

(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101027829 B

(45) 授权公告日 2012. 07. 18

(21) 申请号 200580032417. 5

(22) 申请日 2005. 09. 21

(30) 优先权数据

04300635. 2 2004. 09. 28 EP

05300754. 8 2005. 09. 16 EP

(85) PCT申请进入国家阶段日

2007. 03. 26

(86) PCT申请的申请数据

PCT/IB2005/053107 2005. 09. 21

(87) PCT申请的公布数据

W02006/035369 EN 2006. 04. 06

(73) 专利权人 NXP 股份有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

(72) 发明人 皮埃特·G·布兰肯

(74) 专利代理机构 北京天昊联合知识产权代理

有限公司 11112

代理人 陈源 张天舒

(51) Int. Cl.

H02M 3/156(2006. 01)

(56) 对比文件

US 2003/0085692 A1, 2003. 05. 08, 说明书附图 6, 15, 16 以及说明书第 [0021] 段到第 [0034] 段.

US 2003/0007376 A1, 2003. 01. 09, 说明书第 [0008] 段到第 [0036] 段, 附图 1.

审查员 柴德娥

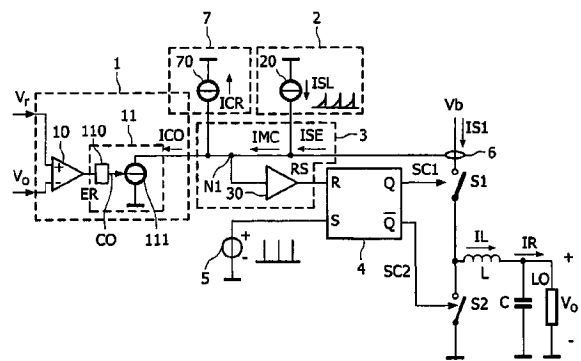
权利要求书 4 页 说明书 18 页 附图 11 页

(54) 发明名称

电流式受控 DC-DC 转换器

(57) 摘要

电流式受控 DC-DC 转换器, 接收输入电压 (V<sub>b</sub>) 并提供输出电压 (V<sub>o</sub>)。可控开关 (S1) 与电感器 (L) 相连, 用于获得经过电感器 (L) 的周期性变化的电感器电流 (I<sub>L</sub>)。电流式控制器 (1) 对 V<sub>o</sub> 与参考电压 (V<sub>r</sub>) 进行比较以获得误差信号 (ER), 并把转移函数应用于 ER 以获得控制信号 (CO ; ICO)。校正电路 (7) 把 (CO ; ICO) 与校正信号 (ICR) 相加以获得修改后的控制信号 (MCO ; IMC), 其中 ICR 代表 (CO ; ICO) 的初始电平与电感器电流 (I<sub>L</sub>) 的平均值之间的差。驱动电路 (3、4) 把代表电感器电流 (I<sub>L</sub>) 的检测到的信号 (SE) 与 (MCO ; IMC) 进行比较 (3), 从而当 SE 的电平到达 (MCO ; IMC) 的电平时切断 (4) 可控开关 (S1)。



1. 一种电流式受控 DC/DC 转换器,用于接收输入电压 ( $V_b$ ) 以提供输出电压 ( $V_o$ ),所述电流式受控 DC/DC 转换器包括:

电感器 (L) 和与电感器 (L) 相连的可控开关 (S1),用于获得经过电感器 (L) 的周期性变化的电感器电流 (IL);

电流式控制器 (1),用于对输出电压 ( $V_o$ ) 与参考电压 ( $V_r$ ) 进行比较 (10) 以获得误差信号 (ER),并且把转移函数应用 (11) 于误差信号 (ER) 以获得控制信号 (CO ;ICO);

校正电路 (7),用于产生校正信号 (ICR),并把校正信号 (ICR) 加到控制信号 (CO ;ICO) 以获得修改后的控制信号 (MCO ;IMC),以使电感器电流 (IL) 的平均值 (ILA) 等于修改后的控制信号的电平;

驱动电路 (3、4),用于把代表电感器电流 (IL) 的检测到的信号 (SE) 与修改后的控制信号 (MCO ;ICO) 进行比较 (3),从而当检测到的信号 (SE) 的电平到达修改后的控制信号 (MCO ;ICO) 的电平时切断 (4) 可控开关 (S1)。

2. 根据权利要求 1 所述的电流式受控 DC/DC 转换器,其中校正信号 (ICR) 代表控制信号 (CO ;ICO) 的初始电平与电感器电流 (IL) 的平均值 (ILA) 之间的差。

3. 根据权利要求 1 所述的电流式受控 DC/DC 转换器,其中,所述校正信号 (ICR) 代表电感器电流 (IL) 的平均值与极值之间的差。

4. 根据权利要求 1 所述的电流式受控 DC/DC 转换器,它是降压转换器,所述校正信号是  $(V_o * T) / 2L$ ,其中  $V_o$  是输出电压 ( $V_o$ ),  $T$  是周期性变化的电感器电流 (IL) 的一个周期的持续时间,  $L$  是电感器 (L) 的电感。

5. 根据权利要求 1 所述的电流式受控 DC/DC 转换器,它用于向负载 (LO) 提供输出电压 ( $V_o$ ) 和输出电流 ( $I_o$ ),其中校正电路 (7) 还包括乘法器 (72),乘法器 (72) 用于把控制信号 (ICO) 和乘法因数 (MF) 相乘从而获得乘积控制信号 (MCO),乘法因数 (MF) 代表电感器电流 (IL) 的平均值 (ILA) 与输出电流 ( $I_o$ ) 的平均值 ( $I_{oA}$ ) 之间的比率,而且校正电路 (7) 被布置用于把校正信号 (ICR) 与乘积控制信号 (MCO) 相加。

6. 根据权利要求 5 所述的电流式受控 DC/DC 转换器,它是升降压转换器,乘法因数 (MF) 是  $1 + V_o / V_b$ ,其中  $V_b$  是输入电压 ( $V_b$ ),  $V_o$  是输出电压 ( $V_o$ )。

7. 根据权利要求 6 所述的电流式受控 DC/DC 转换器,其中,所述校正信号 (ICR) 是  $(\ln(1+k) - 0.5 * k / (1+k)) * T * V_b / L$ ,

其中  $\ln$  是自然对数,  $k = V_o / V_b$ ,  $T$  是周期性变化的电感器电流 (IL) 的一个周期的持续时间,  $L$  是电感器 (L) 的电感。

8. 根据权利要求 5 所述的电流式受控 DC/DC 转换器,它是升压转换器,乘法因数 (MF) 是  $V_o / V_b$ ,其中  $V_b$  是输入电压 ( $V_b$ ),  $V_o$  是输出电压 ( $V_o$ )。

9. 根据权利要求 8 所述的电流式受控 DC/DC 转换器,其中,所述校正信号 (ICR) 是  $(V_o - V_b) * T / 2L$ ,其中  $T$  是周期性变化的电感器电流 (IL) 的一个周期的持续时间,  $L$  是电感器 (L) 的电感。

10. 根据权利要求 1 所述的电流式受控 DC/DC 转换器,它用于向负载 (LO) 提供输出电压 ( $V_o$ ) 和输出电流 ( $I_o$ ),其中校正电路 (7) 还包括乘法器 (72),乘法器 (72) 把修改后的控制信号 (MCO') 与乘法因数 (MF) 相乘从而获得乘积的修改后控制信号 (MMC),其中乘法因数 (MF) 代表电感器电流 (IL) 的平均值 (ILA) 与输出电流 ( $I_o$ ) 的平均值 ( $I_{oA}$ ) 之间的

比率,驱动电路(3、4)被布置用于把代表电感器电流(IL)的检测到的信号(SE)与乘积的修改后控制信号(MMC)进行比较(3),从而当检测到的信号(SE)的电平到达乘积的修改后控制信号(MMC)的电平时切断(4)可控开关(S1)。

11. 根据权利要求10所述的电流式受控DC/DC转换器,它是升降压转换器,乘法因数(MF)是 $1+V_o/V_b$ ,其中 $V_b$ 是输入电压( $V_b$ ), $V_o$ 是输出电压( $V_o$ )。

12. 根据权利要求11所述的电流式受控DC/DC转换器,其中,所述校正信号(ICR')是:  
 $(1/(1+k)) * (\ln(1+k) - 0.5 * k / (1+k)) * T * V_b / L$

其中 $\ln$ 是自然对数, $k = V_o/V_b$ , $T$ 是周期性变化的电感器电流(IL)的一个周期的持续时间, $L$ 是电感器(L)的电感。

13. 根据权利要求10所述的电流式受控DC/DC转换器,它是升压转换器,乘法因数(MF)是 $V_o/V_b$ ,其中 $V_b$ 是输入电压( $V_b$ ), $V_o$ 是输出电压( $V_o$ )。

14. 根据权利要求13所述的电流式受控DC/DC转换器,其中,所述校正信号(ICR'):  
 $(V_b/V_o) * (V_o - V_b) * T / 2L$ ,其中 $T$ 是周期性变化的电感器电流(IL)的一个周期的持续时间, $L$ 是电感器(L)的电感。

15. 根据权利要求2或3所述的电流式受控DC/DC转换器,还包括产生斜坡补偿信号(ISL)的斜坡补偿电路(2),其中校正信号(ICR)代表切断时刻处的所述差和所述斜坡补偿信号的电平之和,在切断时刻处,驱动电路(3、4)被布置用于切断可控开关(S1)。

