明提供一种用于具有超声换能器的医疗装置的电子设备,该电子设备包括:驱动电路,该驱动电路能够操作以生成用于供应至超声换能器的周期性驱动信号;感测电路,该感测电路用于感测供应至超声换能器的负载电压和/或负载电流;控制电路,该控制电路能够操作以根据由感测电路感测到的负载电压和/或负载电流来改变供应至超声换能器的功率、电压和电流中的至少一者。

[0018] 控制电路可被布置成根据感测负载电压与感测负载电流之间的相位差来改变驱动信号的周期。控制电路可被布置成改变驱动信号的周期,使得感测负载电压与感测负载电流之间的相位差对应于相位需求。可提供第二控制电路,该第二控制电路被布置成改变相位需求,以便改变施加到超声换能器的功率、电压或电流。该第二控制电路可被布置成根据感测负载电压和/或感测负载电流来改变相位需求。

[0019] 通常,超声换能器具有谐振特性,并且驱动电路包括与超声换能器的谐振特性匹配的谐振电路;并且电路还包括从直流电源生成周期性驱动信号的切换电路,并且其中谐振电路能够接收周期性驱动信号。

[0020] 通过参照附图描述的实施方案的下述详细说明,本发明的这些和各种其它特征结

构和方面将变得显而易见,其中:

[0021] 图1示出手持式烧灼装置,在该装置的柄部部分中安装有电池和驱动和控制电路;

[0022] 图2为示出在本发明的一个实施方案中使用的烧灼装置的主要部件的部分方框部分示意图;

[0023] 图3为示出图2所示烧灼装置的主要电部件的框图;

[0024] 图4为示出由形成图3所示电部件的一部分的桥信号发生器生成的波形形式的定时图;

[0025] 图5为示意性地示出形成图2所示微处理器的一部分的处理模块的框图;

[0026] 图6为示出测量信号的相位随由桥信号发生器生成的波形的周期而变化的方式并示出相位曲线根据被烧灼装置夹持的负载而变化的曲线图;

[0027] 图7为示出由图5所示微处理器进行的处理的流程图;

[0028] 图8为示出可添加至图2所示电路的缓冲电路的形式的框图;以及

[0029] 图9为示出可使用微处理器内的反馈电路和控制器来主动地消除驱动信号的谐波的方式的框图。

[0030] 医疗装置

[0031] 许多外科手术需要对血管或其它脉管组织进行切割或结扎。借助微创外科手术,外科医生通过患者体内的小切口执行外科操作。由于空间有限,因此外科医生通常难以通过夹紧和/或捆扎横切的血管来控制流血。通过利用超声外科钳子,外科医生可通过下述方式来烧灼、凝聚/脱水,和/或仅减少出血;控制由联接到外科钳子的钳口构件中的一者或两者的一个或多个超声换能器施加到组织/脉管的超声能量。

[0032] 图1示出根据本发明的一个实施方案的被设计用于微创医疗手术的超声外科医疗装置1的形式。如图所示,装置1是具有细长轴3的自备式装置,该细长轴具有连接到轴3的近侧端部的柄部5和连接到轴3的远侧端部的端部执行器7。在本实施方案中,端部执行器7包括医疗钳子9,该医疗钳子通过用户操纵柄部5的控制杆11和13来控制。

[0033] 在外科手术期间,轴3穿过套管针插入以进入患者体内和手术部位。外科医生将使用柄部5以及控制杆11和13来操纵钳子9,直至钳子9位于待切割或烧灼的脉管周围。电能随后经由轴3内的波导(未示出)以受控方式施加到安装在柄部5内并联接至钳子9的超声换能器8,以便使用超声能量来进行所期望的切割/烧灼。如图1所示,在本实施方案中,柄部5还容纳用于生成和控制进行烧灼所需的电能的电池15和控制电子器件17。以这种方式,就装置无需单独的控制盒和电源线来向钳子9提供电能的意义而言,装置1是自备式的。然而,如果需要,可提供此类单独的控制盒。

[0034] 系统电路

[0035] 图2为示出在本实施方案中用来生成和控制供应至超声换能器8的电能的烧灼/切割装置1的主要电路的示意性框图。如下文将更详细地解释,在本实施方案中,电路被设计成控制生成且施加到超声换能器8以便控制供应至其的功率量的电驱动波形的周期。根据以下说明,实现这点的方式将变得显而易见。

[0036] 如图2所示,烧灼/切割装置1包括用户界面21—通过用户界面21来向用户提供信息(例如指示正向超声换能器8施加能量)并且用户通过用户界面21来控制烧灼/切割装置1的操作。如图所示,用户界面21联接至微处理器23,该微处理器通过生成由其输出到栅极驱

动电路25的控制信号来控制烧灼/切割手术。响应于来自微处理器的控制信号,栅极驱动电路25生成栅控信号,该栅控信号致使桥信号发生器27生成期望的驱动波形,该驱动波形通过驱动电路29施加到超声换能器8。电压感测电路31和电流感测电路33生成施加到超声换能器8的电流和电压的量度,电压感测电路31和电流感测电路33将该量度反馈至微处理器23以用于控制目的。图2还示出提供用于对图2所示的电路进行供电的功率的电池15。在本实施方案中,电池15被布置成提供0V轨和14V轨。

[0037] 图3更详细地示出在本实施方案中使用的栅极驱动电路25、桥信号发生器27、驱动电路29、电压感测电路31和电流感测电路33的部件。图3还示出压电超声换能器8和由待治疗的组织/脉管形成的负载($R_{\text{负载}}$)的电等效电路35。

[0038] 如图3所示,栅极驱动电路25包括两个FET栅极驱动器37—FET栅极驱动器37-1和FET栅极驱动器37-2。来自微处理器23的第一组控制信号(CTRL_1)供应至FET栅极驱动器37-1,并且来自微处理器23的第二组控制信号(CTRL_2)供应至FET栅极驱动器37-2。FET栅极驱动器37-1生成两个驱动信号—一个用于驱动桥信号发生器27的两个FET 41-1和41-2中的每一者。响应于来自微处理器23的信号,FET栅极驱动器37-1生成驱动信号,该驱动信号致使上部FET(41-1)在下部FET(41-2)关断时接通,反之亦然。这致使节点A交替地连接至14V轨(当FET 41-1接通时)和0V轨(当FET 41-2接通时)。相似地,响应于来自微处理器23的信号,FET栅极驱动器37-2生成两个驱动信号—一个用于驱动桥信号发生器27的两个FET 41-3和41-4中的每一者。FET栅极驱动器37-2生成驱动信号,该驱动信号致使上部FET(41-3)在下部FET(41-4)关断时接通,反之亦然。这致使节点B交替地连接至14V轨(当FET 41-3接通时)和0V轨(当FET 41-4接通时)。因此,由微处理器23输出的两组控制信号(CTRL_1 和 CTRL_2)控制生成并施加在节点A与节点B之间的数字波形。每组控制信号(CTRL_1 和 CTRL_2)由一对信号线构成,一个用于指示高侧FET何时接通,并且另一个用于指示低侧FET何时接通。因此,微处理器23通过软件或通过专用硬件功能可确保不会发生当高侧FET和低侧FET同时接通时的不期望的状况。实际上,这需要在高侧FET和低侧FET关断时留下空载时间以确保甚至当允许可变切换延迟时,也不会存在这两个FET可同时接通的可能性。在本实施方案中,使用了约100ns的空载时间。

[0039] 如图3所示,节点A和节点B连接至驱动电路29,因此由桥信号发生器27生成的数字电压施加到驱动电路29。该施加的电压将致使电流在驱动电路29中流动。在节点A与节点B之间施加的电压(V_{AB})的数字波形被设计成具有基本频率(f_d)和非常小的三次谐波分量($3f_d$);并且示出于图4中。如图所示,电压 V_{AB} 具有第一脉冲39-1和第二脉冲39-2。第一脉冲由FET 41-1和41-2根据来自微处理器23的第一组控制信号(CTRL_1)而生成。第二脉冲由FET 41-3和41-4根据来自微处理器23的第二组控制信号(CTRL_2)而生成。脉冲以周期 Δt 周期性地产生。脉冲39彼此间隔开,并且与周期的开始和结束间隔开时间周期,该时间周期被选择成使波形的3次谐波含量最小化。本发明人已发现,使3次谐波分量最小化对于压电超声换能器8的稳定驱动很重要。

