



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 101939900 A

(43) 申请公布日 2011. 01. 05

(21) 申请号 200980104386. 8

代理人 关兆辉 穆德骏

(22) 申请日 2009. 02. 03

(51) Int. Cl.

(30) 优先权数据

2008-029333 2008. 02. 08 JP

H02M 3/155 (2006. 01)

H03F 1/02 (2006. 01)

H03F 1/06 (2006. 01)

H03F 3/24 (2006. 01)

(85) PCT申请进入国家阶段日

2010. 08. 06

(86) PCT申请的申请数据

PCT/JP2009/051771 2009. 02. 03

(87) PCT申请的公布数据

W02009/099056 JA 2009. 08. 13

(71) 申请人 住友电气工业株式会社

地址 日本大阪府

(72) 发明人 神户章宏 金田雅人 小林春夫

平田仁士 志村龙宏

(74) 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限

责任公司 11219

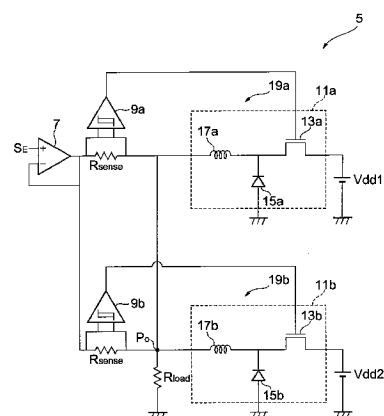
权利要求书 1 页 说明书 7 页 附图 7 页

(54) 发明名称

包络线跟踪电源电路及包括该电路的高频放大器

(57) 摘要

本发明的目的在于,对于具有宽频带的包络线的高频信号也能够维持高效率。该包络线跟踪电源电路 (5),生成与高频信号的包络线对应的输出电压,具备:电压跟随电路 (7),输入包络线信号,输出与该包络线信号 (S_E) 对应的电压;两个并联电阻 (R_{sense}),并联连接于电压跟随电路 (7) 的输出与输出端子 (P_O) 之间;迟滞比较器 (9a、9b),检测并联电阻 (R_{sense}) 各自的电压下降,生成与该电压下降对应的电压;以及开关变换器 (11a、11b),根据迟滞比较器 (9a、9b) 分别输出的电压进行开关,向输出端子 (P_O) 输出电压。



1. 一种包络线跟踪电源电路,生成与高频信号的包络线对应的输出电压,其特征在于,具备:

电压跟随电路部,输入与所述包络线对应的包络线信号,输出与该包络线信号对应的电压;

第一并联电阻及第二并联电阻,并联连接于所述电压跟随电路的输出与所述输出电压的输出端子之间;

第一迟滞比较部及第二迟滞比较部,检测所述第一并联电阻及第二并联电阻各自的电压下降,生成与该电压下降对应的电压;以及

第一开关变换部及第二开关变换部,根据所述第一迟滞比较部及第二迟滞比较部分别输出的电压进行开关,向所述输出端子输出电压。

2. 如权利要求 1 所述的包络线跟踪电源电路,其特征在于,

所述第一开关变换部及第二开关变换部分别具备:第一开关及第二开关,根据所述第一迟滞比较部及第二迟滞比较部输出的电压导通/截止;和第一电感器及第二电感器,接收流过所述第一开关及第二开关的电流,

所述第一电感器的电感小于所述第二电感器的电感。

3. 如权利要求 2 所述的包络线跟踪电源电路,其特征在于,

所述第一迟滞比较部的迟滞宽度大于所述第二迟滞比较部的迟滞宽度。

4. 一种高频放大器,其特征在于,具备:

权利要求 1~3 中任一项所述的包络线跟踪电源电路;和

放大器,接收来自所述包络线跟踪电源电路的所述输出端子的输出电压的供给,并将所述高频信号放大。

包络线跟踪电源电路及包括该电路的高频放大器

技术领域

[0001] 本发明涉及一种包络线跟踪电源电路及包括该包络线跟踪电源电路的高频放大器。

背景技术

[0002] 近年来,对移动通信用的无线基站等中使用的高频放大器的高效化及宽频带化提出了较高要求。作为用于实现高频功率放大器的高效化的电源电路的一例,公知跟踪输入到高频放大器的无线信号的包络线并改变施加到高频放大器的电源电压的包络线跟踪电源电路(参照下述非专利文献1~4)。包络线跟踪电源电路输入与功率放大器的输入信号的包络线对应的信号,由包括作为宽频带电源的运算放大器的部分、和包括作为窄频带但与运算放大器相比高效的电源的开关变换器的部分构成。这种包络线跟踪电源电路在使用WCDMA(Wideband Code Division Multiple Access:宽带分码多工存取)、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing:正交频分复用)等通信方式的情况下,以及用作对峰值电力大于平均信号的信号进行放大的无线基站用功率放大器的情况下有效。

[0003] 非专利文献1:D.F.Kimball, et al.,“High-Efficiency Envelope-Tracking W-CDMA Base-Station Amplifier Using GaN HFETs”, IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. 54, no. 11, November 2006

[0004] 非专利文献2:F.Wang,“High Efficiency Linear Envelope Tracking and Envelope Elimination and Restoration Power Amplifier for WLAN OFDM Applications”, Ph.D. Dissertation, University of California, San Diego, 2006

[0005] 非专利文献3:P.Draxler, S.Lanfranco, et al.,“High Efficiency Envelope Tracking LDMOS Power Amplifier for W-CDMA”, IEEE MTT-S International Microwave Symposium, pp. 1534-1537, June 2006

[0006] 非专利文献4:P.Asbeck, D.Kimball, et al.,“Next Generation High-Efficiency RF Transmitter Technology for Base Stations”, Extended Abstracts of 2007 International Conference on Solid State Devices and Materials, pp. 146-147, Tsukuba, September 2007

发明内容

[0007] 但是,一般情况下,输入的包络线信号的转换速率分布较广,在上述现有的包络线跟踪电源电路中设计为对转换速率的平均值实现最优化,因此在偏离平均转换速率的较多的时间带上效率降低。即,在包络线信号的转换速率超过可由开关变换器对应的转换速率的情况下,由于从运算放大器供给全部的交流电流,因此效率降低。而在包络线信号的转换速率低于可由开关变换器对应的转换速率的情况下,与根据平均转换速率设计开关变换器对应地,效率降低,不管包络线信号的转换速率如何减小,也保持该较低的一定的效率。