16. 根据权利要求1所述的电流式受控DC/DC转换器,还包括限制电路(8),用于限制控制信号(8)的最小和/或最大值。

17. 根据权利要求1所述的电流式受控DC/DC转换器,其中

电流式控制器(1)包括受控电流源(111),用于向节点(N1)提供控制电流(IC0),其中控制电流(IC0)由控制信号(C0)确定;

校正电路(7)包括电流源(70),用于向节点(N1)提供校正信号,其中校正信号是校正电流(ICR);

检测电路(6)用于检测电感器电流(IL),以便向节点(N1)提供检测到的信号(SE),其中检测到的信号(SE)是检测到的电流(ISE),控制电流(IC0)和校正电流(ICR)的极性相同,并且与检测到的电流(ISE)的极性相反;以及

驱动电路(3、4)被连接到节点(N1),以确定检测到的电流(ISE)的电平何时到达控制电流(IC0)和校正电流(ICR)之和的电平。

18. 根据权利要求17所述的电流式受控DC/DC转换器,还包括斜坡补偿电路(2),斜坡补偿电路(2)包括用于向节点(N1)提供斜坡补偿电流(ISL)的电流源(20),斜坡补偿电流(ISL)的极性与检测到的电流(ISE)的极性相同,校正电路(7)中的电流源(70)被布置用于提供校正电流(ICR),校正电流(ICR)是在切断时刻处代表控制信号(C0;IC0)的初始电平与电感器电流(IL)的平均值(ILA)之间的差的电流和所述斜坡补偿信号的电平之和,在切断时刻处,驱动电路(3、4)被布置用于切断可控开关(S1)。

19. 根据权利要求17所述的电流式受控DC/DC转换器,还包括斜坡补偿电路(2),斜坡补偿电路(2)包括用于向节点(N1)提供斜坡补偿电流(ISL)的电流源(20),斜坡补偿电流(ISL)的极性与检测到的电流(ISE)的极性相同,校正电路(7)中的电流源(70)被布置用于提供校正电流(ICR),校正电流(ICR)是在切断时刻处代表电感器电流(IL)的平均值与

极值之间的差的电流和所述斜坡补偿信号的电平之和,在切断时刻处,驱动电路(3、4)被布置用于切断可控开关(S1)。

20. 根据权利要求18或19所述的电流式受控DC/DC转换器,其中电流式控制器(1)包括比较器(10),比较器(10)把参考电压( $V_r$ )与输出电压( $V_o$ )进行比较以获得误差电压(ER),电流式控制器(1)还包括PI控制器(110),PI控制器(110)接收误差电压(ER)以提供控制信号(CO),其中校正电路(7)被布置用于提供校正电流(ICR)。

21. 根据权利要求17所述的电流式受控DC/DC转换器,其中电流式控制器(1)包括I控制器(110),I控制器(110)具有允许影响I控制器(110)的积分动作的输入端(11),电流式受控DC/DC转换器还包括:

第一附加电流源(81),用于向其它节点(N2)提供与控制电流(ICO)成比例的第一电流(ICOC);

第二附加电流源(80;80'),用于向其它节点(N2)提供预定的固定第二电流(IMAX;IMIN),

其中其它节点(N2)处的电压( $V_N$ )取决于第一电流(ICOC)和所述第二电流(IMAX;IMIN)之间的差;

钳位电路(82),用于限制其它节点(N2)处的电压( $V_N$ );以及

放大器(83),具有与其它节点(N2)相连的输入端和与I控制(110)的输入端(11)相连的输出端。

22. 根据权利要求21所述的电流式受控DC/DC转换器,其中第二电流(IMAX;IMIN)指示最大电流电平(IMAX),而且当第一电流(ICOC)超过最大电流电平(IMAX)时,放大器(83)减小积分动作。

23. 根据权利要求21所述的电流式受控DC/DC转换器,第二电流(IMAX;IMIN)指示最小电流电平(IMIN),而且当第一电流(ICOC)降至最小电流电平(IMIN)之下时,放大器(83)增大积分动作。

24. 根据权利要求23所述的电流式受控DC/DC转换器,其中电流式受控DC/DC转换器还包括第三附加电流源(71),用于向其它节点(N2)提供与校正电流(ICR)成比例的第三电流(ICRC),其中当第一电流(ICOC)降至最小电流电平(IMIN)与第三电流(ICRC)的和之下时,放大器(83)增大积分动作。

25. 根据权利要求21所述的电流式受控DC/DC转换器,其中I控制器(110)包括积分电容器(C1),而且放大器(83)的输出端与积分电容器(C1)相连。

26. 一种移动装置,包括:

根据权利要求1所述的电流式受控DC/DC转换器;和

电池,用于提供电池电压;

所述电流式受控DC/DC转换器被布置用于把所述电池电压转换为电源电压。

27. 一种用于控制电流式受控DC/DC转换器的方法,所述转换器包括可控开关(S1),可控开关(S1)与电感器(L)相连并接收输入电压( $V_b$ ),从而提供输出电压( $V_o$ ),所述方法包括:

产生经过电感器(L)的周期性变化的电感器电流(IL);

把输出电压( $V_o$ )与参考电压( $V_r$ )进行比较(10)以获得误差信号(ER),并且把转移函

数应用 (11) 于误差信号 (ER) 以获得控制信号 (CO ;ICO) ;

把控制信号 (CO ;ICO) 与校正信号 (ICR) 相加以获得修改后的控制信号 (MCO ;IMC), 其中校正信号 (ICR) 代表控制信号 (CO ;ICO) 的初始电平与电感器电流 (IL) 的平均值之间的差 ;以及

把代表电感器电流 (IL) 的检测到的信号 (SE) 与修改后的控制信号 (MCO ;ICO) 进行比较 (3), 从而当检测到的信号 (SE) 的电平到达修改后的控制信号 (MCO ;ICO) 的电平时切断 (4) 可控开关 (S1)。

## 电流式受控 DC-DC 转换器

### 技术领域

[0001] 本发明涉及电流式受控 DC-DC 转换器、一种包括所述电流式受控 DC-DC 转换器的装置以及一种控制所述电流式受控 DC-DC 转换器的方法。

### [0002] 背景技术

[0003] 在电流式受控 DC-DC 转换器中,可控开关连接到电感器以产生流过电感器的周期性变化的电感器电流。外部电压调整回路包括电流式控制器,它从参考电压中减去转换器的输出电压以提供误差信号,对误差信号进行处理得到控制信号。这个控制信号可以用作电感器中峰值电流的调节电平。所述处理通常包括 PI 或 PID 控制器,它接收误差信号并提供控制信号。当代表电感器电流的检测信号到达调节电平时,内部电流调整回路切断可控开关。因此,调节电平取决于输出电压电平与参考电压电平之间的差,而且确定了流过电感器的电流的峰值电流电平。用于确定这个检测信号的多种选择是已知的。例如,可以利用电流变换器获得这个检测信号,或作为与电感器串联的阻抗上的电压,这个串联阻抗可以是开关的主电流通径。

[0004] 通常,开关由振荡器产生的时钟脉冲接通。开关的接通时间是指开关由时钟脉冲接通的时刻与电感器电流达到调节电平的时刻之间的时段。开关的切断时间是指电感器电流达到调节电平的时刻与下一个时钟脉冲之间的时段。重复周期是接通时间与切断时间的总和。在降压转换器中,在接通时间内,开关把电感器连接在输入电压与输出之间,而且电感器电流增大。输入电压可以由电池提供。在切断时间期间,另一个开关把电感器连接在输出与地之间,而且电感器电流减小。其它电流式受控 DC/DC 转换器的拓扑也是已知的,例如升压转换器、升降压转换器、Cuk 转换器。

[0005] 通常,需要斜坡补偿来抑制电感器电流中的干扰。通过改变作为重复周期时间的函数的调节电平而获得斜坡补偿。通常,电流式控制器从控制信号中减去锯齿斜坡补偿信号、抛物线斜坡补偿信号或分段线性斜坡补偿信号以获得斜坡补偿后的控制信号。现在,这个斜坡补偿后的控制信号用作调节电平,因此,切断周期从流过电感器的峰值电流到达斜坡补偿后的控制信号电平的时刻开始。

[0006] 在例如电信系统的一些应用中,改变参考电压以获得满足实际所需传输功率的可变输出电压。重要的是,功率转换器的输出电压最佳地跟踪参考电压的变化。已知电流式受控 DC/DC 转换器的缺点是,它对于参考电压变化的反应速度不是最佳。

### [0007] 发明内容

[0008] 本发明的目的是提供一种电流式受控 DC/DC 转换器,其中输出电压对参考电压变化的反应更快。

[0009] 本发明的第一方面提供了一种电流式受控 DC/DC 转换器。本发明的第二方面提供了一种包括电流式受控 DC/DC 转换器的装置。本发明的第三方面提供了一种用于控制电流式受控 DC/DC 转换器的方法。从属权利要求中限定了有利的实施例。

[0010] 根据第一方面的电流式受控 DC/DC 转换器包括电感器和与所述电感器相连的可控开关,用于获得经过所述电感器的周期性变化的电感器电流。电流式控制器把转换器的

输出电压与参考电压进行比较以获得误差信号。通常,电流式控制器把参考电压减去转换器的输出电压以获得误差信号。电流式控制器具有转移函数,它应用于误差信号以获得控制信号。例如,转移函数可以是P(比例)、I(积分)、D(微分)调节器的任意组合。可选择地,转移函数可以是滤波器。