[0040] 如图3所示,驱动电路29包括由电容器 C_s 45、电感器 L_s 47和电感器 L_m 49形成的电容器-电感器-电感器谐振电路43。微处理器23被布置成生成用于栅极驱动电路25的控制信号,使得跨节点A和节点B施加的数字电压的基本频率($f_d=1/\Delta t$)为约谐振电路43的谐振频率,谐振电路43的谐振频率在本实施方案中为约50kHz。由于谐振电路43的谐振特性,并

且具体地结合压电超声换能器35的谐振特性,跨节点A和节点A施加的数字电压将致使处于基本频率(f_d)下的基本上正弦电流在谐振电路43内流动。这是因为驱动电压(V_{AB})具有最小3次谐波含量,并且将通过谐振电路43使更高次谐波含量进行显著衰减。

[0041] 如图3所示,电感器 L_m 49为变压器51的初级,其次级由电感器 L_{sec} 53形成。变压器51将电感器 L_m 49两端的驱动电压(V_d)上转换为施加到超声换能器8的负载电压(V_L ;通常为约120伏)。超声换能器8的电特性随钳子的钳口和被钳子9夹持的任何组织或脉管的阻抗而变化;并且图3通过电感器 L_t 57、并联电容器 C_{t1} 59和 C_{t2} 61以及电阻 R_{load} 来模型化超声换能器8以及钳子的钳口和被钳子9夹持的任何组织或脉管的阻抗。

[0042] 驱动电路29的电感器 L_s 和电容器 C_s 被设计成具有与超声换能器8的电感器 L_t 和电容器 C_{t1} 的LC乘积匹配的LC乘积。匹配串联LC网络的LC乘积确保网络的谐振频率得以保持。

[0043] 相似地,电感器 L_{sec} 的磁抗被选择成使得在谐振下电感器 L_{sec} 的磁抗与超声换能器8的电容器 C_{t2} 的容抗匹配。

[0044] 例如,如果换能器8被限定成使得电容器 C_{t2} 具有约3.3nF的电容,则电感器 L_{sec} 应具有约3mH的电感(在约50kHz的谐振频率下)。以这种方式设计驱动电路29提供就至被钳子9夹持的组织/脉管的能量传送而言最佳的驱动效率。实现效率改善,因为在 C_s 中并因此在FET桥27中流动的电流减少,因为变压器磁化电流消除在 C_{t2} 中流动的电流。

[0045] 此外,由于此电流消除,在 C_s 中流动的电流与在 R_{load} 中流动的电流成比例,从而允许通过测量在 C_s 中流动的电流来确定负载电流。

[0046] 然而,并不总是希望向待治疗的组织/脉管施加全功率。因此,在本实施方案中,通过改变跨节点A和节点B施加的数字波形的周期(Δt)来控制供应至脉管/组织的超声能量的量,使得驱动频率(f_d)移动远离驱动电路/超声换能器8的谐振频率。这起作用,因为超声换能器8充当频率相依(无损)衰减器。

[0047] 驱动信号越靠近超声换能器8的谐振频率,超声换能器8将向组织传递越多的超声能量。

[0048] 相似地,当驱动信号的频率移动远离超声换能器8的谐振频率时,超声换能器8向组织传递越来越少的超声能量。

[0049] 除此之外或相反,可改变脉冲39中的每一者的持续时间以控制传送至组织/脉管的超声能量的量。

[0050] 在本实施方案中,微处理器23基于如下来控制功率传送:待传送至电路35(其模型化超声换能器8和被钳子9夹持的组织/脉管)的期望频率以及从电压感测电路31和电流感测电路33获得的负载电压(V_L)和负载电流(i_L)的测量结果。如图3所示,在本实施方案中,电流感测电路33是通过邻近电感器47(或电感器49)放置另外的电感器线匝67并感测从所联接的电感器67获得的电压而形成的。这产生与流动穿过变压器的初级侧的电流相关成 $V = L di/dt$ 的电压;并且电压可例如通过下述方式被转换成负载电流(i_L)的合适量度:进行积分和缩放以虑及电感器67的电感并且虑及电感器47与电感器67之间的线匝数的比率和电感器49与电感器53之间的线匝数的比率。使用这种获得穿过负载的电流的量的方法的优点之一在于测量结果对循环穿过变压器电路的次级侧上的 L_{sec} 和 C_{t2} 的电流不敏感。这是有利的,因为相比于穿过负载(R_{load})的电流,此循环电流可能相当大,但不促成至组织的超声能量传送。如图所示,从电流传感器33获得的信号被传递到微处理器23。

[0051] 图3还示出电压感测电路31通过电阻式分压器电路(但也可使用电容式分压电路)来感测负载电压(V_L)。从电压感测电路31获得的感测电压被传递至微处理器23。尽管图3未示出,但来自电流感测电路33的输出和来自电压感测电路31的输出通常将在被输入至微处理器23之前被传递穿过运算放大器电路,以提供直流偏置并使信号电平降低至适于输入到微处理器23的值。

[0052] 微处理器

[0053] 图5为示出在本实施方案中使用的微处理器23的主要部件的框图。如图所示,微处理器23包括同步1、Q采样电路81,该采样电路从感测电路31和33接收感测电压和电流信号并且获得对应样品,该样品被传递至测量电压和电流处理模块83。测量电压和电流处理模块83使用所接收到的样品来计算施加到超声换能器8和被钳子9夹持的组织/脉管的RMS电压和流动穿过超声换能器8和被钳子9夹持的组织/脉管的电流的阻抗;并且从其计算当前供应至超声换能器8和被钳子9夹持的组织/脉管的功率。

[0054] 所确定的值然后被传递至功率控制器85以供进一步处理。

[0055] 测量电压和电流处理模块83还处理所接收到的I样品和Q样品以计算负载电压(V_L)与负载电流(i_L)之间的相位差。在谐振下,该相位差应为约零。

[0056] 所测量的相位差还被传递至功率控制器85并且还传递至锁相回路(PLL)控制器87。

[0057] 功率控制器85使用所接收到的阻抗值和所传送的功率值来根据预定算法和从医疗装置控制模块89接收到的功率设定点来确定设定点相位值(相位需求),该相位值被传递至PLL控制器87。医疗装置控制模块89继而由从用户输入模块91接收到的信号来控制,用户输入模块91从用户(例如,按下按钮或启动柄部5上的控制杠杆11或13)接收输入并且还通过用户输出模块93来控制柄部5上的输出装置(灯、显示器、扬声器等)。PLL控制器87使用所接收到的相位需求和最新测量的相位差,并确定新的波形周期($\Delta t_{\text{新}}$),PLL控制器87将新的波形周期($\Delta t_{\text{新}}$)输出至控制信号发生器95,以尝试将测量的相位朝向相位需求推进。控制信号发生器95改变控制信号CTRL₁和CTRL₂,以便将波形周期改变成与新的周期 $\Delta t_{\text{新}}$ 相匹配。如本领域的技术人员将理解,CTRL控制信号将包括具有对应于 $\Delta t_{\text{新}}$ 的周期的周期性脉冲。两个控制信号的脉冲的相对定时被设定成使由桥信号发生器27生成的波形的3阶谐波最小化。在本实施方案中,控制信号CTRL₁输出至FET栅极驱动器37-1(示于图2中),FET栅极驱动器37-1放大该控制信号,然后将其施加到FET 41-1。FET栅极驱动器37-1还使所放大的控制信号反相,然后将其施加到FET 41-2。相似地,控制信号CTRL₂输出至FET栅极驱动器37-2(示于图2中),FET栅极驱动器37-2放大该控制信号,然后将其施加到FET 41-3。FET栅极驱动器37-2还使所放大的控制信号反相,然后将其施加到FET 41-4,从而生成具有新的周期($\Delta t_{\text{新}}$)的期望的波形。

[0058] I和Q信号采样

[0059] 负载电压和负载电流两者均将为基本上正弦波形,但它们可根据由换能器8和被钳子9夹持的脉管/组织表示的负载的阻抗而不同相。

[0060] 负载电流和负载电压将处于对应于当前限定波形周期($\Delta t_{\text{新}}$)的相同驱动频率(f_d)下。

[0061] 正常地,当对信号进行采样时,采样电路相对于正被采样的信号的频率以异步方

式操作。然而,当微处理器23知道切换信号的频率和相位时,同步采样电路81可在驱动周期期间的预定时间点出对测量电压/电流信号进行采样。

[0062] 在本实施方案中,同步采样电路81每周期八次对测量信号进行过采样,以获得四个I样品和四个Q样品。

[0063] 过采样允许减少由谐波失真所引起的错误并因此允许更精确地确定测量电流值和电压值。

[0064] 然而,过采样并不是必要的且实际上欠采样(每周期一次或不到一次采样)因采样操作的同步性质而可行。同步采样电路81获得这些样品的定时在本实施方案中由控制信号CTRL₁和CTRL₂控制。