[0008] 因此,本发明鉴于上述课题而提出,其目的在于提供一种包络线跟踪电源电路及高频放大器,对于具有宽频带的包络线的高频信号,也能够维持高效率。

[0009] 为了解决上述课题,本发明的一种包络线跟踪电源电路,生成与高频信号的包络线对应的输出电压,具备:电压跟随电路部,输入与包络线对应的包络线信号,输出与该包络线信号对应的电压;第一并联电阻及第二并联电阻,并联连接于电压跟随电路的输出与输出电压的输出端子之间;第一迟滞比较部及第二迟滞比较部,检测第一并联电阻及第二并联电阻各自的电压下降,生成与该电压下降对应的电压;以及第一开关变换部及第二开关变换部,根据第一迟滞比较部及第二迟滞比较部分别输出的电压进行开关,向输出端子输出电压。

[0010] 根据这种包络线跟踪电源电路,从电压跟随电路部经由第一并联电阻输出的电流、根据第一迟滞比较部对该电流进行的检测进行开关的第一开关变换部所输出的电流、从电压跟随电路部经由第二并联电阻输出的电流、根据第二迟滞比较部对该电流进行的检测进行开关的第二开关变换部所输出的电流合成后向输出端子输出。由此,在输出端子上得到与包络线信号的电平对应的输出,并且将由第一迟滞比较部和第一开关变换部构成的电路部、及由第二迟滞比较部和第二开关变换部构成的电路部设计为对包络线信号的频带的响应特性不同,从而能够使两个电路部在较宽的频带进行补充并进行动作。结果,对于宽频带的包络线输入,能够维持较高的整体效率。

[0011] 发明效果

[0012] 根据本发明的包络线跟踪电源电路,对于具有宽频带的包络线的高频信号,也能够维持高效率。

附图说明

[0013] 图 1 是表示本发明的一个优选实施方式的高频放大器的概略结构的电路图。

[0014] 图 2 是表示图 1 的功率放大器的输出 RF 信号的电压及包络线跟踪电源电路的输出电压随时间变化的坐标图。

[0015] 图 3 是用于说明包络线跟踪方式的原理的基本电路图。

[0016] 图 4 是表示 WCDMA 的移动通信方式的包络线信号的频谱分布的坐标图。

[0017] 图 5(a) 是表示来自图 3 的开关变换器的输出电压随时间变化的坐标图,图 5(b) 是表示来自图 3 的开关变换器的输出电流随时间变化的坐标图。

[0018] 图 6 是表示图 3 的基本电路的输入输出波形的坐标图。

[0019] 图 7 是表示图 1 的包络线跟踪电源电路的结构电路图。

[0020] 图 8 是表示图 7 的包络线跟踪电源电路的输出波形的坐标图。

[0021] 图 9 是表示图 7 的包络线跟踪电源电路的输出波形的坐标图。

[0022] 标号说明

[0023] 1...高频放大器

[0024] 5...包络线跟踪电源电路

[0025] 7...电压跟随电路

[0026] 9a、9b...迟滞比较器

[0027] 11a、11b...开关变换器

- [0028] 13a、13b...半导体开关
[0029] 17a、17b...电感器
[0030] 19a、19b...电力产生部
[0031] R_{sense} ...并联电阻

具体实施方式

[0032] 以下参照附图对本发明的高频放大器的优选实施方式进行详细说明。在附图的说明中对相同或相应的部分标注同一标号,省略重复的说明。

[0033] [第一实施方式]

[0034] 图1是表示本发明的一个优选实施方式的高频放大器1的概略结构的电路图。该图1所示的高频放大器1用于在移动通信用的无线基站中将无线信号放大,由包络线检测部3、包络线跟踪电源电路5和功率放大器4构成。

[0035] 功率放大器4接收来自包络线跟踪电源电路5的电力供给,将输入的高频的无线信号(以下称为RF信号)放大并输出。包络线检测部3通过检波等检测包络线,并将包络线信号输入至包络线跟踪电源电路5。图2表示功率放大器4的输出RF信号的电压 $S_{\text{out}0}$ 及包络线跟踪电源电路5的输出电压 $S_{\text{out}1}$ 随着时间变化的一例。这样,包络线跟踪电源电路5生成与RF信号的包络线的时间变化对应的输出电压。由此,与功率放大器4上连接固定电压的电源电路的情况相比,能够减少整体的消耗电力。

[0036] 以下,在说明本实施方式的包络线跟踪电源电路5的结构之前,对包络线跟踪方式的原理进行说明。图3是用于说明包络线跟踪方式的原理的基本电路图。

[0037] 包络线跟踪方式的基本电路905由下述部分构成:电压跟随电路907,由输入包络线信号 S_E 的运算放大器构成;电阻元件 R_{sense} ,连接在电压跟随电路907和基本电路905的输出之间;迟滞比较器(Hysteresis Comparator)909,检测电阻元件 R_{sense} 的电压下降并比较其两端的电位;以及开关变换器(Switching converter)911,接收该迟滞比较器909的输出而进行开关(Switching)。开关变换器911由下述部分构成:功率MOSFET等半导体开关913,在漏极端子上施加有偏压 V_{dd} ,在栅极端子上连接迟滞比较器909的输出;二极管915,阳极端子接地,阴极端子连接于半导体开关913的源极端子;以及电感器917,连接于半导体开关913的源极端子和基本电路905的输出之间。该图中,将功率放大器4等效地替换为负载电阻 R_{load} 。

[0038] 这种基本电路905将从电压跟随电路907向负载电阻 R_{load} 供给的电流与从开关变换器911向负载电阻 R_{load} 供给的电流合成,从而在负载电阻 R_{load} 上生成与包络线信号 S_E 对应的输出电压并输出。

[0039] 具体而言,在迟滞比较器909的输出电压为高电平且半导体开关913为导通(ON)状态的情况下,来自开关变换器911的电流增加,随之从电压跟随电路907流向负载电阻 R_{load} 的电流减少。结果,电阻元件 R_{sense} 的电压下降降低,迟滞比较器909的输出变为低电平,由此半导体开关913变为截止(OFF)状态。半导体开关913处于截止状态的情况下,来自开关变换器911的电流减少,随之从电压跟随电路907流向负载电阻 R_{load} 的电流增加。结果,电阻元件 R_{sense} 的电压下降上升,迟滞比较器909的输出电压变为高电平,由此半导体开关913变为导通状态。