[0011] 电流式受控DC/DC转换器还包括校正电路,它把校正信号与控制信号相加以获得修改后的控制信号。校正信号代表当不存在校正电路时控制信号的初始电平与电感器电流的平均电平之间的差。驱动电路把代表电感器电流的检测到的信号与修改后的控制信号进行比较,从而当检测到的信号的电平到达修改后的控制信号的电平时切断可控开关。现在,与现有技术相比,当检测到的信号的电平到达修改后的控制信号的电平时切断开关,其中修改后的控制信号的电平与电感器电流的平均值更好地相等。这样,控制信号现在更加类似于电感器电流的平均值。由于开关在检测到的电流的峰值处被切断和/或存在斜坡补偿,控制信号的初始电平可以偏离电感器电流的平均值。

[0012] 在现有技术的峰值电流式受控DC/DC转换器中,如果不存在斜坡补偿,那么因为控制信号确定切断开关时的电感器电流的峰值电平,所以控制信号代表电感器电流的峰值电平。如果存在斜坡补偿,那么斜坡补偿控制信号仍代表电感器电流的峰值电平。因此,控制信号代表增加了斜坡补偿信号的电感器电流的峰值电平。这一点关于图2做了详细说明。从微分输入电压(输出电压电平减去参考电压电平,或相反的情况)至输出电压的开环增益取决于电流式控制器的拓扑。通常,电流式控制器是P、PI或PID控制器。这个开环增益的统一增益频率看起来取决于从控制信号至平均输出电流的转移。在现有技术领域中,这个转移小于1,这是因为经过电感器的纹波电流致使平均电感器电流小于峰值电流(受控的),而且如果存在斜坡补偿,斜坡补偿也会使峰值电感器电流小于控制信号。此外,取决于DC-DC转换器的拓扑,输出端向负载提供的平均电流可以小于(例如升压转换器)或大于经过电感器的平均电流。

[0013] 相比之下,根据本发明的电流式受控DC/DC转换器包括校正电路,它接收控制信号并提供修改后的控制信号,这个修改后的控制信号用作与检测到的电平进行比较的调节电平。所述校正电路把校正信号与控制信号相加以获得修改后的控制信号。由于修改后的控制信号仍确定了电感器电流的峰值电平,现在控制信号必须代表电感器电流的峰值电平减去校正信号。因此,如果校正信号代表峰值电感器电流与平均电感器电流之间的差,那么控制信号更多地代表平均电感器电流而不是峰值电感器电流。换句话说,由于从微分输入电压至输出电压的闭环在输出电压与参考电压之间相同的差别处,修改后的控制信号不取决于从微分输入电压至调节电平的开环。输出电压必须到达电感器电流相同峰值处的相同值,因而调节电平(现在是修改后的控制信号)应当相同。因此,增加校正电路就增加了校正信号,它代表不存在校正电路时的初始控制信号与经过电感器的平均电流之间的差,这使得控制信号的值随着这个差而下跌。现在,电流式控制器所提供的控制信号代表平均电感器电流而不是峰值电感器电流和/或斜坡补偿电流。从控制信号至平均输出电流的转移函数变得统一且-3dB带宽增大,将关于图4对这一点进行详细说明。

[0014] 在本发明的一个实施例中,校正电路增加了校正信号,它代表电感器电流的平均值与极值之间的差。现在,因为峰值电流与平均电流之间的差得到了补偿,所以控制信号变得与经过电感器的平均电流更好地相等。或者是这个差得以减小。

[0015] 在本发明的另一个实施例中,电流式受控 DC/DC 转换器是降压转换器。校正电路产生校正信号  $(V_o * T) / 2L$ , 其中  $V_o$  是 DC/DC 转换器的输出电压,  $T$  是周期性变化的电感器电流的一个周期的持续时间,  $L$  是电感器的电感。这个校正信号对电感器中峰值电流与平均电流之间的差进行补偿, 而且对斜坡补偿信号的摆动进行补偿。

[0016] 在本发明的另一个实施例中,电流式受控 DC/DC 转换器向负载提供输出电压和输出电流。校正电路还包括乘法器, 用于把控制信号和乘法因数相乘从而获得乘积的控制信号。乘法因数代表电感器电流的平均值与输出电流的平均值之间的比率。然后, 校正电路把校正信号与乘积的控制信号相加以获得修改后的控制信号, 这个修改后的控制信号用于调节切断开关时的峰值电平。因此, 控制信号首先与乘法因数相乘从而获得乘积的控制信号, 其中乘法因数由经过电感器的平均电流与输出端的平均电流的比率而限定。然后, 用于对经过电感器的峰值电流与平均电流之间的差进行补偿、以及对斜坡补偿信号的摆动进行补偿的校正信号与乘积的控制信号相加, 从而获得了修改后的控制信号, 这个修改后的控制信号用于调节切断开关时的峰值电平。这种乘法器在平均输出电流不等于平均电感器电流的 DC/DC 转换器中特别相关, 例如升降压转换器或升压转换器。如果平均输出电流等于平均电感器电流, 例如在降压转换器中, 那么不需要乘法器。

[0017] 在本发明的另一个实施例中,电流式受控 DC/DC 转换器是升降压转换器且乘法因数是  $1 + V_o / V_b$ , 其中  $V_b$  是输入电压,  $V_o$  是输出电压。

[0018] 在本发明的另一个实施例中,对于升降压转换器,校正电路产生校正信号  $(\ln(1+k) - 0.5 * k / (1+k)) * T * V_b / L$ , 其中  $\ln$  是自然对数,  $k = V_o / V_b$ ,  $V_b$  是输入电压,  $V_o$  是输出电压,  $T$  是周期性变化的电感器电流的一个周期的持续时间,  $L$  是电感器的电感。

[0019] 在本发明的另一个实施例中,电流式受控 DC/DC 转换器是升压转换器。乘法因数是  $V_o / V_b$ , 其中  $V_b$  是输入电压,  $V_o$  是输出电压。

[0020] 在本发明的另一个实施例中,对于升压转换器,校正电路产生校正信号  $(V_o - V_b) * T / 2L$ , 其中  $V_o$  是输出电压,  $V_b$  是输入电压,  $T$  是周期性变化的电感器电流的一个周期的持续时间,  $L$  是电感器的电感。

[0021] 在本发明的另一个实施例中,电流式受控 DC/DC 转换器向负载提供输出电压和输出电流。校正电路还包括乘法器, 它把修改后的控制信号与乘法因数相乘从而获得乘积的修改后控制信号, 其中乘法因数代表电感器电流的平均值与输出电流的平均值之间的比率。驱动电路把代表电感器电流的检测到的信号与乘积的修改后控制信号进行比较, 从而当检测到的信号的电平到达乘积的修改后控制信号的电平时切断可控开关。因此, 现在首先把校正信号与控制信号相加, 以获得修改后的控制信号。然后, 把修改后的控制信号与乘法因数相乘, 以获得乘积的修改后控制信号。

[0022] 在本发明的另一个实施例中,电流式受控 DC/DC 转换器是升降压转换器。乘法因数是  $1 + V_o / V_b$ , 其中  $V_b$  是输入电压,  $V_o$  是输出电压。

[0023] 在本发明的另一个实施例中,对于升降压转换器,校正电路产生校正信号:

$$[0024] \quad (1 / (1+k)) * (\ln(1+k) - 0.5 * k / (1+k)) * T * V_b / L$$

[0025] 其中  $\ln$  是自然对数,  $k = V_o / V_b$ ,  $V_o$  是输出电压,  $V_b$  是输入电压,  $T$  是周期性变化的电感器电流的一个周期的持续时间,  $L$  是电感器的电感。

[0026] 在本发明的另一个实施例中,电流式受控 DC/DC 转换器是升压转换器。乘法因数



是  $V_o/V_b$ , 其中  $V_b$  是输入电压,  $V_o$  是输出电压。

[0027] 在本发明的另一个实施例中, 对于升压转换器, 校正电路产生校正信号

[0028]  $(V_o - V_b) * T / 2L$

[0029] 其中  $V_o$  是输出电压,  $V_b$  是输入电压,  $T$  是周期性变化的电感器电流的一个周期的持续时间,  $L$  是电感器的电感。

[0030] 在本发明的另一个实施例中, 电流式受控 DC/DC 转换器还包括产生斜坡补偿信号的斜坡补偿电路, 其中在上文提到的等式中对该信号进行补偿。这种斜坡补偿电路在现有技术领域中是公知的。此外, 校正电路把校正信号与控制信号相加, 以获得修改后的控制信号。现在, 校正信号是或代表如下两方面的总和: 一方面是开关切断时刻的斜坡补偿信号的电平, 另一方面是经过电感器的峰值电流与平均电流之间的差。已经提供了经过电感器的峰值电流与平均电流之间的差, 也去除了斜坡补偿所引入的附加衰减。因此, 控制信号代表经过电感器的平均电流。

[0031] 在本发明的另一个实施例中, 电流式受控 DC/DC 转换器还包括限制电路, 用于限制控制信号的最小和 / 或最大值。现在, 控制信号代表经过电感器的平均电流, 这种限制电路直接限制了这个平均电流。

[0032] 在本发明的另一个实施例中, 信号是在节点处求和的电流。电流式控制器包括向节点提供控制电流的受控电流源, 其中控制电流由控制信号确定。校正电路包括向节点提供校正信号的电流源, 其中校正信号是校正电流。检测电路检测电感器电流, 并且向节点提供检测到的信号, 其中检测到的信号是检测到的电流。控制电流和校正电流的极性相同, 并且与检测到的电流的极性相反。因此, 如果检测到的电流流向节点, 那么控制电流和校正电流都从节点流出。驱动电路被连接到节点, 以确定检测到的电流的电平何时超过控制电流和校正电流的总和的电平。如果检测到的电流超过这个和, 那么开关被切断。