[0065] 因此,当这些控制信号的周期被改变时,同步采样电路81的采样周期也改变(而其相对相位保持相同)。

[0066] 以这种方式,当驱动波形的周期被改变时,采样电路81连续地改变其对感测电压和电流信号进行采样的定时,使得样品总是在驱动波形的周期内的相同时间点处获取。因此,采样电路81正在进行“同步”采样操作,而不是更常规的采样操作,即只以由固定采样钟限定的固定采样速率来对输入信号进行采样。当然,也可使用此类常规的采样操作。

[0067] 测量结果

[0068] 由同步采样电路51获得的样品被传递至测量电压和电流处理模块83,测量电压和电流处理模块83可从负载电流和负载电压的仅一个“I”样品和一个“Q”样品来确定测量信号的幅值和相位。

[0069] 然而,在本实施方案中,为实现一些平均,处理模块83对连续的样品进行平均化以提供平均的“I”值和“Q”值;然后使用平均的I和Q值来确定测量信号的幅值和相位。

[0070] 如上所述,在本文实施方案中获得每周期八个样品并且这些样品被用于根据下列公式来计算电压和电流两者的同相(I)分量和正交相位(Q)分量。

$$[0071] \quad V_I = \frac{1}{4} \sum_{k=0}^7 \sin(k \pi/4) v_k$$

$$[0072] \quad V_Q = \frac{1}{4} \sum_{k=0}^7 \cos(k \pi/4) v_k$$

$$[0073] \quad I_I = \frac{1}{4} \sum_{k=0}^7 \sin(k \pi/4) i_k$$

$$[0074] \quad I_Q = \frac{1}{4} \sum_{k=0}^7 \cos(k \pi/4) i_k$$

$$[0075] \quad Power(total) = \frac{1}{8} \sum_{k=0}^7 v_k i_k$$

[0076] 其中v_k和i_k分别表示第k个电压和电流样品;并且功率(总的)为传送至包括谐波含量的负载的总功率。出于计算效率的目的,可以预先计算正弦和余弦结果并将其存储在查找表中。

[0077] 当然,应当认识到,可能需要对数据进行一些预处理以将实际测量I样品和Q样品转换成负载电压或负载电流的I样品和Q样品,例如,可对样品值进行缩放、积分或微分以将所采样的值转换成负载电压(V_L)和负载电流(i_L)的真样品。在需要积分或微分情况下,这可

仅通过交换I样品和Q样品的次序来实现—因为对正弦信号进行积分/微分仅涉及90度相移。

[0078] 然后可从以下确定RMS负载电压、RMS负载电流和传送功率($P_{\text{传送}}$):

$$[0079] \quad V_{RMS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(V_I^2 + V_Q^2)}$$

$$[0080] \quad I_{RMS} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{(I_I^2 + I_Q^2)}$$

$$[0081] \quad Power = V \cdot I^* = \frac{1}{\sqrt{2}} (V_I + jV_Q)(I_I - jI_Q) = P_{\text{delivered}} + jP_{\text{reactive}}$$

$$[0082] \quad P_{\text{delivered}} = \frac{1}{\sqrt{2}} (V_I I_I + V_Q I_Q)$$

$$[0083] \quad P_{\text{reactive}} = \frac{1}{\sqrt{2}} (V_Q I_I - V_I I_Q)$$

$$[0084] \quad |Power| = V_{RMS} I_{RMS} = |P_{\text{delivered}} + jP_{\text{reactive}}|$$

[0085] 一般来讲,没有必要计算RMS电压和电流(此将需要计算平方根),而是许多控制功能使用 V_{RMS}^2 和 I_{RMS}^2 来操作。也可直接从上文所示的单个样品来计算传送功率。(应注意,视在功率不等于传送功率,除非阻抗为纯实。)

[0086] 可从以下来确定由超声换能器8和被钳子9夹持的脉管/组织表示的负载的阻抗:

$$[0087] \quad Z_{\text{Load}} = \frac{(V_I + jV_Q)}{(I_I + jI_Q)} = \frac{(V_I + jV_Q)(I_I - jI_Q)}{(I_I + jI_Q)(I_I - jI_Q)} = \frac{(V_I I_I + V_Q I_Q + jV_Q I_I - jV_I I_Q)}{\sqrt{2} I_{RMS}^2} = R_{\text{Load}} + jX_{\text{Load}}$$

[0088] 计算 R_{Load} 和 X_{Load} 的另选方式如下:

$$[0089] \quad R_{\text{Load}} = \frac{P_{\text{delivered}}}{\sqrt{2} I_{RMS}^2} \quad X_{\text{Load}} = \frac{P_{\text{reactive}}}{\sqrt{2} I_{RMS}^2}$$

[0090] 并且可从以下来确定负载电压与负载电流之间的相位差:

$$[0091] \quad \text{Phase}_{\text{measured}} = \text{atan2}(P_{\text{reactive}}, P_{\text{delivered}})$$

[0092] 计算效率高、逼近atan2的函数可使用查找表和定点算术中的内插,或使用类似于算法的“CORDIC”来进行。

[0093] 极限值

[0094] 如同任何系统一样,存在可对可传送至超声换能器8的功率、电流和电压设置的某些极限值。现在将描述本实施方案中使用的极限值以及如何控制它们。

[0095] 在本实施方案中,驱动电路29被设计成根据下述要求将超声能量传送至组织中:

[0096] 1) 供应有额定14V直流电源

[0097] 2) 大约50kHz下的基本上正弦输出波形

[0098] 3) 90W的功率有限输出

[0099] 4) 限于1.4A_{rms}的电流和限于130V_{rms}的电压

[0100] 5) 大于系统限定相位极限值的测量相位

[0101] 功率控制器85保持限定这些极限值的数据并且使用这些数据来控制关于假定最新测量功率、负载阻抗和测量相位是提高还是减少相位需求的决定。在本实施方案中,所使

用的相位极限值取决于测量负载阻抗。具体地,功率控制器85保持使负载阻抗与相位极限值相关的查找表(未示出);并且此表中的值限制相位,使得当测量负载阻抗为低(指示钳子9的钳口打开并且不夹持组织或脉管)时,传送功率减少(优选地减少到零)。

[0102] 相位特性和相位控制

[0103] 如上所述,通过改变驱动波形(V_{AB})的周期(Δt)来控制供应至钳子9的超声能量的量。这是通过利用超声换能器8的阻抗随驱动波形的周期(Δt)迅速变化的事实而实现的。因此,通过改变驱动波形(V_{AB})的周期,穿过超声换能器8的电流的幅值改变并且这可用于调节传送至负载的超声能量。最大超声能量传送将在驱动波形(V_{AB})的周期对应于超声换能器8的谐振频率的倒数时实现。此外,因为驱动电路29的谐振频率被设计成与超声换能器8的谐振频率相匹配,所以当以此周期操作时,测量相位将为大约零。

[0104] 然而,如本领域的技术人员将理解,谐振电路43和超声换能器8联接至其阻抗将在外科手术期间变化的负载。事实上,医疗装置控制模块89使用该变化来确定组织或脉管是否已被烧灼、凝聚/脱水。负载的变化阻抗改变超声换能器8并且因此流动穿过谐振电路43的电流的频率特性。这示于图6中,图6为示出负载电流与负载电压之间的测量相位差针对负载阻抗的固定值随驱动波形(V_{AB})的周期(频率)而变化的方式的相位曲线101。随着负载的阻抗增大或减小,相位曲线101将改变形状,其中净效应为零度相位点将沿周期轴线上(如由箭头103所示左右)移动。因此,PLL控制器87必须足够快地操作以跟踪相位曲线101的变化。在本实施方案中,相位测量结果每隔驱动信号的几个周期更新一次,因而相位测量结果更新速率为大约100 μ s,这快到足以跟踪相位曲线101的大多数变化。