[0040] 通过反复进行上述的动作,开关变换器 911 的输出电压的高频成分(脉动)被电压跟随电路 907 的输出电压得到改善(消除),在负载电阻 R_{load} 上生成与包络线信号 S_E 对应的输出电压。此时,由运算放大器构成的电压跟随电路 907 为宽频带但低效率的电源,而开关变换器 911 为窄频带但高效率的电源。此处,如图 4 所示,WCDMA 的移动通信方式中的包络线信号的频谱分布在包含直流成分的低频带集中。因此,对于包络线的直流成分及低频成分,从高效率的开关变换器 911 供给电力,对于包络线的高频成分,从宽频带的电压跟随电路 907 供给电力,由此电源电路整体维持效率。

[0041] 接着,参照各电路部输出的信号波形更详细地说明基本电路 905 的动作。设基本电路 905 的电感器 917 的电感为 L ,设迟滞比较器 909 的迟滞宽度(Hysteresis width)为 h 。

[0042] 图 5 简化表示(a)来自开关变换器 911 的输出电压 $V_o(t)$ 及(b)来自开关变换器 911 的输出电流 $I_o(t)$ 。此处,图 5(a) 中的 D 为占空比,表示包络线信号的直流成分除以电源电压 V_{dd} 后的值。这样,在时刻 $t = 0$ 半导体开关 913 为导通时,输出电流 I_o 开始增加,达到由迟滞比较器 909 的迟滞宽度 h 决定的上限值 h/R_{sense} 时,迟滞比较器 909 的输出反转,半导体开关 913 变为截止(时刻 $t = T_1$)。半导体开关 913 变为截止时,来自开关变换器 911 的输出电流 I_o 开始减小,达到由迟滞宽度 h 决定的下限值 $-h/R_{sense}$ 时,迟滞比较器 909 的输出反转,导体开关 913 变为导通(时刻 $t = T_2$)。

[0043] 图 6 表示基本电路 905 中的包络线信号 S_E 的电压 V_E 、来自电压跟随电路 907 的输出电流 I_{op} 、来自迟滞比较器 909 的输出电压 V_c 、开关变换器 911 的输出电流 I_o 、及流向负载电阻 R_{load} 的输出电流 I_{out} 的时间变化的测定结果。这样,虽然基本电路 905 产生内部振荡,但在输出电流 I_{out} 中脉动被除去。此时的开关变换器 911 的开关频率由电感 L 和迟滞宽度 h 决定,分别成反比例。

[0044] 接着,对本实施方式的包络线跟踪电源电路 5 的结构进行说明。图 7 是表示包络线跟踪电源电路 5 的结构的电路图。

[0045] 如该图 7 所示,包络线跟踪电源电路 5 具有两个包括迟滞比较器及开关变换器的系统电路。具体而言,包络线跟踪电源电路 5 具备:电压跟随电路 7,输出与包络线信号 S_E 的电压 V_E 对应的电压;两个并联电阻 R_{sense} ,连接于电压跟随电路 7 的输出和与负载电阻 R_{load} 连接的输出端子 P_o 之间;以及两个系统的电力产生部 19a、19b,分别与两个并联电阻 R_{sense} 对应地设置。

[0046] 该电力产生部 19a 由迟滞比较器 9a 和开关变换器 11a 构成。迟滞比较器 9a 中,其输入端子与一个并联电阻 R_{sense} 的两端连接,检测该并联电阻 R_{sense} 的电压下降,根据其电压下降生成高电平状态或低电平状态的电压。另外,对于迟滞比较器 9a,迟滞宽度被设定为 h_1 。

[0047] 开关变换器 11a 是根据迟滞比较器 9a 输出的电压被开关驱动从而向输出端子 P_o 输出电压的电源电路。该开关变换器 11a 由下述部分构成:功率 MOSFET 等半导体开关 13a,在漏极端子上施加有偏压 V_{dd1} ,在栅极端子上与迟滞比较器 9a 的输出连接;二极管 15a,阳极端子接地,阴极端子与半导体开关 13a 的源极端子连接;以及电感器 17a,连接于半导体开关 13a 的源极端子和输出端子 P_o 之间。半导体开关 13a 根据迟滞比较器 9a 的输出电压进行导通/截止,电感器 17a 发挥接收流过半导体开关 13a 的电流并抑制该电流的变化的

作用。另外,电感器 17a 的电感设定为 L_1 。

[0048] 此外,电力产生部 19b 具有与电力产生部 19a 相同的结构,具备与另一个并联电阻 R_{sense} 的两端连接的迟滞比较器 9b、由迟滞比较器 9b 进行开关驱动的开关变换器 11b。开关变换器 11b 由下述部分构成:半导体开关 13b,在漏极端子上施加有偏压 V_{dd2} ,在栅极端子上与迟滞比较器 9b 的输出连接;二极管 15b,阳极端子接地,阴极端子与半导体开关 13b 的源极端子连接;以及电感器 17b,连接于半导体开关 13b 的源极端子与输出端子 P_o 之间。另外,迟滞比较器 9b 的迟滞宽度 h_2 被设定为小于迟滞比较器 9a 的迟滞宽度 h_1 的值,电感器 17b 的电感 L_2 被设定为大于电感器 17a 的电感 L_1 的值。

[0049] 以下,与使用基本电路 905 的情况进行比较并说明本实施方式的高频放大器 1 的作用效果。

[0050] 作为使用基本电路 905 的情况下电路设计时可调整的参数,考虑电感 L 和迟滞宽度 h 。此处,向负载电阻 R_{load} 供给电流尽量由开关变换器进行,效率较高,因此若减小电感 L 则能够较宽地确保频带。但是,若减小电感 L ,则开关频率上升,存在超过开关变换器的上限值的情况。而若与 L 的值对应地增大迟滞宽度 h ,则从电压跟随电路供给的电流增加,效率降低。因此,可知电路整体的效率和频带为权衡取舍的关系。

[0051] 因此,使用基本电路 905 的情况下,利用包络线信号 S_E 的平均转换速率与开关变换器的转换速率一致时效率最高的条件,通过下述式 (1):

[0052] [式 1]

$$[0053] \quad L_{match} = \frac{2(1-D)V_{S_dc} \cdot R_{load}}{|\Delta V_S(t)/\Delta t|} \quad \dots(1)$$

[0054] 确定电感 L 的最佳值。式 (1) 中, V_{S_dc} 表示包络线信号 S_E 的直流成分, D 表示根据 V_{S_dc}/V_{dd} 计算的平均占空比,分母表示将包络线信号 S_E 的时间变化量取平均化后的值。此外,此时的开关频率由下述式 (2):