[0033] 本发明的另一个实施例中, 电流式受控 DC/DC 转换器还包括斜坡补偿电路, 用于向节点提供斜坡补偿电流。斜坡补偿电流的极性与检测到的电流的极性相同。现在, 校正电路的电流源提供校正电流, 它是如下两项的和: 所述斜坡补偿信号在切断时刻  $DT$  的电平, 其中在  $DT$  处驱动电路 3、4 切断可控开关; 以及代表经过电感器的峰值电流与平均电流之间的差的电流。校正电流应当不包括斜坡补偿波形的时间依赖, 因为它会对补偿波形的效果进行补偿。

[0034] 在本发明的另一个实施例中, 电流式控制器包括比较器, 它把参考电压与输出电压进行比较以获得误差电压。通常, 比较器是减法器, 它从参考电压中减去输出电压以获得误差电压。电流式控制器还包括 PI 控制器, 它接收误差电压以提供控制信号。现在, 校正电路提供校正电流, 例如对于降压转换器来说实质上是  $(T * V_o) / 2L$ , 其中  $T$  是切换周期的持续时间,  $V_o$  是输出电压,  $L$  是电感器的电感器值。

[0035] 在本发明的另一个实施例中, 电流式控制器包括 I 控制器, 它是具有积分动作的公知的控制器。I 控制器具有允许影响 I 控制器的积分动作的输入端。电流式受控 DC/DC 转换器还包括: 第一附加电流源, 用于向其它节点提供与控制电流成比例的第一电流; 以及第二附加电流源, 用于向其它节点提供预定的固定第二电流。其它节点处的电压取决于第一和第二电流之间的差。钳位电路限制了其它节点处的电压。放大器具有与其它节点相连的输入端和与 I 控制器的输入端相连的输出端, 以便影响积分动作。只要钳位电路没有

限制节点处的电压,那么差额电流被钳位电路吸收且放大器不会影响积分动作。当节点处的电压已经达到限制值时,差额电流被馈入放大器,它影响积分动作以限制控制电流。所形成的闭环把控制电流限制为预定的固定第二电流。

[0036] 在本发明的另一个实施例中,第二电流指示最大电流电平,而且当第一电流超过第二电流时,放大器减小积分动作。因此,控制电流的最大值得以限制。

[0037] 在本发明的另一个实施例中,第二电流指示最小电流电平,而且当第一电流跌至第二电流之下时,放大器增大积分动作。因此,控制电流的最小值得以限制。

[0038] 在本发明的另一个实施例中,电流式受控 DC/DC 转换器还包括第三附加电流源,它向其它节点提供与校正电流成比例的第三电流,其中当第一电流跌至第二电流与第三电流的和之下时,放大器增大积分动作。现在,修改后的控制电流被限制为最小值。

[0039] 在本发明的另一个实施例中,I 控制器包括积分电容器,而且放大器的输出端与积分电容器相连。

[0040] 参考下文所描述的实施例,本发明的这些和其它方面将会变得明显并得以说明。

[0041] 附图说明

[0042] 附图中:

[0043] 图 1 示出了现有技术领域中的电流式受控 DC/DC 转换器的框图;

[0044] 图 2 示出了根据本发明的电流式受控 DC/DC 降压转换器的实施例的电路图;

[0045] 图 3 示出了用于说明现有技术领域中的电流式受控 DC/DC 转换器的操作的信号;

[0046] 图 4 示出了用于说明图 2 所示电流式受控 DC/DC 转换器的操作的信号;

[0047] 图 5 示出了根据本发明的电流式受控 DC/DC 转换器的另一个实施例的框图;

[0048] 图 6 示出了根据本发明的电流式受控 DC/DC 转换器的另一个实施例的框图;

[0049] 图 7 示出了电流式受控 DC/DC 转换器的实施例的电路图,其中控制信号被限制到最大值;

[0050] 图 8 示出了用于说明控制信号被限制到最大值的信号;

[0051] 图 9 示出了电流式受控 DC/DC 转换器的实施例的电路图,其中控制信号被限制到最小值;

[0052] 图 10 示出了电流式受控 DC/DC 转换器的实施例的电路图,其中修改后的控制信号被限制到最小值;

[0053] 图 11 示出了在集成电路中实现的控制器和校正电路的实施例的电路图;

[0054] 图 12 示出了根据本发明的电流式受控 DC/DC 升降压转换器的实施例的电路图;

[0055] 图 13 示出了用于说明图 12 所示升降压转换器的操作的信号;

[0056] 图 14 示出了根据本发明的电流式受控 DC/DC 升降压转换器的另一个实施例的电路图;以及

[0057] 图 15 示出了替代升降压转换器而用于图 12 或 14 的电路图上的电流受控 DC/DC 升压转换器的电路图。

## 具体实施方式

[0058] 图 1 示出了现有技术领域中的电流式受控 DC/DC 转换器的框图。特别是在电信系统中,手持设备需要经济地管理传输功率以增加电池寿命,应当把发送输出放大器的电源

电压控制为与实际传输理想地适合。提供电源电压的电流式 DC/DC 转换器应当能够快速且精确地调节其输出电压。需要注意的是,图 1 和 2 示出了包括开关 S1、S2 和电感器 L 的降压转换器的拓扑,图 12 和 14 示出了包括开关 S10 至 S13 和电感器 L 的升降压转换器的拓扑,图 15 示出了包括开关 S20 和 S21 的升压转换器的拓扑。在下文中,电流式 DC/DC 转换器也被称作转换器,它可以是上文提到的任意转换器的拓扑。此外还要注意的,在权利要求中,被称作可控开关 S1 可以是任意的上述开关或其组合,取决于所选择的转换器拓扑,可以具有图中除了 S1 之外的另外的参考。实际的转换器拓扑与本发明的实质无关,本发明的实质在于控制器的拓扑。控制器拓扑适于至少把校正信号 ICR 与控制信号 ICO 相加。校正信号 ICR 代表没有校正信号时的初始控制信号 ICO 与流过电感器 L 的平均电流  $I_{LA}$  之间的差。

[0059] 转换器包括提供控制信号 C0 的电流式控制器 1,控制信号 C0 取决于转换器的输出电压  $V_o$  与参考电压  $V_r$  之间的差。改变参考电压  $V_r$  以获得相应变化的输出电压  $V_o$ 。电流式控制器 1 包括减法器 10,它把参考电压  $V_r$  减去输出电压  $V_o$  以提供误差信号 ER,误差信号 ER 表示参考电压  $V_r$  与输出电压  $V_o$  之间的差。电流式控制器 1 还包括控制器 11,它对误差信号 ER 进行处理以获得控制信号 C0。通常,控制器 11 是 P(比例)控制器、I(积分)控制器、PI(比例和积分)控制器或 PID(比例、积分和微分)控制器。

[0060] 斜坡补偿电路 2 把控制信号 C0 减去斜坡补偿信号,以获得斜坡补偿后的控制信号 SC0。通常,斜坡补偿信号的形状是锯齿、抛物线或分段线性。检测电路 6 检测流过开关 S1 的电流 IS1。检测电路 6 可以检测代表流过电感器 L 的电感器电流 IL 的任何电流。例如,可以把检测电路 6 与电感器 L 串联以直接地检测电感器电流 IL,或者可以把检测电路 6 与开关 S1(如图所示)串联或与开关 S2 串联。如果检测电路 6 被布置为与开关 S1 或 S2 中的一个串联,那么仅在相关开关闭合的时间周期内检测电感器电流 IL。应当代表电感器电流 IL 的检测信号 SE 也可以作为电压而被检测,例如可以在开关 S1 或 S2 的主电流路径上检测到这个电压。优选地,开关 S1 和 S2 是 MOSFET,但也可以使用双极晶体管或其它可控半导体器件。

[0061] 比较器 3 对检测到的信号 SE 与斜坡补偿后的控制信号 SC0 进行比较,从而当检测到的信号 SE 的电平到达斜坡补偿后的控制信号 SC0 的电平时向置位-复位触发器 4 的复位输入端 R 提供复位信号 RS。可以使用更为复杂的电路来代替置位-复位触发器 4。振荡器 5 产生提供到置位-复位触发器 4 的置位输入端 S 的时钟信号 CLK。置位-复位触发器 4 的正相输出端 Q 向开关 S1 的控制输入端提供控制信号 SC1,置位-复位触发器 4 的反相输出端  $Q_n$  向开关 S2 的控制输入端提供控制信号 SC2。然而,同步开关 S2 的控制可能更为复杂。开关 S2 还可以是二极管。当然,这样不需要控制信号。当置位-复位触发器 4 被比较器 3 的复位信号 RS 复位时,开关 S1 断开且开关 S2 闭合。当置位-复位触发器 4 被置位输入端 S 上的时钟脉冲 CLK 置位时,开关 S1 闭合且开关 S2 断开。

[0062] 开关 S1 和 S2 的主电流路径被布置为串联于向转换器提供输入电压  $V_b$  的 DC 电源的端子之间。电感器 L 被布置在开关 S1 和 S2 的主电流路径的交点与提供输出电压  $V_o$  的转换器输出端之间。转换器的输出端出现了并联排列的平滑电容器 C 和负载  $L_o$ 。IL 表示流过电感器的电流。