[0105] 然而,可发生PLL控制器87无法跟踪的相位曲线101的突然变化。这可带来问题,因为,如图6所示,相位曲线101具有就在其中相位开始再次随着缩短的周期(Δt)而上升的零交叉之后的最小值。在本实施方案中,微处理器23保持对测量相位(相位_{极限值})的限制,该限制大于图6所示的最小值并且确保相位始终保持高于此硬限制。以这种方式,微处理器23可确保相位不会超过可导致超声换能器8的不稳定操作的最小点。如果测量相位达到相位极限值,则功率控制器85将相位需求重置为其中PLL控制器87将使测量相位保持远离最小值的值。例如,功率控制器85可将相位需求改变为其中存在对相位需求的后继变化的已知且稳定的响应以控制所施加功率的40度。一旦以这种方式重置,功率控制器85则可开始再次减少相位需求,使得PLL控制器87随后可减小波形周期(Δt),以便使相位差朝向其中将应用最大功率传送的零度减小。当然,如果功率控制器85已将相位需求信号设定为高于零的值,则PLL控制器87将改变波形周期,直至测量相位与相位需求相匹配。

[0106] 图7为示出在本实施方案中由微处理器23进行的处理的流程图。如图所示,在步骤s1中的过程开始时,微处理器23通过设定来自功率控制器85的初始相位需求和从PLL控制器87输出的初始波形周期以系统限定最大波形周期($\Delta t_{\text{最大}}$)来接通驱动信号。如果微处理器23在步骤s3中未接收到掉电信号,则处理进行至其中测量电压和电流处理模块83从同步采样电路81获得电压和电流样品的步骤s5。在步骤s6中,测量电压和电流处理模块83计算RMS负载电压、RMS负载电流、传送功率、负载阻抗和负载电压与负载电流之间的相位差。将测量值传递至功率控制器85并且还将测量相位传递至PLL控制器87。功率控制器85在步骤s7中比较所接收到的相位量度与限定相位极限值,并且如果测量相位大于相位极限值,则处理进行至其中功率控制器85将所接收到的电压、电流和功率值与所施加的电压、电流和

功率的限定极限值进行比较的步骤s9。电压和电流极限值为预先限定的静态极限值。然而，如上所述，相位极限值取决于测量负载阻抗；并且功率极限值取决于医疗手术并且由医疗装置控制模块89提供的功率设定点($P_{\text{设定}}$)限定。如果功率控制器85在步骤s7处确定测量相位小于(或等于)当前相位极限值，则功率控制器85在步骤s10中将相位需求重置为上述稳定值并且处理回到步骤s3。如果测量值中的每一者均低于对应极限值，则在步骤s11中，功率控制器85减少传递至PLL控制器87的相位需求。在处理开始时，将波形周期(Δt)设定为限定最大值(在本实施方案中为20.2 μsec)，该限定最大值对于本实施方案中使用的电路应对应于大约90度的负载电压与负载电流之间的相位差。因此，不管负载如何，初始波形周期均应在图6所示相位曲线101上的零交叉点的左手侧上。通过减少相位需求，波形周期(Δt)将更接近于对应于超声换能器8的谐振频率的相位曲线101上的零交叉点。因此，所施加的电流将增加并且更多超声能量将传送至负载。处理然后回到步骤s3并且上述过程反复地重复。

[0107] 因此，施加到负载的电流和功率应增加，直至达到极限值中的一者。如果功率控制器85在步骤s9中确定已达到电压、电流或功率极限值，则处理进行至步骤s13，在该步骤中，功率控制器85增加发送至PLL控制器87的相位需求，这将相应地增加波形周期(Δt)。这将致使波形周期移动远离超声换能器8的谐振频率，并且因此传送至负载的电流和功率将减少。处理随后如前所述回到步骤s3。

[0108] 因此，通过从零交叉点的左手侧开始并且使波形周期(Δt)缓慢地朝向和远离相位曲线101中的零交叉点移动，可将施加到负载的电流和功率水平控制在限定极限值内，尽管负载的阻抗变化，并且超声换能器8的谐振特性随着组织/脉管被切割/烧灼而变化。

[0109] 医疗装置控制模块

[0110] 如上所述，医疗装置控制模块89控制切割/烧灼装置1的大体操作。它通过用户输入模块91来接收用户输入。这些输入可指定钳子9的钳口现在夹持脉管或组织且用户希望开始切割/烧灼。作为回应，在本实施方案中，医疗装置控制模块89启动切割/烧灼控制程序。

[0111] 首先，医疗装置控制模块89向功率控制器85发送启动信号并且获得由测量电压和电流处理模块83确定的负载阻抗测量结果。医疗装置控制模块89随后检查所获得的负载阻抗以确保负载不是开路或短路。如果它不是，则医疗装置控制模块89开始改变功率设定点以执行所期望的切割/烧灼。

[0112] 修改和替代

[0113] 上面描述了医疗烧灼装置。本领域的技术人员将会知道，可进行多种修改，并且现在对这些修改中的一些进行描述。其它修改对于本领域的技术人员将显而易见。

[0114] 在上述实施方案中，由桥信号发生器生成的驱动电压被设计成具有最小3阶谐波含量。除了或代替使用驱动电压波形的此类设计，还可提供缓冲电路以对3次谐波进行缓冲或衰减，使得其不施加到超声换能器8。图8为示出可将此类缓冲电路121添加到图3所示电路的方式的电路图。如图所示，缓冲电路121包括串联连接在换能器8的端子两端的电感器-电容器-电阻器组合。电感器 L_{snub} 和电容器 C_{snub} 的值被选择成使得缓冲电路121具有处于谐振电路43的谐振频率的3次谐波($3f_c$)下的最小阻抗。因此，缓冲电路121有效地为驱动信号的3阶谐波提供低阻抗路径，从而减少施加到超声换能器8的3阶谐波。如本领域的技术人员

将理解,缓冲电路121包括电感器-电容器-电阻器组合不是必须的,类似的缓冲功能可使用仅电容器-电阻器组合来实现。

[0115] 除此之外或另选地,可提供主动谐波消除电路,该主动谐波消除电路动态地添加谐波信号以消除驱动信号中的对应谐波。可提供此类主动谐波消除电路的方式示于图9中。如图所示,从电压感测电路31获得的电压被馈送回到微处理器23并且将包括驱动信号的期望的基本频率和如前所述在端子A和B处施加的驱动信号(V_{AB})的任何不需要的更高次谐波(在驱动波形已被设计成使3阶谐波最小化的情况下主要为3次谐波)。在本实施方案中,驱动信号可仅为具有当前指定的周期(Δt)而不是图4所示的更复杂的波形的周期性方波信号。如图9所示,该反馈信号被传递至组合器133的负输入端,在那里反馈信号被从参考信号(V_{REF})中减去,该参考信号已被传递穿过延迟滤波器131,该延迟滤波器用于延迟参考信号以稳定反馈回路。参考信号(V_{REF})是由微处理器23(例如由控制信号发生器95)生成并且通常其为具有与当前针对驱动信号(V_{AB})设定的相同的周期(Δt)和相同的相位的正弦信号。从组合器133输出的错误信号(e)输入至控制器135(诸如PID控制器),控制器135被布置成生成并输出控制信号,该控制信号由放大器137(优选为线性放大器)放大,然后施加到手动联接至次级电感器线圈53的电感器线圈139(L_H)。因此,施加到超声换能器8的信号包括驱动信号和来自电感器139的谐波补偿信号。因此,借助输出寻求使错误信号(e)减少到零的控制信号的控制器135,控制信号的含量将跟踪并基本上消除驱动信号的谐波含量,使得仅具有周期(Δt)的基本分量将施加到超声换能器8。

[0116] 在上述实施方案中,描述了各种操作频率、电流、电压等。如本领域的技术人员将了解,确切电流、电压、频率、电容器值、电感器值等均可根据应用来加以改变并且上文所述的任何值不应被视为以任何方式限制。

[0117] 然而,概括来讲,上述电路已被设计成向医疗装置提供驱动信号,其中传送功率期望为至少10W并且优选地在10W与200W之间;传送电压期望为至少20V_{RMS}并且优选地在30V_{RMS}与120V_{RMS}之间;传送电流被设计为至少0.5A_{RMS}并且优选地在1A_{RMS}与2A_{RMS}之间;并且驱动频率期望为至少20kHz并且优选地在30kHz与80kHz之间。

[0118] 在上述实施方案中,谐振电路43由电容器-电感器-电感器元件形成。如本领域的技术人员将了解,也可使用具有呈各种串联和并联构型的多个电容器和电感器的其它谐振电路设计或更简单的LC谐振电路。