[0055] [式 2]

$$[0056] \quad f_{sw} = \frac{R_{sense}}{L} \cdot \frac{V_{dd}}{2h} \cdot D \cdot \left(1 - D \cdot \frac{V_{s_rms}^2}{V_{s_dc}^2} \right) \quad \dots(2)$$

[0057] 表达。式 (2) 中, V_{s_rms} 表示包络线信号 S_E 的平方平均。由此,除迟滞宽度 h 以外都是已知的,因此若确定了开关频率,则可确定迟滞宽度 h 的最佳值。

[0058] 即使在使用上述的设计方法设计迟滞宽度 h 及电感 L 的情况下,由于包络线信号 S_E 的转换速率分布较宽(图 4 参照),因此基本电路 905 仅对于平均转换速率实现最优化,在偏离平均转换速率的较多的时间带上效率大幅降低。此外,在包络线信号 S_E 的转换速率低于开关变换器的转换速率的情况下,与为实现宽频带而减小的电感 L 相应地效率降低,不管输入转换速率如何减小,都保持该较低的一定的效率。

[0059] 而本实施方式的包络线跟踪电源电路 5 中,将由迟滞比较器 9a 和开关变换器 11a 构成的电力产生部 19a、及由迟滞比较器 9b 和开关变换器 11b 构成的电力产生部 19b 设计为对包络线信号 S_E 的频带的响应特性不同,从而能够使两个电力产生部 19a、19b 在较宽的频带上相互补充并进行动作。结果,对于宽频带的包络线输入,能够维持较高的整体效率。

[0060] 即,电力产生部 19a 的电感 L_1 小于电力产生部 19b 的电感 L_2 ,电力产生部 19a 的迟滞宽度 h_1 大于电力产生部 19b 的迟滞宽度 h_2 。由此,电力产生部 19a 作为宽频带且低效率的电源进行动作,电力产生部 19b 作为窄频带且高效率的电源进行动作,并且还能够使各自的开关频率接近。

[0061] 图 8 是表示包络线信号 S_E 的转换速率较低时的包络线跟踪电源电路 5 的输出波形的测定结果的图, I_{op} 表示来自电压跟随电路 7 的输出电流, V_{C1} 、 V_{C2} 分别表示来自迟滞比较器 9a、9b 的输出电压, I_{O1} 、 I_{O2} 表示开关变换器 11a、11b 的输出电流。这样,可知从动作开始经过一定时间后,切换为仅电感大而迟滞宽度小的窄频带 / 高效率的电力产生部 19b 动作。此时,电感小而迟滞宽度大的宽频带 / 低效率的电力产生部 19a 不动作。

[0062] 另一方面,图 9 是表示包络线信号 S_E 的转换速率较高时的包络线跟踪电源电路 5 的输出波形的测定结果的图,该情况下电力产生部 19a、19b 双方均动作,但输出电流大的是电感小而迟滞宽度大的电力产生部 19a。

[0063] 观察这些测定结果也可得知,输入转换速率小时,切换到窄频带 / 高效率的开关变换器,输入转换速率大时,宽频带的开关变换器动作,防止来自效率最低的电压跟随电路的电流增大,与不论输入转换速率如何均为一定的低效率的基本电路 905 相比,实现了效率的大幅度改善。

[0064] 另外,本发明不限于前述的实施方式。例如,本实施方式的包络线跟踪电源电路 5 具备两个系统的电力产生部 19a、19b,但也可以具备使电感及迟滞宽度多阶段变化的三个系统以上的电力产生部。

[0065] 此外,对于本实施方式的电力产生部 19a、19b,只要电感 L_1 小于电感 L_2 、迟滞宽度 h_1 大于迟滞宽度 h_2 ,则可以设定为各种电感及迟滞宽度,但从使开关频率接近并且半导体开关 13a、13b 等采用相同的设备而使设计容易这一点出发,优选设定为电感 L 与迟滞宽度 h 之积大致相同。

[0066] 优选的是,第一及第二开关变换部分别具有:第一及第二开关,根据第一及第二迟滞比较部输出的电压导通 / 截止;和第一及第二电感器,接收流过第一及第二开关的电流,第一电感器的电感小于第二电感器的电感。

[0067] 该情况下,第一开关变换部对包络线响应的频带变宽,而第二开关变换部对包络线响应的频带变窄,但与第一开关变换部相比效率变高。结果,与包络线的转换速率对应地,第一及第二开关变换部进行补充并供给输出电流,因此能够不使来自电压跟随电路部的输出电流增大,并且对于宽频带的包络线输入维持较高的整体效率。

[0068] 此外,还优选第一迟滞比较部的迟滞宽度大于第二迟滞比较部的迟滞宽度。

[0069] 若采用该结构,则能够使包络线的转换速率较大时动作的第一开关变换部的开关频率与包络线的转换速率较小时动作的第二开关变换部的开关频率接近,因此能够通过构成开关变换器的电路元件的共用化,使电路设计变得容易。

[0070] 或者,本发明的高频放大器具备:上述的包络线跟踪电源电路;和放大器,接收来自包络线跟踪电源电路的输出端子的输出电压的供给,并将高频信号放大。根据这种高频放大器,对于具有宽频带的包络线的高频信号输入,能够维持较高的整体效率。