[0063] 下面简要地说明现有技术领域的降压转换器的操作。假定起始情况是时钟脉冲

CLK 对置位 - 复位触发器 4 进行置位。现在,开关 S1 闭合且开关 S2 断开,这使得电感器电流  $I_L$  增大。在检测到的信号 SE 等于补偿后的控制信号 SC0 之前,电感器电流  $I_L$  增大。现在,置位 - 复位触发器 4 被复位信号 RS 复位,开关 S1 断开且开关 S2 闭合。在置位 - 复位触发器 4 被下一个时钟脉冲 CLK 再次置位之前,电感器电流  $I_L$  减小。

[0064] 图 2 示出了根据本发明的电流式受控 DC/DC 降压转换器的实施例的电路图。这个实施例基于图 1 所示现有技术领域的转换器的框图。图 2 示出了在使用电流源的集成电路中的一种可能的实施方式。

[0065] 首先,讨论与图 1 所示转换器等效的电路。假定还没有出现提供校正电流  $I_{CR}$  的电流源 70。电流式控制器 1 包括相同的减法器 10,它接收参考电压  $V_r$  和输出电压  $V_o$  以提供相同的误差信号 ER。控制器 11 现在包括 P、I、PI 或 PID 控制器 110,它从误差信号 ER 中产生控制信号 CO。控制信号 CO 控制电流源 111 从节点 N1 吸取控制电流  $I_{CO}$ 。斜坡补偿电路 2 包括向节点 N1 提供斜坡补偿电流  $I_{SL}$  的电流源 20。检测电路 6 现在向节点 N1 提供检测到的电流  $I_{SE}$ ,电流  $I_{SE}$  代表电感器电流  $I_L$ 。通过对电流  $I_{CO}$ 、 $I_{SE}$  和  $I_{SL}$  进行求和以确定节点 N1 处的电压。比较器 3 现在包括提供复位信号 RS 的放大器 30,复位信号 RS 指示检测到的电流  $I_{SE}$  的电平何时变得与控制电流  $I_{CO}$  和斜坡补偿电流  $I_{SL}$  的差相等。振荡器 5 和置位 - 复位触发器 4 与图 1 所示相同。开关 S1 和 S2、电感器 L、电容器 C 以及负载  $L_0$  所形成的拓扑也和图 1 所示相同。将会参考图 3 所示的信号对这个已知转换器的集成电路实施方式的操作及其缺点进行详细说明。

[0066] 在根据本发明的转换器的实施例中,增加了校正电路 7。在图 2 所示的实施例中,校正电路 7 包括从节点 N1 吸出校正电流  $I_{CR}$  的电流源 70。参考图 4 所示的信号对这个实施例的操作进行详细说明。参考图 5 和 6 对校正电路 7 的可选择实施例进行讨论。

[0067] 图 3 示出了用于说明现有技术领域中的电流式受控 DC/DC 转换器的操作的信号。图 3 示出了稳定状态的情况,其中电感器电流  $I_L$  在切换周期 T 的末端  $t = T$  的电平等于电感器电流  $I_L$  在切换周期 T 的开端  $t = 0$  时的电平。在从时刻 0 持续到时刻 DT 这段接通周期期间,开关 S1 闭合,流过开关 S1 的电流  $I_{S1}$  等于电感器电流  $I_L$ 。检测到的电流  $I_{SE}$  与流过开关 S1 的电流  $I_{S1}$  成比例。在稳定状态中,控制电流  $I_{CO}$  具有预定的恒定电平。曲线  $I_{CO}-I_{SL}$  表示控制电流  $I_{CO}$  与斜坡补偿电流  $I_{SL}$  的差额电流。在时刻 DT,检测到的电流  $I_{SE}$  变得与差额电流  $I_{CO}-I_{SL}$  相等,而且置位 - 复位触发器 4 被复位。开关 S1 断开且开关 S2 闭合。现在,在从时刻 DT 持续到时刻 T 的断开周期内,电感器电流  $I_L$  减小。流过开关 S1 的电流  $I_{S1}$  和检测到的电流  $I_{SE}$  跌至 0,斜坡补偿电流  $I_{SL}$  被切断 ( $I_{SL} = 0$ ) 且差额电流  $I_{CO}-I_{SL}$  变为与控制电流  $I_{CO}$  相等。应当注意的是,在实际的实施例中,电流可以是真实电流缩放后的结果。平均电感器电流  $I_{LA}$  由虚线表示。在降压转换器中,平均输出电流  $I_{OA}$  是提供给并联的平滑电容器 C 和负载  $L_0$  的电流。这个平均输出电流在切换周期 T 中被平均化。对于具有开关 S2 作为输出的升压转换器,提供给这个并联排列的电流与流过电感器 L 的平均电流  $I_{LA}$  不同。

[0068] 从图 3 可以清楚地看出,从控制电流  $I_{CO}$  至平均输出电流  $I_{OA}$  的增益不是 1。这是由斜坡补偿电流  $I_{SL}$  和电感器电流  $I_L$  上的纹波 IRI 所导致的。斜坡补偿电流  $I_{SL}$  使控制电流  $I_{CO}$  大于峰值电感器电流  $I_{LP}$ 。纹波电流 IRI 使平均电感器电流  $I_{LA}$  小于峰值电感器电流  $I_{LP}$ 。从控制电流  $I_{CO}$  至平均输出电流  $I_{OA}$  的增益为:

[0069]  $A_i = I_{OA}/I_{CO}$

[0070] 为了说明对电流式受控 DC/DC 降压转换器的小信号带宽的影响,假定控制器 11 是 PI- 控制器,因此从电流式控制器 1 的输入 ( $V_r$  和  $V_o$ ) 至输出 ( $I_{CO}$ ) 的转移为:

[0071]  $I_{CO}/(V_r - V_o) = g_{HF} * (1 + j\omega T) / j\omega T$

[0072] 其中  $g_{HF}$  是高频转移值 (比例部分),  $\tau$  是积分部分的时间常数。

[0073] 电容器 C 对输出电压  $V_o$  进行滤波,负载  $L_O$  被看作电阻器。因此,从平均输出电流  $I_{OA}$  至输出电压  $V_o$  的转移为:

[0074]  $V_o/I_{OA} = R / (1 + j\omega RC)$

[0075] 因此,从微分输入电压  $V_r - V_o$  至输出电压  $V_o$  的开环增益为:

[0076]  $V_o/(V_r - V_o) = A_i * g_{HF} * R * (1 + j\omega T) / (j\omega \tau * (1 + j\omega RC))$

[0077] 开环增益具有  $f_p = 1/(2\pi RC)$  处的低频极点和  $f_z = 1/(2\pi \tau)$  处的高频极点。

[0078] 开环增益的统一增益频率是:

[0079]  $f_1 = (A_i * g_{HF}) / (2\pi C)$

[0080] 闭环增益具有 -3dB 带宽  $f_3$ ,它可以由开环的统一增益频率  $f_1$  而逼近。因此,闭环 -3dB 带宽  $f_3$  取决于输出电容器 C、高频转移  $g_{HF}$  和从控制电流  $I_{CO}$  至平均输出电流  $I_{OA}$  的转移增益  $A_i$  的数值。电容器 C 和转移  $g_{HF}$  的值是已知的,然而增益  $A_i$  的值小于 1 且并不固定。由于  $A_i$  小于 1,从参考电压  $V_r$  至输出电压  $V_o$  的转移的闭环带宽小于可能的最大值。这是一个缺点,因为它限制了转换器精确地跟随输出端参考电压  $V_r$  的快速变化的可能性。

[0081] 图 4 示出了用于说明图 2 所示电流式受控 DC/DC 转换器的操作的信号。现在已经增加了校正电路 7,它包括从节点 N1 吸出校正电流  $I_{CR}$  的电流源 70。在相同的稳定状态下,由于相同的电流  $I_{S1}$  流过开关 S1,所以检测到的电流  $I_{SE}$  与现有技术领域的转换器中检测到的电流  $I_{SE}$  相同。此外,在相同的稳定状态下,节点 N1 处的总电流应当使置位 - 复位触发器在相同的时刻复位。因此,增加校正电路 7 的影响是,控制电流  $I_{CO}$  必须随着校正电流  $I_{CR}$  的值而精确地减小。

[0082] 因此,如果选择校正电流  $I_{CR}$  与切断时刻 DT 处的斜坡补偿电流  $I_{SL}$  的电平和纹波电流  $I_{RI}$  的一半电平的总和相等,那么控制电流  $I_{CO}$  变得与平均电感器电流  $I_{LA}$  相等。因此,从控制电流  $I_{CO}$  至平均输出电流  $I_{OA}$  的增益  $A_i$  变为 1,而且从参考电压  $V_r$  至输出电压  $V_o$  的转移的闭环带宽具有其最大值。

[0083] 在下文中,对具有这种校正电路 7 的转换器的操作进行说明。此外仅作为示例,转换器是降压转换器且控制器 110 是 PI 控制器。此外作为示例,电流源 70 从节点 N1 吸取校正电流  $I_{CR}$ ,邻近的电流源 111 从节点 N1 吸取控制电流  $I_{CO}$ 。校正电流  $I_{CR}$  与控制电流  $I_{CO}$  的总和由从节点 N1 吸出的总电流  $I_{MC}$  表示。斜坡补偿电流  $I_{SL}$  与检测到的电流  $I_{SE}$  的总和流向节点 N1。因此,置位 - 复位触发器 4 将会在时刻 DT 处被复位,在时刻 DT 处检测到的电流  $I_{SE}$  到达总电流  $I_{MC}$  的电平,其中从总电流  $I_{MC}$  中减去斜坡补偿电流  $I_{SL}$ 。总电流  $I_{MC}$  也被称作修改后的控制信号 (图 5 和 6 中的 MCO)。