[0119] 此外,在一些应用中,不需要变压器来递升驱动电压,因为FET可传送所需的驱动电压。

[0120] 图1示出了一种方式,其中电池和控制电子器件可安装到医疗装置的柄部中。本领域的技术人员将会知道,柄部的形状因数可采取多种不同的设计。实际上,装置为电池供电的并不是必须的,但这对于一些应用无需使用电源线等而为优选的。

[0121] 在上述实施方案中,描述了用于对被钳子夹持的脉管或组织进行切割/烧灼的示例性控制算法。如本领域的技术人员将了解,可使用各种不同的程序并且读者参考描述此类切割/烧灼的操作的文献以获取更多细节。

[0122] 在上述实施方案中,使用了四个FET开关来将由电池提供的直流电压转换成期望频率下的交变信号。如本领域的技术人员将了解,没有必要使用四个开关—也可以使用两个开关(使用半桥电路)。另外,尽管使用了FET开关,但也可以使用其它切换装置,诸如双极

性晶体管开关。然而,MOSFET是优选的,因为其在上述频率和电流水平下操作时低损耗的优越性能。

[0123] 在上述实施方案中,I和Q采样电路81每周期八次对感测电压/电流信号进行采样。本领域的技术人员将会知道,这并不是必须的。由于采样的同步性质,如果需要可每周期多于一次或每n个周期一次来获取样品。

[0124] 上述实施方案中使用的采样速率被选择成使测量结果提供给功率控制器85、PLL控制器87和医疗装置控制模块89的速率最大化,因为这允许在切割/烧灼过程期间更好地控制所施加的功率。

[0125] 在上述实施方案中,提供了14V直流电源。在其它实施方案中,可提供更低(或更高)的直流电压源。在这种情况下,可提供更大(或更小)的变压器线匝比以使负载电压升高至期望的电平,或者可使用更低的操作电压。

[0126] 在上述实施方案中,医疗装置被布置成向超声换能器传送期望的功率。在另选的实施方案中,装置可被布置成向超声换能器传送期望的电流或电压电平。

[0127] 在上述实施方案中,电池示出为整合到医疗装置。在另选的实施方案中,可将电池包装以夹在外科医生的束带上,或只是放置在Mayo架上。在本实施方案中,相对较小的两个导体电缆将电池组连接到医疗装置。

[0128] 在上述实施方案中,提供了基于微处理器的控制电路。这因可使用适当的计算机软件来将微处理器编程以执行上述控制动作的简易性而为优选的。此类软件可提供在诸如CD-ROM等有形载体上。另选地,代替上述基于微处理器的电路,可使用硬件控制电路。