[0071] 工业上的利用性

[0072] 本发明提供一种包络线跟踪电源电路及包括该包络线跟踪电源电路的高频放大

器,对于具有宽频带的包络线的高频信号,也能够维持高效率。

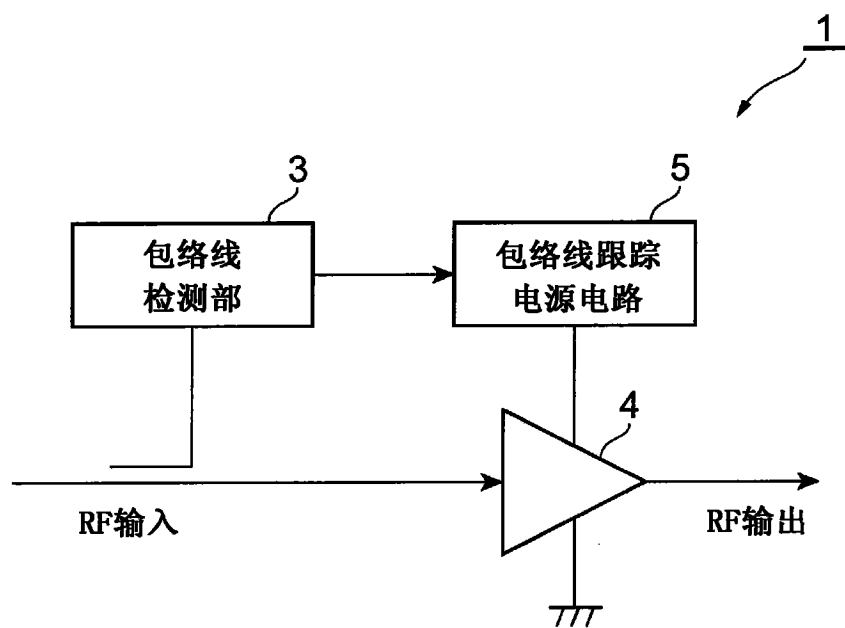