[0084] 在图 4 中,假定校正电流  $I_{CR}$  所具有的值使修改后的控制信号  $I_{MC}$  具有与图 3 中的控制信号  $I_{CO}$  相同的电平。因此,图 4 中的控制信号  $I_{CO}$  直接与平均电感器电流  $I_{LA}$  和平均输出电流  $I_{OA}$  相对应。字“对应”用于指示可以使用对实际电流进行缩放后的结果。在

所有其它方面中,图 4 与图 3 相同。

[0085] 在下文的计算中,针对降压转换器而确定校正电流 ICR 的值,其中斜坡补偿的形状为抛物线。从图 3 可以得出,控制电流 I<sub>CO</sub> 与平均输出电流 I<sub>OA</sub> 之间的差为:

$$[0086] \quad I_{CO} - I_{OA} = I_{SL}(DT) + I_{RI}/2$$

[0087] 其中 I<sub>SL</sub>(DT) 是时刻 DT 处的斜坡补偿电流,在时刻 DT 处,开关 S1 被切断;I<sub>RI</sub> 是经过电感器电流 I<sub>L</sub> 的峰峰纹波电流。对于降压转换器,最佳斜坡补偿电流 I<sub>SL</sub> 为:

$$[0088] \quad I_{SL}(t) = 1/2 * (t/T)^2 * (T/L) * V_b = (t^2 V_b) / 2TL$$

[0089] 其中 t/T 是持续时间为 T 的时钟周期中的相对位置,L 是电感器 L 的电感器值,V<sub>b</sub> 是转换器的 DC 输入电压。这个输入电压可以由电池来提供。

[0090] 在切断开关 S1 (也被称作控制开关) 的时刻,斜坡补偿电流 I<sub>SL</sub> 具有如下数值:

$$[0091] \quad I_{SL}(DT) = 1/2 * D^2 * (T/L) * V_b$$

[0092] 其中 D 是占空因数的稳定状态值,如果忽略损耗,则为 V<sub>o</sub>/V<sub>b</sub>。对于降压转换器,线圈电流 I<sub>LA</sub> 或输出电流 I<sub>OA</sub> 上的峰峰纹波电流是:

$$[0093] \quad I_{RI} = DT * (V_b - V_o) / L$$

[0094] 利用上面的等式,控制电流 I<sub>CO</sub> 与平均输出电流 I<sub>OA</sub> 之间的差为:

$$[0095] \quad I_{CO} - I_{OA} = I_{SL}(DT) + I_{RI}/2 = (T * V_o) / (2L)$$

[0096] 因此,如果校正电流 ICR 具有这个值 (T \* V<sub>o</sub>) / (2L),那么控制电流 I<sub>CO</sub> 变得与平均电感器电流 I<sub>LA</sub> 相等,因而也与平均输出电流 I<sub>OA</sub> 相等。要注意的是,校正电流 ICR 是正反馈电流。

[0097] 现在,描述从控制电流 I<sub>CO</sub> 值平均输出电流 I<sub>OA</sub> 的转移的电流增益 A<sub>i</sub> 具有统一的大小。因此,回路的 -3dB 带宽 f<sub>3</sub> 增大至:

$$[0098] \quad f_3 \approx g_{HF} / (2 \pi C)$$

[0099] 另外的优点是,-3dB 带宽仅取决于两个公知的数量。

[0100] 通过以下方式可以获得对反应速度的类似改进:使用降压转换器以外的其它转换器拓扑,PI 控制器具有另一种行为、斜坡补偿具有不同的形状或完全不存在。

[0101] 图 5 示出了根据本发明的电流式受控 DC/DC 转换器的另一个实施例的框图。图 5 示出了图 1 所示现有技术领域的转换器的一种改变。现在把校正电路 7 插入控制器 11 与比较器 3 之间,而省去了斜坡补偿电路 2。可选地,增加限制电路 8 以限制控制信号 C<sub>0</sub> 的最大或最小值。由于控制信号 C<sub>0</sub> 现在代表平均输出电流 I<sub>OA</sub>,所以限制电路 8 限制了转换器的平均输出电流 I<sub>OA</sub>。校正电路 7 接收控制信号 C<sub>0</sub> 并向比较器 3 提供修改后的控制信号 M<sub>CO</sub>。关于图 7 至 9 对限制电路 8 作进一步的说明。

[0102] 图 6 示出了根据本发明的电流式受控 DC/DC 转换器的另一个实施例的框图。图 6 示出了图 1 所示现有技术领域的转换器的一种改变。现在把校正电路 7 插入电流式控制器 11 与斜坡补偿电路 2 之间。此外可选地,增加限制电路 8 以限制控制信号 C<sub>0</sub> 的最大或最小值。校正电路 7 接收控制信号 C<sub>0</sub> 并向斜坡补偿电路 2 提供修改后的控制信号 M<sub>CO</sub>。斜坡补偿电路 2 向比较器 3 提供修改后的控制信号 S<sub>CO</sub>'。

[0103] 图 7 示出了电流式受控 DC/DC 转换器的实施例的电路图,其中控制信号被限制到最大值。电流式控制器 1 包括 I 控制器 110 和电流源 112。因此,图 1 所示的控制器 11 在图 7 中示出为包括 I 控制器 110。然而在图 7 中,还可以出现 P 控制器和 / 或 D 控制器 (未

示出),它们向电流源 112 和 81 提供控制信号。作为示例,通过电容器 C1 而获得 I 控制器 110 的积分动作。电容器 C1 上的电压 VC 被提供到电流源 112 以获得控制电流 IC0,并被提供到限制电路 8 的控制源 81 以获得控制电流 IC0 的副本电流 ICOC。副本电流 ICOC 是从节点 N2 吸出的。副本电流 ICOC 可以是对控制电流 IC0 进行缩放后的结果。限制电路 8 还包括电流源 80、钳位电路 82 和放大器 83。电流源 80 向节点 N2 提供电流 IMAX。电流 IMAX 表示副本电流 ICOC 应当被限制到的最大值。钳位电路 82 与节点 N2 相连,用于把这个节点 N2 处的电压 VN 限制为最大值。放大器 83 的输入端接收电压 VN,而且其输出端连接到 I 控制器 110 的输入端,用于当副本电流 ICOC 超过电流 IMAX 时减小积分动作。

[0104] 图 7 仅作为示例而示出了钳位电路 82 和放大器 83 的具体实施例。钳位电路 82 和放大器 83 被设计为:它们中总是仅有一个传导电流。钳位电路 82 包括 FET 820,它具有布置在节点 N2 与参考电势(图 7 中是地)之间的主电流路径。提供电压电平 VCLH 的电压源 821 与 FET 820 的控制极相连。放大器 83 包括 FET 830,它具有与节点 N2 相连的控制极以及连接于 I 控制器 110 的输入端 I1 与参考电势之间的主电流路径。只要副本电流 ICOC 小于最大电流 IMAX,钳位电路 82 吸收差额电流 ICL 并把电压 VN 限制为最大值。一旦副本电流 ICOC 大于最大电流 IMAX,差额电流 ICL 改变极性且电压 VN 下跌。由于电压 VN 的电平减小,钳位电路 82 停止吸收电流,而且放大器 83 开始从电容器 C1 吸取电流以减小积分动作。当放大器 83 有效时由限制电路 8 创建的控制回路被设计为具有较大的开环放大因数,因而对积分动作产生影响以获得被限制为最大电流 IMAX 的副本电流 ICOC。因此,控制电流 IC0 和平均输出电流 IOA 被限制为最大值。关于图 8 更为详细地说明了图 7 中的限制电路 8 的操作。

[0105] 图 8 示出了用于说明控制信号被限制到最大值的信号。图 8A 示出了微分输入电压 Vr-Vo 或控制器 11 的误差信号 ER,其中 Vr 是控制器参考电压且 Vo 是控制器的输出电压,Vo 必须按照参考电压 Vr 的变化而变化。图 8B 示出了 I 控制器 110 的电容器 C1 上的电压 VC。图 8C 示出了副本电流 ICOC 和控制电流 IC0。假定副本电流 ICOC 等于控制电流 IC0。然而在实际的实施方式中,副本电流可以是对控制电流 IC0 进行缩放后的结果。图 8D 示出了差额电流 ICL,图 8E 示出了节点 N2 处的电压 VN,图 8F 示出了从积分电容器 C1 吸出的电流 IA。

[0106] 在时刻 t0,微分输入信号 Vr-Vo 增大。假定控制器在开环模式下操作。I 控制器 110 开始对电容器 C1 充电,电压 VC 开始增大。假定控制器 11 是 PI 控制器。控制电流 IC0 及其副本 ICOC 表示比例递增(用图 8C 中的 P 表示)和积分递增(用图 8C 中的 I 表示)。差额电流 ICL 流向钳位电路 82,电压 VN 为高因而钳位电路 82 能够吸收减小的差额电流 ICL。因为增大的副本电流 ICOC 更加接近电流源 80 提供给节点 N2 的最大电流 IMAX,所以差额电流 ICL 减小。由于电压 VN 具有高电平,所以放大器传导的电流 IA 是 0。

[0107] 在时刻 t1,副本电流 ICOC 变得与最大电流 IMAX 相等。现在,差额电流 ICL 变为 0 或较小的负值,而且电压 VN 下跌至低电平。因此,钳位电路 82 停止传导且放大器 83 开始传导电流 IA。现在形成了反馈回路。放大器 83 具有较大的电流增益,因此当副本电流 ICOC 变得与最大电流 IMAX 相等时,恢复了反馈回路中的平衡,这是因为放大器 83 的输入电流是可以忽略的。因此,副本电流 ICOC 被限制为最大值 IMAX。