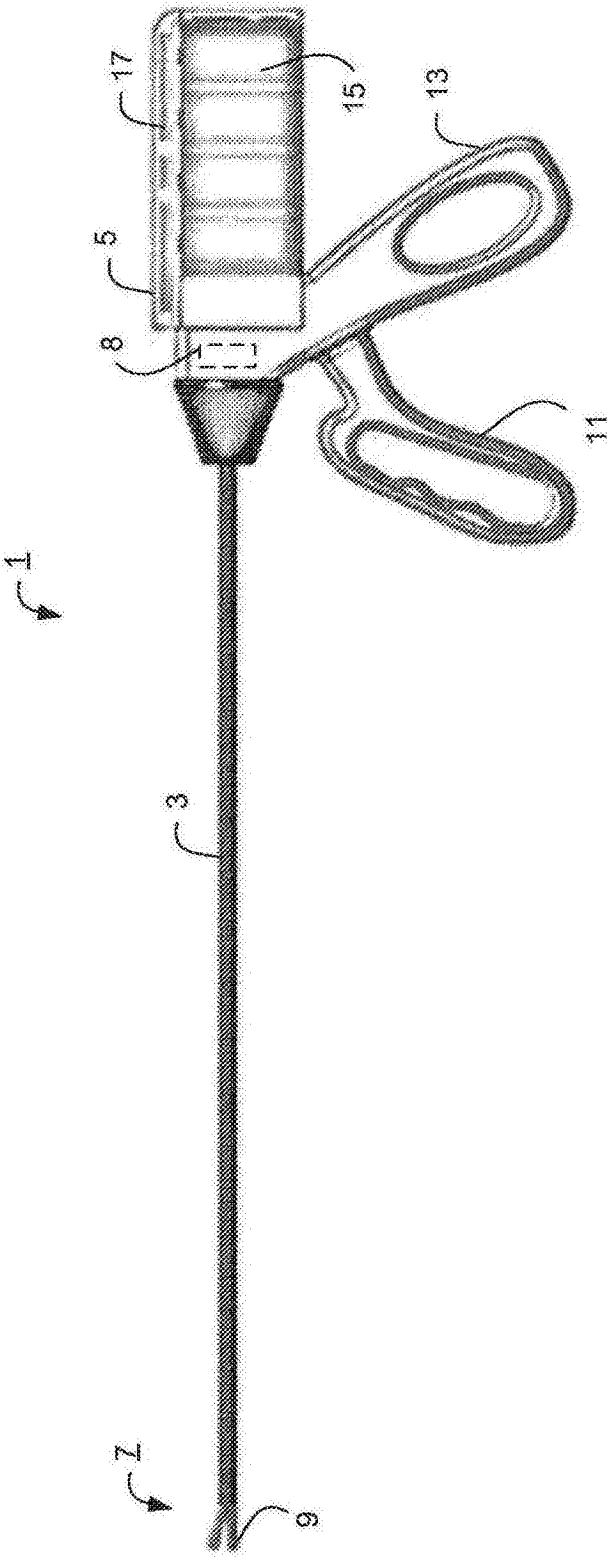


图1

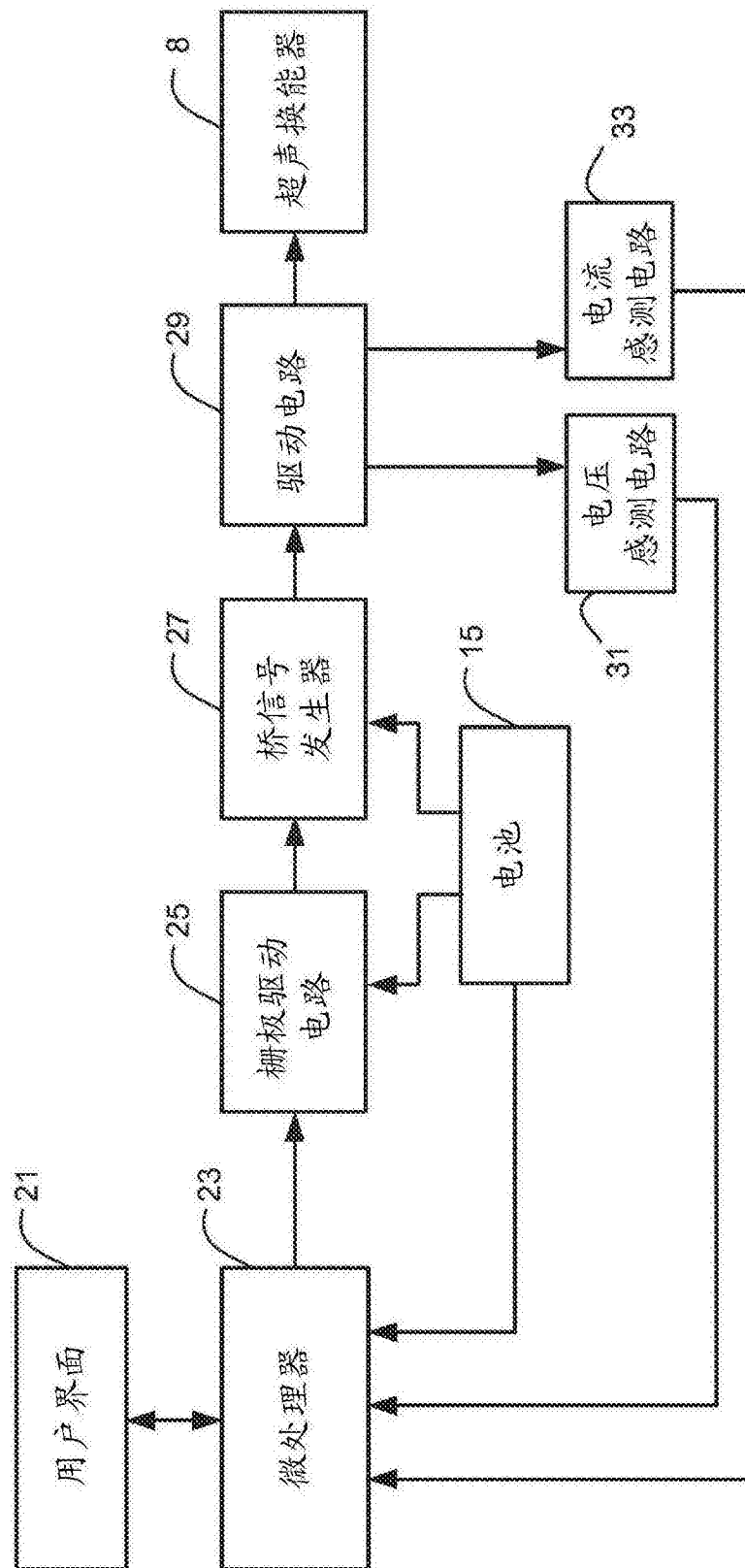


图2

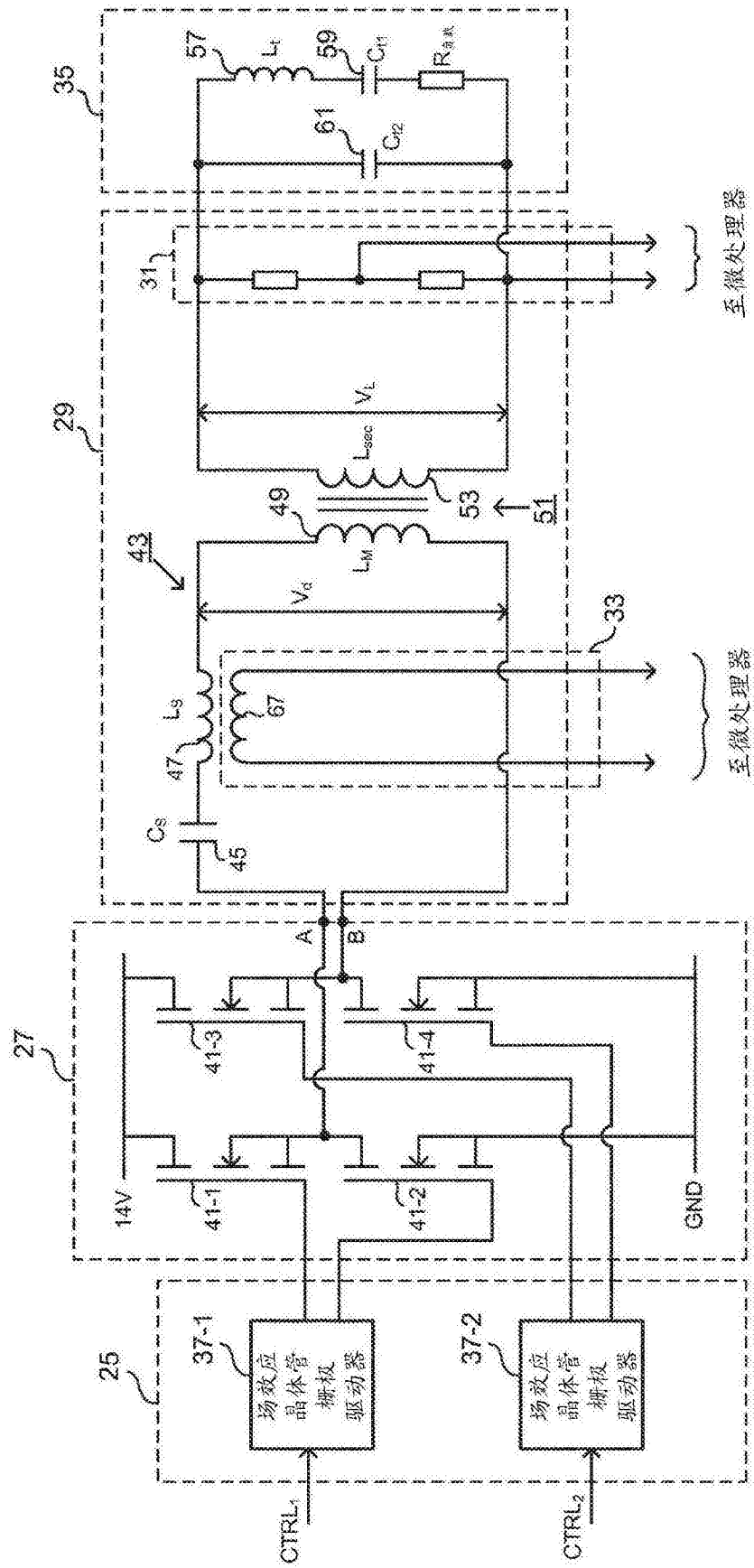


图3

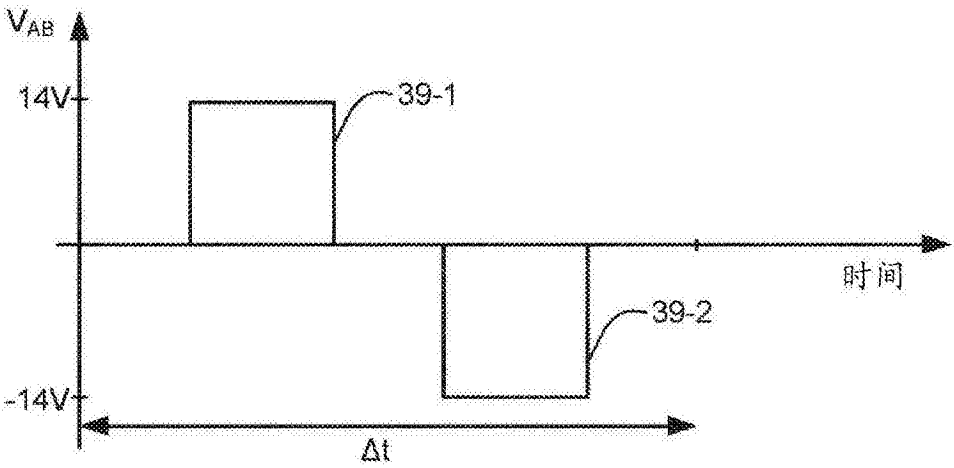


图4

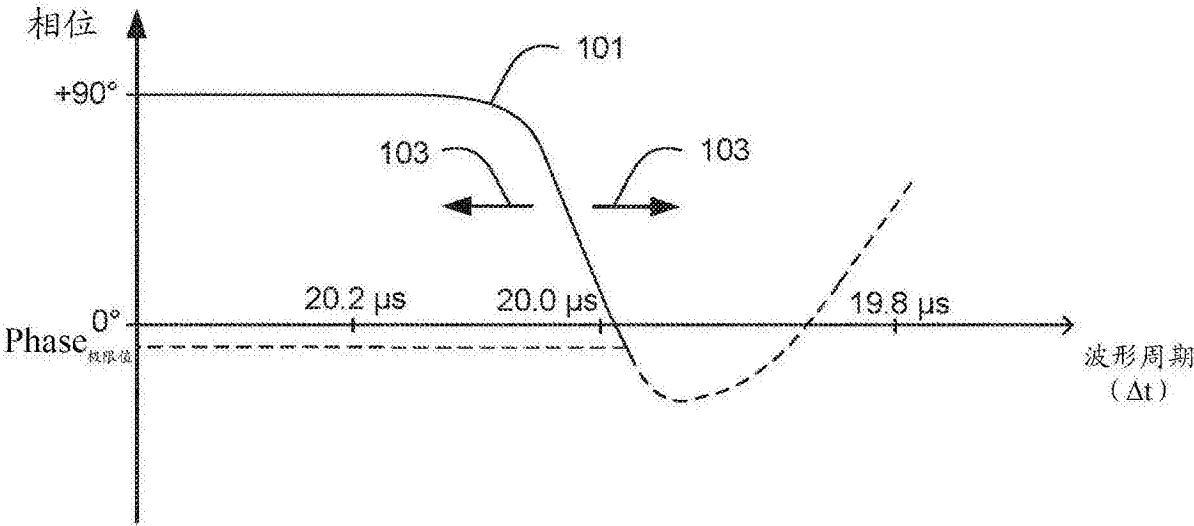


图6

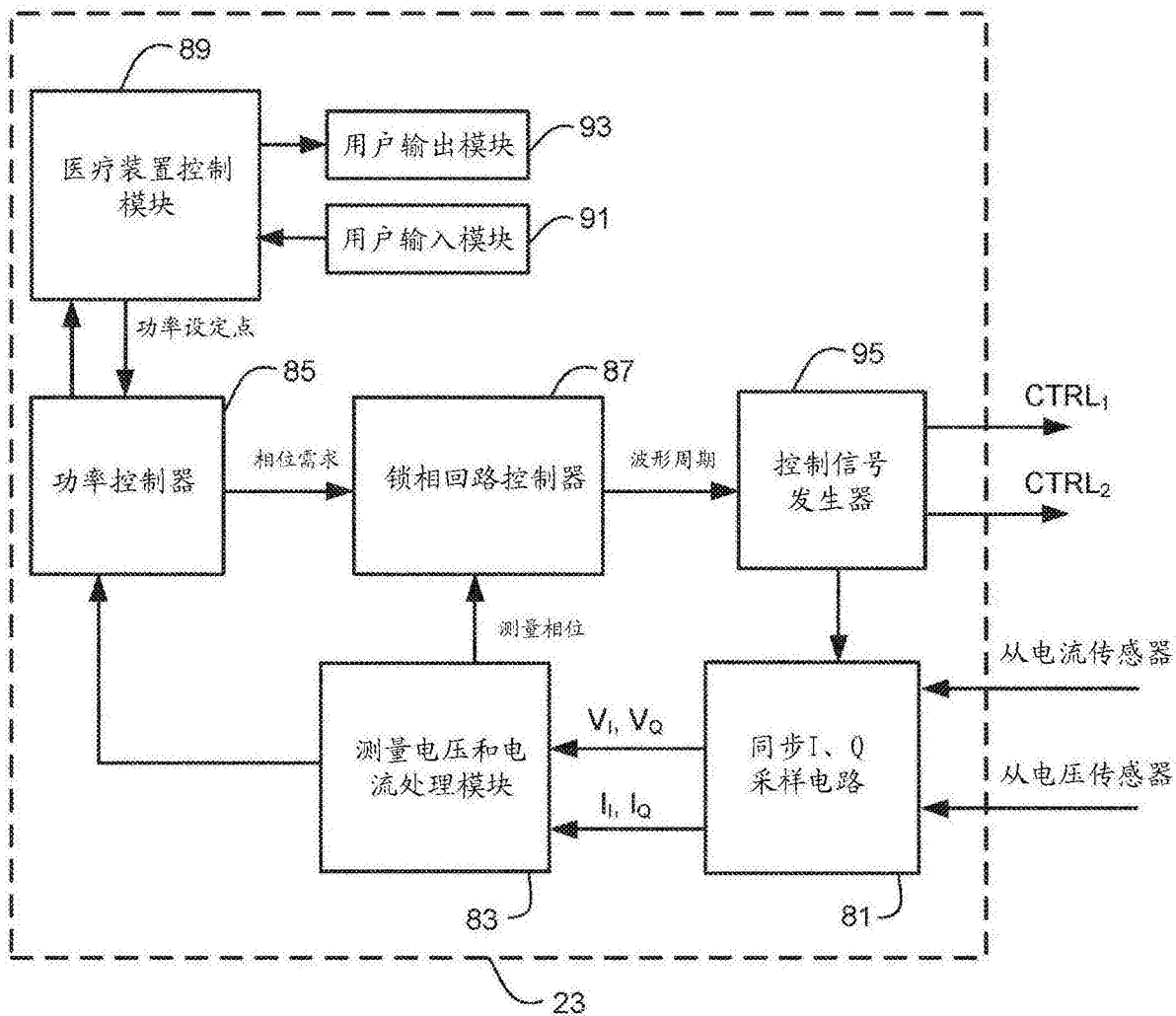


图5

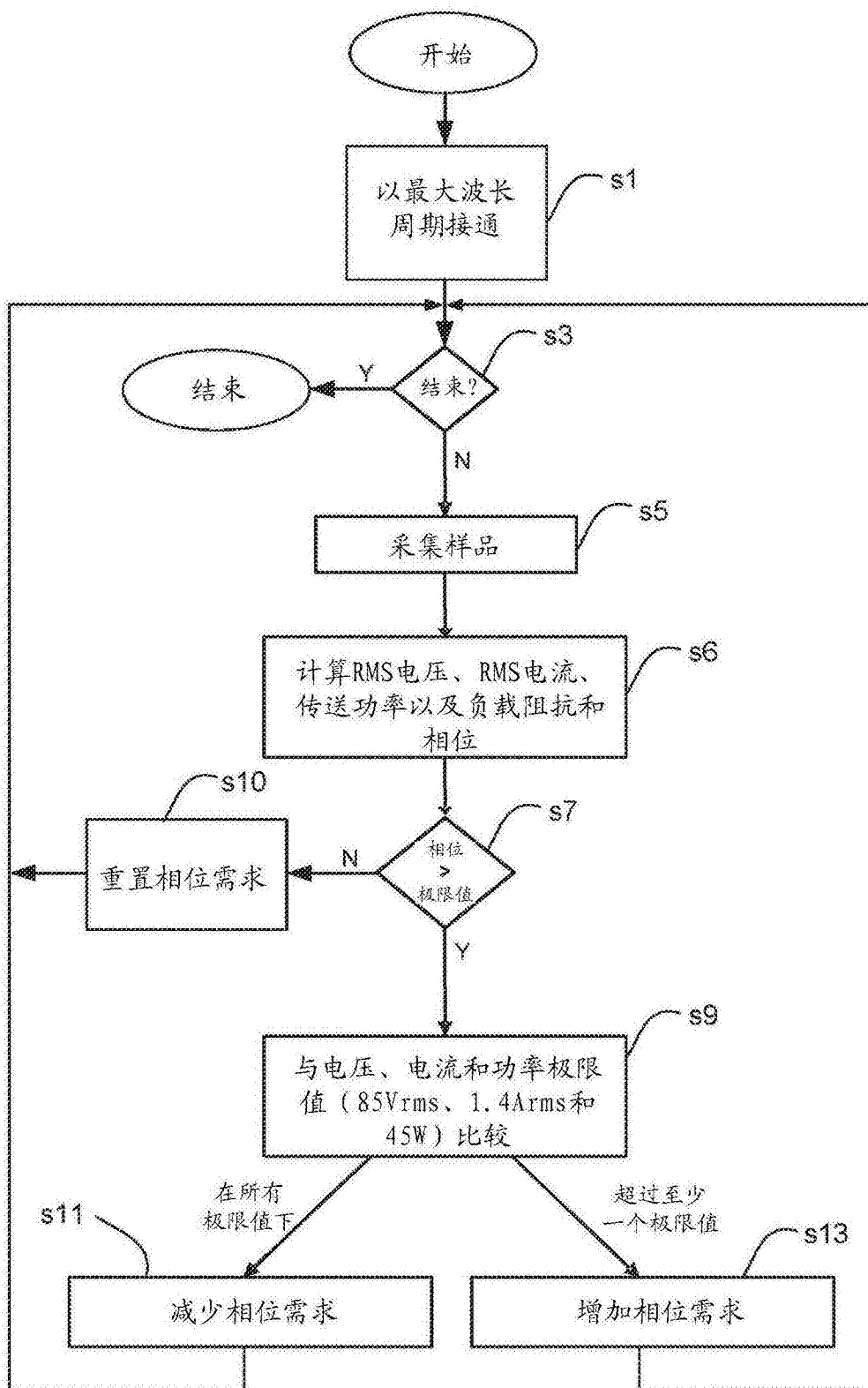


图7

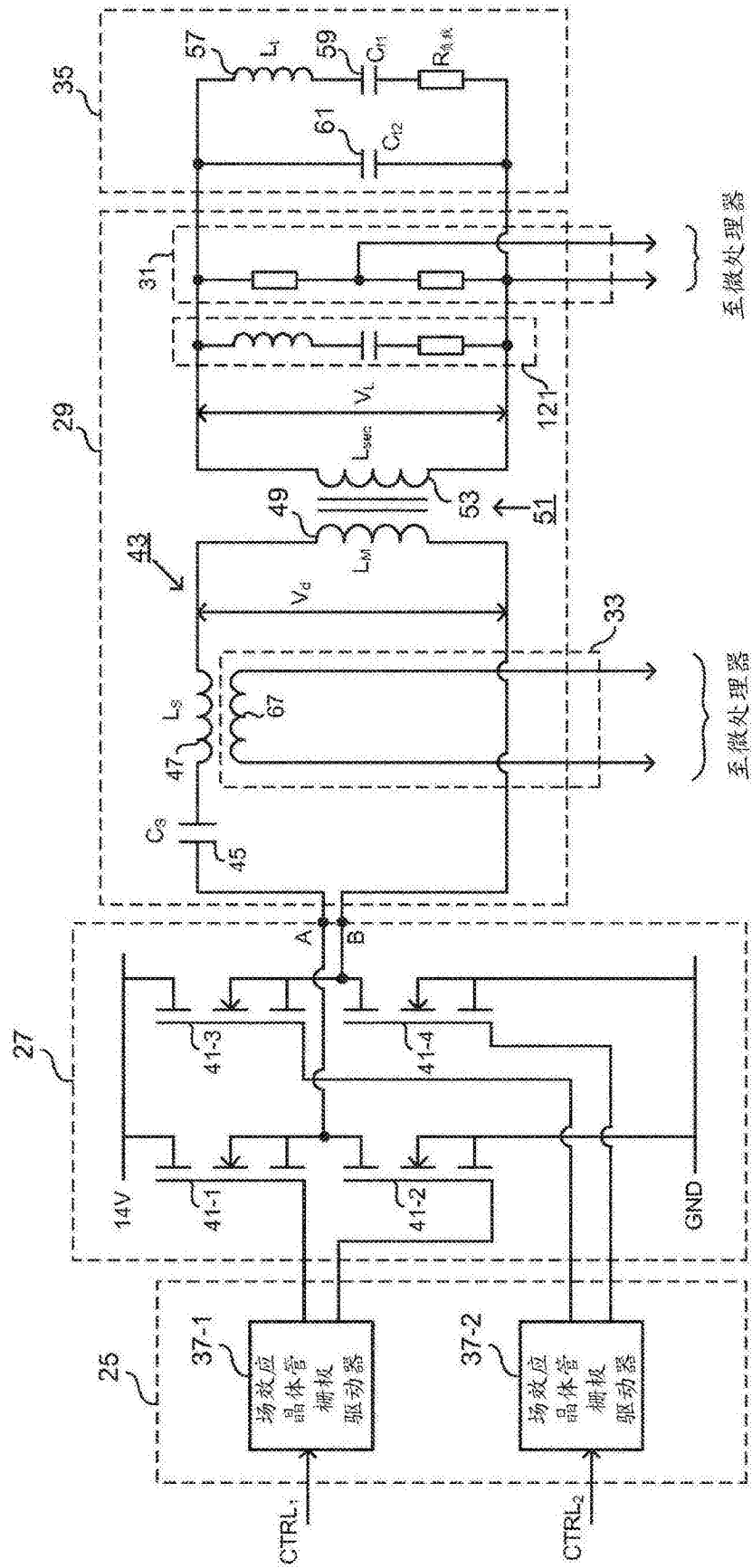