图 1

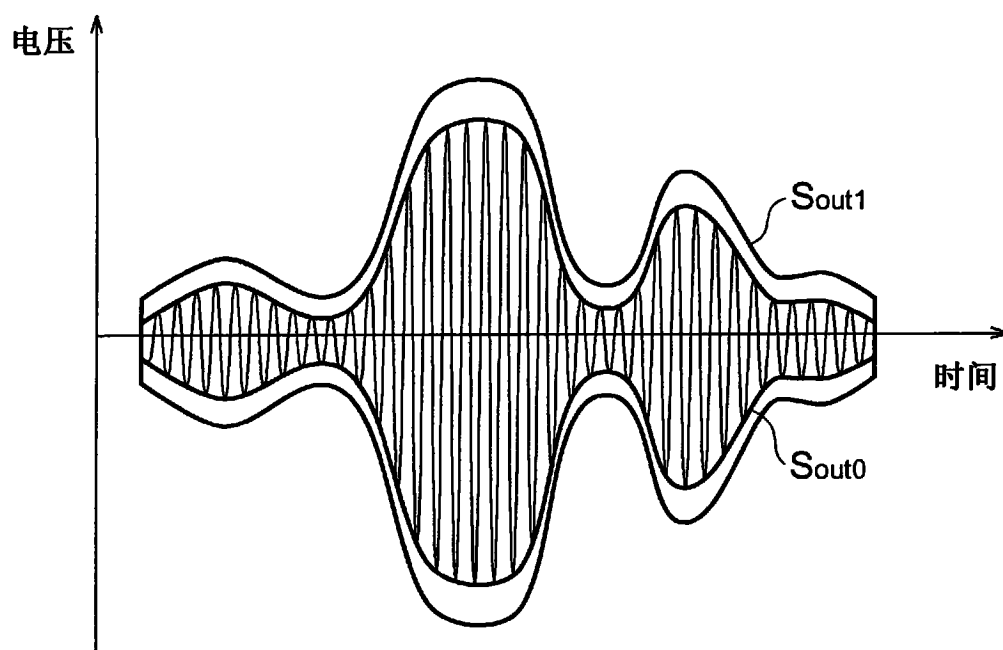


图 2

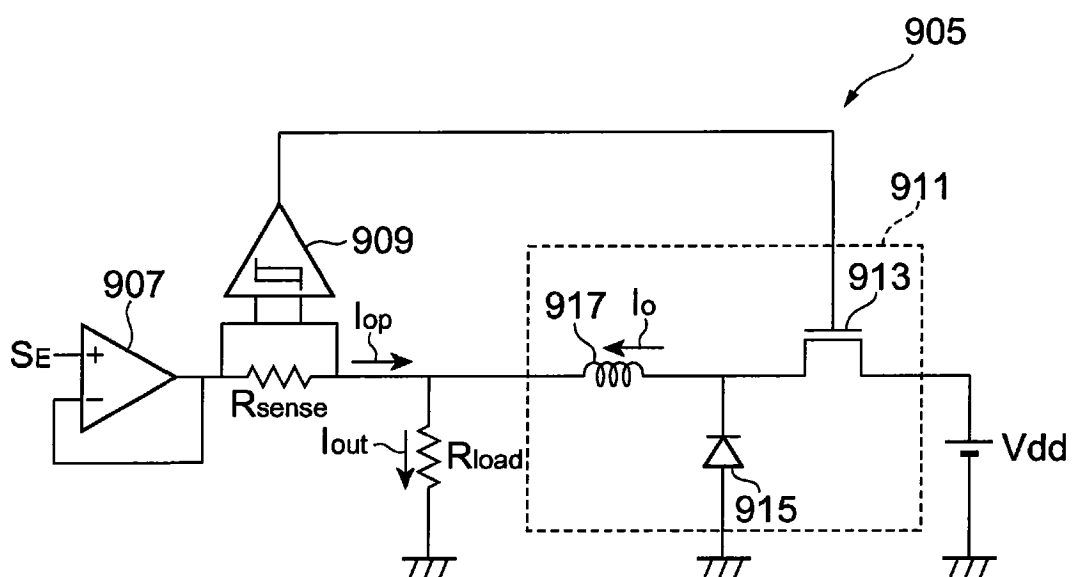


图 3

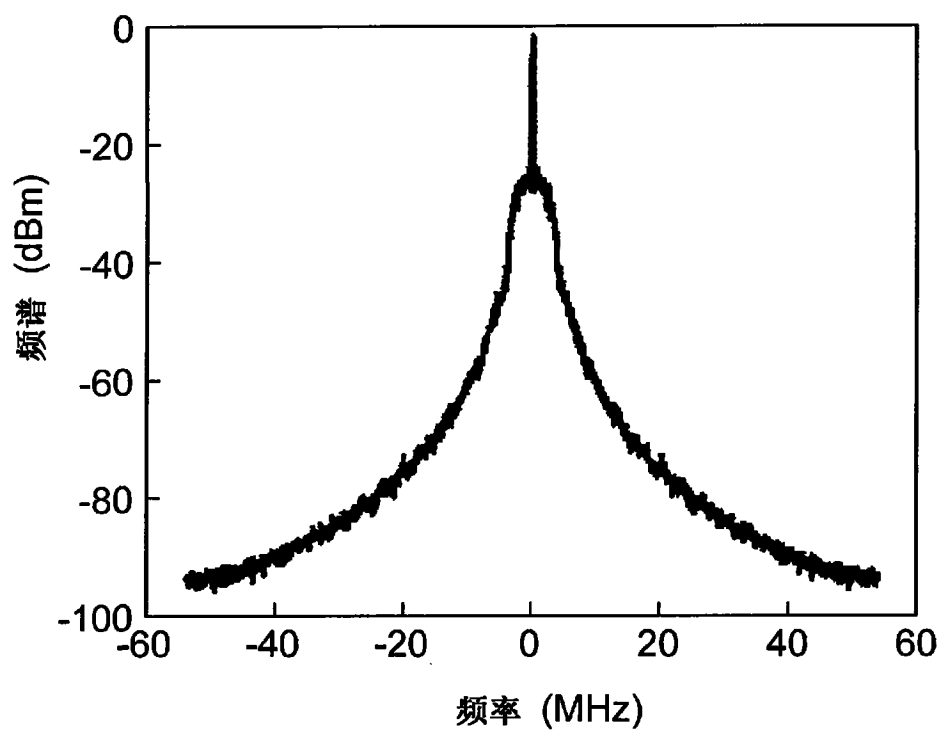