[0108] 在时刻 t2,微分输入电压 Vr-Vo 仍在增大。控制器 11 的比例部分在控制电流及其

副本 ICOC 中输出较高的比例电流。这个附加的电流没有在图 8C 中示出,因为它将会立即被放大器 83 的补偿动作进行补偿,其中放大器 83 增大电流 IA 以补偿额外的比例电流。这个额外的电流 IA 是通过节点 N2 处的电压 VN 继续减小而获得的。

[0109] 在时刻  $t_3$ , 参考电压减小, 因而输入差额电压  $V_r - V_o$  变为负值。控制器 11 中的比例部分在控制电流 IC0 及其副本 ICOC 中输出负比例贡献 P', 副本 ICOC 的值立即下跌到最大值 IMAX 之下。电压 VN 快速上升, 放大器电流 IA 停止流动, 而且钳位电路 82 开始传导增大的差额电流 ICL。现在, 电流限制回路断开且电容器 C1 上的电压 VC 不再受到限制电路 8 的影响。由于输入差额电压  $V_r - V_o$  为负, 所以电容器 C1 上的电压 VC 开始减小。

[0110] 在选择最大电流 IMAX 适合的值得时, 下文的考虑是重要的。优选地, 所选择的值得使限制电路 8 在流过晶体管开关 S1 的最大电流的保护被激活前、以及电感器 L 饱和之前对控制电流 IC0 进行限制。

[0111] 需要注意的是, 尽管关于具有电容器 C 的模拟积分器对限制电路 8 进行了说明, 也可以使用例如计数器的数字电路来实现积分器。现在, 放大器必须作用于计数器的上 - 下计数机制。控制器 11 也可以缺少 P 行动和 / 或可以包括 D 行动。

[0112] 还要注意的, 保护开关 S1 和 S2 避免过大电流的现有保护电路不能限制转换器的平均输出电流 IOA。由于纹波电流的出现, 它们改为限制经过开关的最大电流。然而, 纹波电流随着输出电压而变化。当输出电压接近电池电压 Vb 的一半时, 纹波电流的幅度最大, 当输出电压接近 0 伏或接近电池电压 Vb 时, 纹波电流幅度逼近 0。

[0113] 第一种已知的保护电路检测经过控制开关 S1 的电流并将其与最大值进行比较。当检测到经过控制开关的电流大于最大值时, 控制开关 S1 立即复位。控制器将会做出响应, 增大控制电流; 而且当检测到经过控制开关的电流大于最大值时, 控制开关 S1 在下一个切换周期将再次被立即复位。这将会持续到导致过大电流的因素被去除为之。事实上, 限制回路不是闭环, 因此将会需要相当数量的时间以便从过电流状态中恢复。

[0114] 第二种已知的保护电路把积分电容器上的控制电压限制为最大值。晶体管的主电流通路被布置为与积分电容器并联, 晶体管的控制极接收参考电压。如果积分电容器上的电压越过预定电平, 那么晶体管开始传导且电容器上的电压受到限制。然而, 能够由控制开关 S1 进行传导的最大电流随着占空因数的增大而减小, 这是因为斜坡补偿信号随着占空因数的增大而增大。

[0115] 第三种已知的保护电路包括电压钳位电路, 它缓冲器输出端处的电压进行钳位, 其中缓冲器对积分电容器上的电压进行缓冲。缓冲器输出端处所限制的电压取决于斜坡补偿。现在, 所限制的电流电平较少取决于斜坡补偿信号。然而, 这个现有技术具有与首先提到的现有技术相同的缺点: 控制回路在限制动作期间没有闭合, 因此正如关于这个首先提到的现有技术所讨论的那样, 积分电容器上的电压产生偏离。

[0116] 图 9 示出了电流式受控 DC/DC 转换器的实施例的电路图, 其中控制信号被限制到最小值。电流式控制器 1 与图 7 所示的相同。因此如图 7, 电容器 C1 上的电压 VC 被提供到电流源 112 以获得控制电流 IC0, 并且被提供到限制电路 8 的控制源 81 以获得控制电流 IC0 的副本电流 ICOC。此外, 副本电流 ICOC 是从节点 N2 吸出的。副本电流 ICOC 可以是对控制电流 IC0 进行缩放后的结果。限制电路 8 还包括电流源 80'、钳位电路 82 和放大器 83。电流源 80' 向节点 N2 提供电流 IMIN。电流 IMIN 表示副本电流 ICOC 应当被限制到的



值。钳位电路 82 与节点 N2 相连,用于把这个节点处的电压  $V_N$  限制为最小值。放大器 83 的输入端接收电压  $V_N$ ,其输出端连接到 I 控制器 110 的输入端,用于当副本电流  $ICOC$  越过电流  $IMIN$  时增大积分动作。

[0117] 图 9 中所示的限制电路 8 的操作与图 7 中所示的限制电路 8 的操作是相似的。简要地说,只要副本电流  $ICOC$  大于最小电流  $IMIN$ ,那么节点 N2 处的电压  $V_N$  为低且差额电流  $ICL$  由钳位电路 82 传导。放大器 83 不活动且电流  $IA$  为 0。当副本电流  $ICOC$  等于最小电流  $IMIN$  时,电压  $V_N$  增大,致使钳位电路 82 停止传导电流且放大器 83 开始向电容器 C1 提供电流,从而避免副本电流  $ICOC$  进一步减小。

[0118] 在讨论最小电流的适合值的选择之前,首先考虑图 2 中电路的操作,但正如图 3 所说明的那样没有校正电路 7。在这个现有技术领域的电路中,置位-复位触发器 4 的输入端 R 在时刻 DT 处变得有效(高),这时经过控制开关 S1 的电流等于或大于差额控制电流  $ICO-ISL$ ,其中差额控制电流  $ICO-ISL$  等于控制电流  $ICO$  减去斜坡补偿电流  $ISL$ ,参见图 3。结果,控制开关 S1 变为非传导性且斜坡补偿电流源 20 被切断。为了确保复位输入端 R 无效(低),要求差额控制电流  $ICO-ISL$  至少大于检测到的电流  $ISE$ ,其中检测到的电流  $ISE$  为正。

[0119] 现在,根据本发明,假定图 2 的拓扑中出现了提供校正电流  $ICR$  的另一个校正电流源 70。控制电流  $ICO$  与修改后的控制电流  $IMC$  之间的差等于校正电流  $ICR$ 。此外,为了确保复位输入端 R 无效,修改后的控制电流  $IMC$  应当为正。关于图 10 讨论电流式受控 DC/DC 转换器的实施例,其中修改后的控制电流  $IMC$  被限制为大于 0 的最小值。

[0120] 图 10 示出了电流式受控 DC/DC 转换器的实施例的电路图,其中修改后的控制信号被限制为大于 0 的最小值。图 10 基于图 9,第一个差别是,在电流源 112 的输出端增加了传导校正电流  $ICR$  的电流源 70,这也在图 2 中有所表示。校正电流  $ICR$  与控制电流  $ICO$  的总和是修改后的控制电流  $IMC$ 。第二个差别是,在节点 N2 处增加了电流源 71 以传导校正电流  $ICR$  的副本  $ICRC$ 。副本校正电流  $ICRC$  与副本控制电流  $ICOC$  的总和是修改后的副本电流  $IMCC$ 。

[0121] 只要修改后的副本电流  $IMCC$  比大于 0 的最小电流  $IMIN$  更大,那么钳位电路 82 传导电流。放大电路 83 不活动,因而不会影响 I 控制器中的积分节点。当修改后的副本电流  $IMCC$  小于电流源 80' 所提供的最小电流  $IMIN$  时,钳位电路 82 停止传导且放大器 83 开始向 I 控制器的电容器 C1 提供电流  $IA$ 。因此,副本控制电流  $ICOC$  受到控制,所以修改后的副本电流  $IMCC$  被限制为最小电流  $IMIN$  的电平。

[0122] 满足修改后的副本电流  $IMCC$  不会大于最小电流  $IMIN$  的要求所导致的结果是,平均电感器电流  $ILA$  可以变为负。转换器能够把存储在平滑电容器 C 中的能量转变回电源电压  $V_b$ 。现在,转换器或多或少地以从输出电容器 C 至提供电源电压  $V_b$  的电池的升压转换器而操作。需要注意的是,开关 S1 中的电流现在可以变为负,因此这个开关 S1 应当具有双向电流能力。此外,开关 S2 应当具有双向电流能力,因此应当是同步开关而不应是二极管。

[0123] 图 11 示出了在集成电路中实现的控制器和校正电路的实施例的电路图。一种用于在集成电路中实现 PI 控制器的有吸引力的方式是,使用完全的微分电路最大程度地从共模抑制中获益以便抑制通常出现在开关模式电源中的寄生信号。没有示出所需要的共模控制回路,其中这些控制回路把节点的共模电压设置为适合的值。

[0124] 跨导放大器 TCA3 在正相输入端接收参考电压,在反相输入端接收输出电压  $V_o$ ,并且向节点 N3 和 N4 提供输出电流。跨导放大器 TCA3 具有由跨导  $g_{HF}$  所确定的转移,其中  $g_{HF}$  表示 PI 控制器的高频比例部分。PI 控制器的低频积分部分由跨导放大器 TCA1 和 TCA2 以及电容器 C1 产生。具有跨导为  $g_{LF1}$  的跨导放大器 TCA1 在正相输入端接收参考电压,在反相输入端接收输出电压  $V_o$ ,并且向电容器 C1 提供输出电流。具有跨导为  $g_{LF2}$  的跨导放大器 TCA2 在正相输入端与反相输入端之间接收电容器 C1 上的电压,并且将其输出电流提供给节点 N3 和 N4。对于考虑到的所讨论的元件,获得了现有技术领域的 PI 控制器的有吸引力的 IC 实施方式。节点 N3 和 N4 处的电流的总和形成了由 IMC 所指示的输出电流。这些电流 IMC 现在形成了图 1 中的控制信号  $C_0$ 。