图8

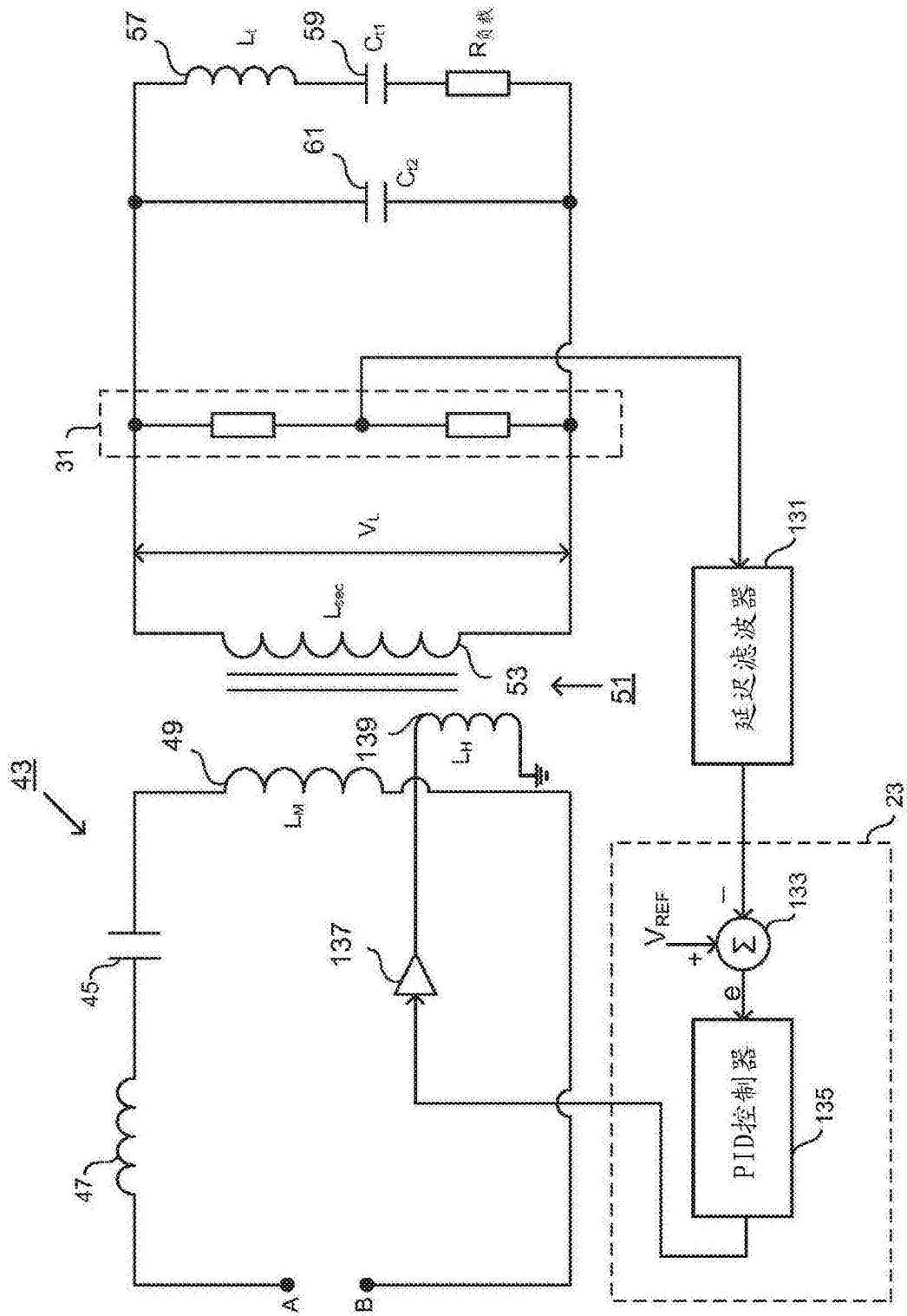


图9

专利名称(译)	医疗装置		
公开(公告)号	CN105979890A	公开(公告)日	2016-09-28
申请号	CN201480075552.7	申请日	2014-12-08
[标]申请(专利权)人(译)	伊西康内外科公司		
申请(专利权)人(译)	伊西康内外科有限责任公司		
当前申请(专利权)人(译)	伊西康内外科有限责任公司		
[标]发明人	AE格林 PC罗伯茨 MD图克威尔 PR博罕姆		
发明人	A·E·格林 P·C·罗伯茨 M·D·图克威尔 P·R·博罕姆		
IPC分类号	A61B17/32 A61B17/00 A61B18/00		
CPC分类号	A61B17/320068 A61B2017/00137 A61B2017/0019 A61B2017/00734 A61B2017/320071 A61B2017/320089 A61B17/28 A61B17/32 A61B18/1206		
优先权	2013022211 2013-12-16 GB		
其他公开文献	CN105979890B		
外部链接	Espacenet SIPO		

摘要(译)

本发明描述了一种医疗装置，该医疗装置具有柄部、联接至柄部的轴、联接至轴的端部执行器和联接至端部执行器以向待治疗的组织或脉管传送超声能量的超声换能器。提供用于生成施加到超声换能器的驱动信号的驱动电路。在一个实施方案中，所述驱动电路包括谐振电路和控制器，所述控制器改变被传递穿过所述谐振电路的所述驱动信号的周期，以便控制供应至所述超声换能器的功率。