图 4

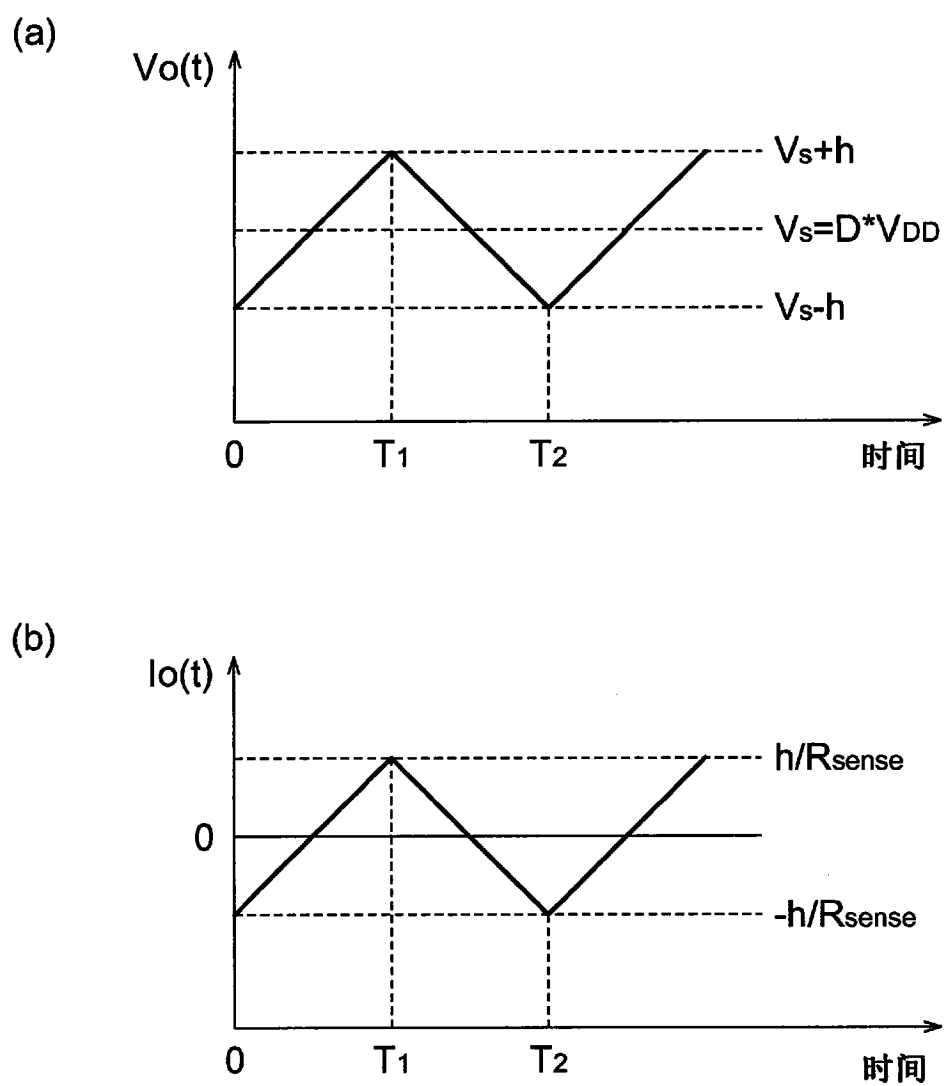


图 5

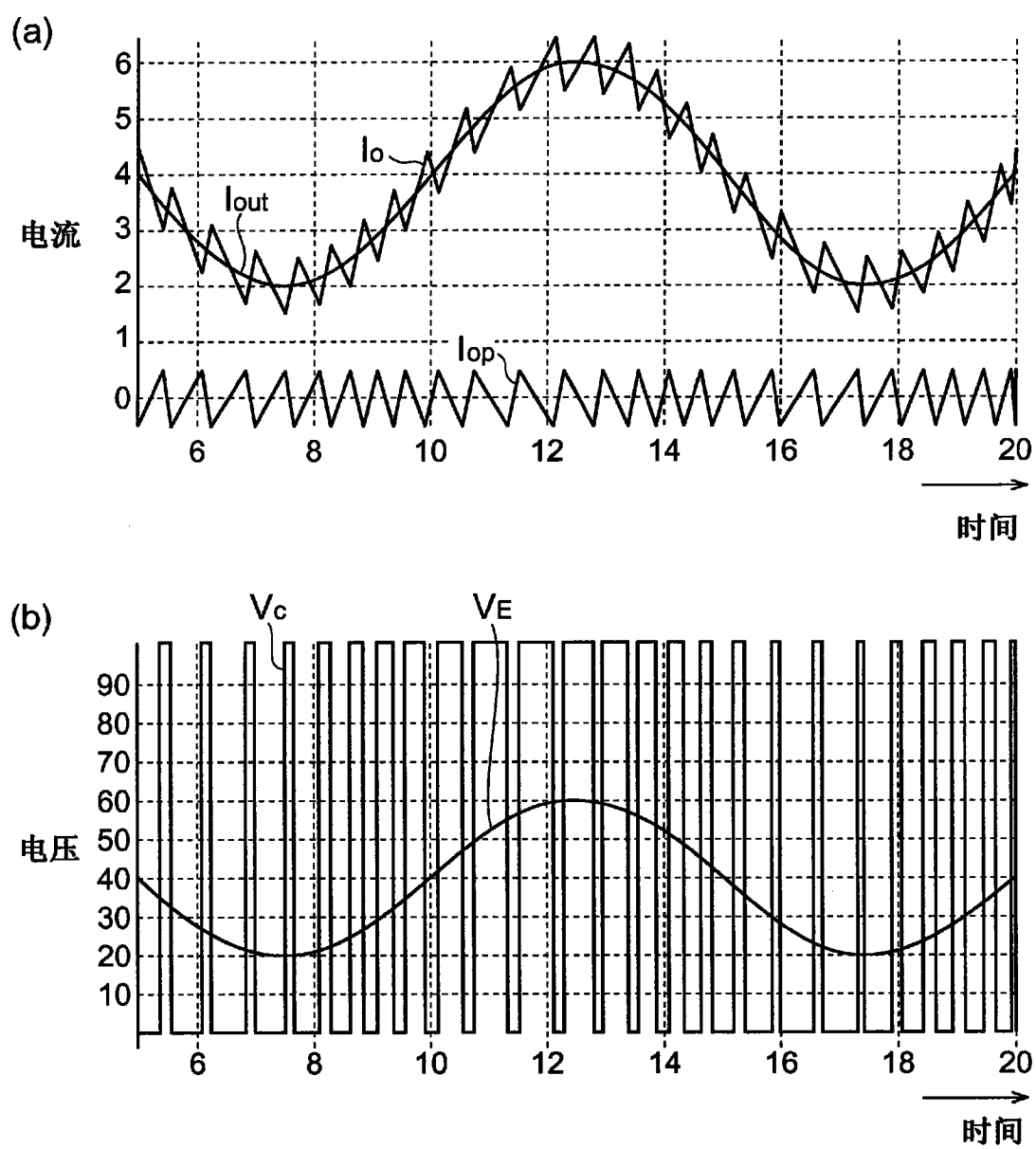


图 6

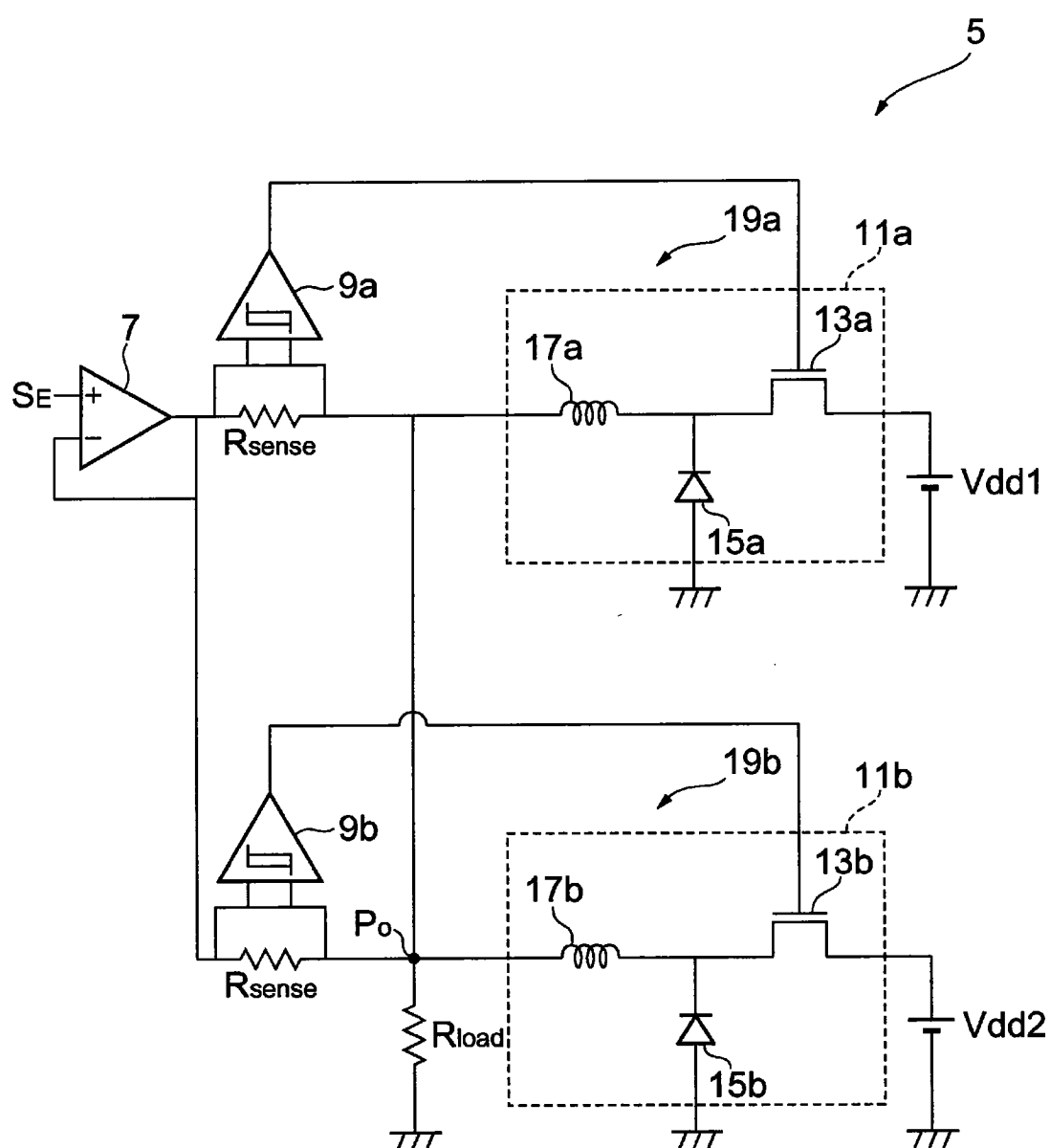


图 7

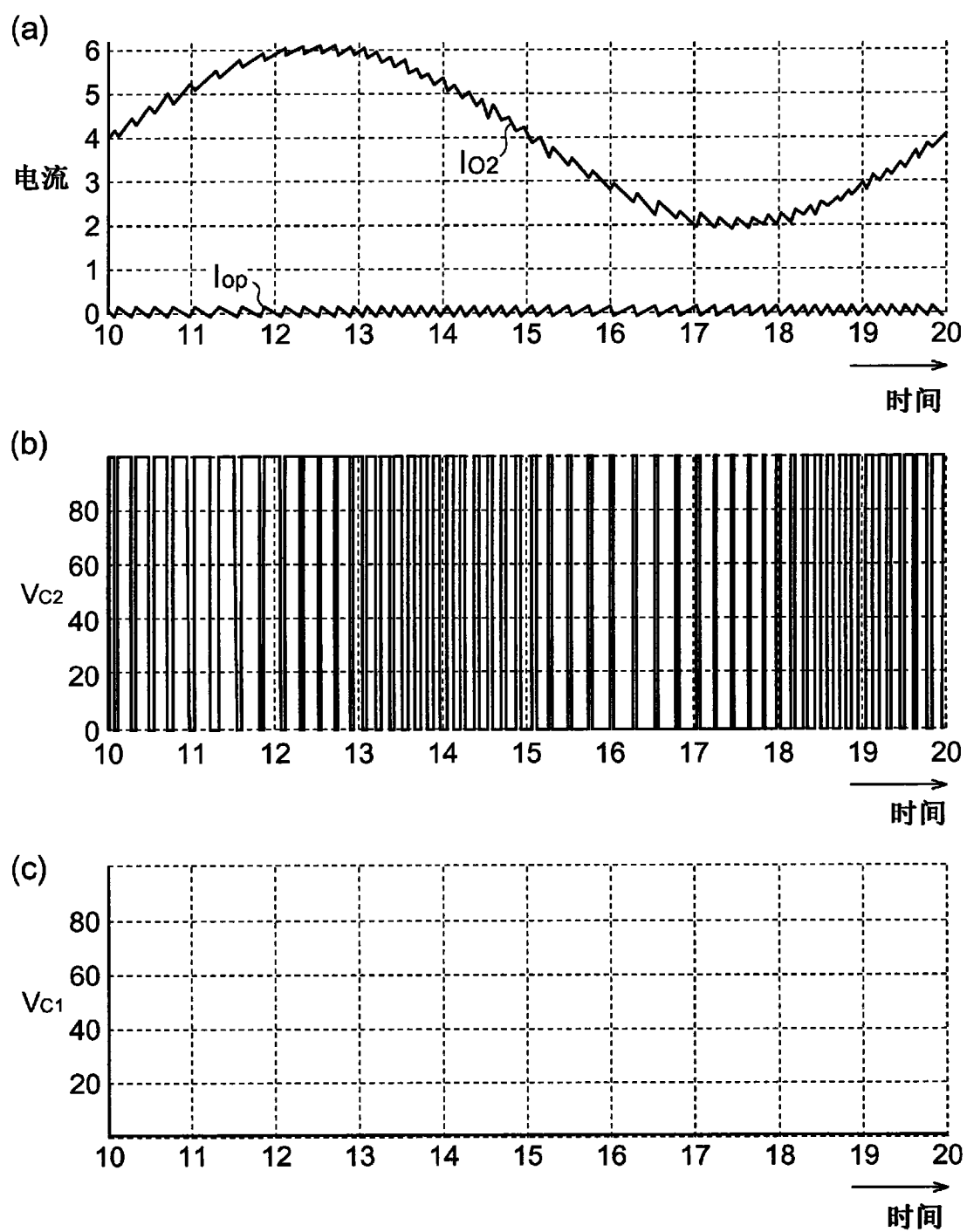


图 8

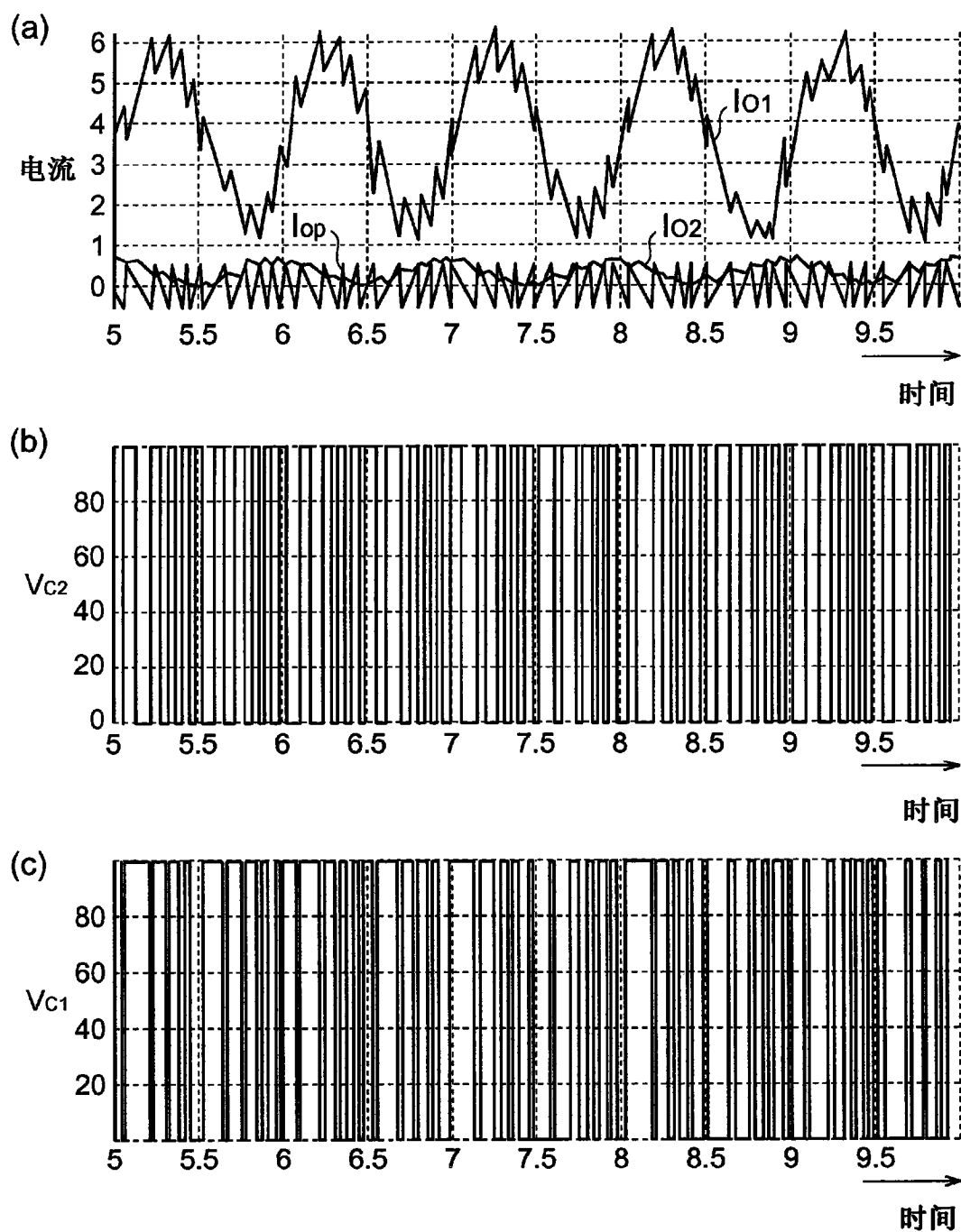


图 9