[0125] 通过增加具有跨导  $g_{COR}$  的跨导放大器 TCA4,现有技术领域中的这个控制信号  $C_0$  被改变为修改后的控制电流 IMC,其中控制电流 IMC 与图 2 所示的修改后的控制电流 IMC 相对应。跨导放大器 TCA4 具有用于接收输出电压  $V_o$  的正相输入端,还具有与参考电压相连的反相输入端,其中参考电压为地。跨导放大器 TCA4 向节点 N3 和 N4 提供校正电流  $I_{CR}$ 。

[0126] 限制电路 82 限制了校正信号  $C_0$  的最大值,它把最大电流  $I_{MAX}$  从节点 5 提供至:节点 6、具有跨导为  $g_{HF}$  的跨导放大器 TCA5、具有跨导为  $g_{LF2}$  的跨导放大器 TCA6 以及 FET F1 和 F2。跨导放大器 TCA5 在正相输入端接收参考电压,在反相输入端接收输出电压  $V_o$ ,并且向节点 N5 和 N6 提供输出电流。跨导放大器 TCA6 在正相输入端与反相输入端之间接收电容器 C1 上的电压,并且将其输出电流也提供给节点 N5 和 N6。因此,跨导放大器 TCA5 提供了图 7 中的副本控制电流  $I_{COC}$  的比例部分,跨导放大器 TCA6 提供了副本控制电流  $I_{COC}$  的积分部分。FET F1 具有被布置在节点 N5 与 N6 之间的主电流路径以及与节点 N5 相连的控制极,它形成了图 7 中的钳位电路 82。FET F2 具有被布置为与电容器 C1 并联的主电流路径以及与节点 N6 相连的控制极,它形成了图 7 中的放大器 83。

[0127] 限制电路限制了图 2 和图 10 中修改后的电流 IMC 的最小值,限制电路包括:电流源  $80'$ ,把最小电流  $I_{MIN}$  从节点 N8 提供到节点 N7;具有跨导为  $g_{COR}$  的跨导放大器 TCA7;具有跨导为  $g_{HF}$  的跨导放大器 TCA8;具有跨导为  $g_{LF2}$  的跨导放大器 TCA9;以及 FET F3 和 F4。跨导放大器 TCA9 在正相输入端与反相输入端之间接收电容器 C1 上的电压,并将其输出电流提供给节点 N7 和 N8。因此,跨导放大器 TCA8 提供了图 10 中的副本控制电流  $I_{COC}$  的比例部分,跨导放大器 TCA9 提供了副本控制电流  $I_{COC}$  的积分部分。跨导放大器 TCA7 具有用于接收输出电压  $V_o$  的正相输入端以及与参考电压相连的反相输入端,并且向节点 N7 和 N8 提供校正电流  $I_{CRC}$ ,其中参考电压为地。FET F3 具有被布置在节点 N7 与 N8 之间的主电流路径以及与节点 N7 相连的控制极,它形成了图 10 中的钳位电路 82。FET F4 具有被布置为与电容器 C1 并联的主电流路径以及与节点 N8 相连的控制极,它形成了图 10 中的放大器 83。

[0128] 图 12 示出了根据本发明的电流式受控 DC/DC 升降压转换器的实施例的电路图。这个实施例基于图 1 所示的现有技术领域的转换器的框图,其中包括开关 S1 和 S2 的降压转换器被正相升降压转换器所取代。图 12 示出了正相升降压转换器,它具有在使用电流源的集成电路中实现控制器的可能性。

[0129] 正相升降压转换器接收 DC 输入电压  $V_b$  并提供输出电压  $V_o$ 。输入电压  $V_b$  可以由电池提供,或者是整流后的电网电压。输出电压被提供到通常包括平滑电容器 C 和阻抗 Z

的负载  $L_0$ , 其中阻抗  $Z$  表示将要供电的电路的阻抗。输入电压源提供输入电流  $I_b$ 。  $I_o$  表示提供给负载  $L_0$  的电流。升降压转换器还包括 4 个可控开关  $S_{10}$  至  $S_{13}$  以及电感  $L$ 。开关  $S_{10}$  被布置在输入电压源  $V_b$  与节点  $NA$  之间。开关  $S_{12}$  被布置在节点  $NA$  与地之间。电感器  $L$  被布置在节点  $NA$  与节点  $NB$  之间。开关  $S_{11}$  被布置在节点  $NB$  与地之间, 开关  $S_{13}$  被布置在节点  $NB$  与负载  $L_0$  之间。电感器  $L$  可以是线圈或变压器。开关  $S_{10}$  至  $S_{13}$  分别受到控制信号  $SC_{10}$  至  $SC_{13}$  的控制。

[0130] 这种升降压转换器的操作在本领域中是公知的, 因此仅做简要的说明。如果开关  $S_{10}$  和  $S_{11}$  闭合, 同时开关  $S_{12}$  和  $S_{13}$  断开, 那么经过电感器  $L$  的电感器电流  $I_L$  实质上会线性地增大。流向负载  $L_0$  的电流是 0。如果开关  $S_{12}$  和  $S_{13}$  闭合, 同时开关  $S_{10}$  和  $S_{11}$  断开, 那么减小的电感器电流  $I_L$  被提供给负载  $L_0$ 。首先, 对与图 1 所示控制器等效的控制器的一部分进行讨论, 把包括电流源 71 和乘法器 72 的校正电路 7 与所示控制器的部分相结合。电流式控制器 1 包括减法器或比较器 10, 减法器或比较器 10 接收参考电压  $V_r$  和输出电压  $V_o$  以提供误差信号  $ER$ 。控制器 11 可以包括 P、I、PI 或 PID 控制器 110, 控制器 110 从误差信号  $ER$  中产生控制信号  $CO$ 。控制信号  $CO$  控制电流源 111 以吸收控制电流  $IC_0$ 。

[0131] 乘法器 72 把控制电流  $IC_0$  与因数  $MF$  相乘, 用于从节点  $N_1$  吸取相乘后的控制电流  $MC_0$ 。电流源 71 从节点  $N_1$  吸取校正电流  $IC_r$ 。电流  $MC_0$  与  $IC_r$  的总和是修改后的控制电流  $IMC$ 。斜坡补偿电路 2 包括向节点  $N_1$  提供斜坡补偿电流  $ISL$  的电流源 21。检测电路 6 向节点  $N_1$  提供检测到的电流  $ISE$ , 其中电流  $ISE$  代表电感器电流  $I_L$ 。

[0132] 节点  $N_1$  处的电压由电流  $MC_0$ 、 $IC_r$ 、 $ISE$  和  $ISL$  的总和确定。比较器 3 包括提供复位信号  $RS$  的放大器 30, 其中复位信号  $RS$  指示了检测到的电流  $ISE$  的电平何时变得与修改后的控制电流  $IMC$  和斜坡补偿电流  $ISL$  的差相等。

[0133] 振荡器 5 和置位 - 复位触发器 4 都与图 1 所示的相同。然而现在, 置位 - 复位触发器 4 在其正相输出端  $Q$  提供开关信号  $SC_{10}$ 、 $SC_{11}$ , 并在其反相输出端  $Q_n$  提供开关信号  $SC_{12}$ 、 $SC_{13}$ 。关于图 13 所示的信号对这个控制器的操作进行详细的说明。关于图 14 对校正电路 7 的可选择实施例进行讨论。

[0134] 图 13 示出了用于说明图 12 所示升降压转换器的操作的信号。在相同的稳定状态下, 由于相同的电流  $IS_1$  流过开关  $S_1$ , 所以检测到的电流  $ISE$  与现有技术领域中转换器的检测到的电流相同。此外, 斜坡补偿电流  $ISL$  的目的被认为与现有技术领域中转换器的斜坡补偿电流的目的相同。此外, 在相同的稳定状态下, 节点  $N_1$  处的总电流应当使置位 - 复位触发器在相同的时刻  $DT$  复位, 因此电流  $IMC$  必须与初始控制电流  $IC_0$  相等, 其中初始控制电流  $IC_0$  是在不存在校正电路 7 时所产生的。因此, 增加校正电路 7 的影响是, 控制电流  $IC_0$  必须随着校正电流  $IC_r$  的值精确地减小, 并且随着乘法因数  $MF$  而精确地减小。事实上, 电流  $MC_0$  是初始校正电流  $IC_0$  减去校正电流  $IC_r$ , 而且新的控制电流  $IC_0$  是电流  $MC_0$  除以乘法因数  $MF$  的结果。

[0135] 因此, 如果选择校正电流  $IC_r$  与斜坡补偿电流  $ISL$  在切断时刻  $DT$  处的电平和纹波电流  $IRI$  的一半的总和相等, 那么电流  $MC_0$  等于平均电感器电流  $ILA$ 。此外, 如果乘法因数  $MF$  是平均电感器电流  $ILA$  与平均输出电流  $IOA$  之间的比率, 那么控制电流  $IC_0$  等于平均输出电流  $IOA$ 。因此, 从控制电流  $IC_0$  至平均输出电流  $IOA$  的转移增益  $A_i$  等于 1, 而且从参考电压  $V_r$  至输出电压  $V_o$  的转移的闭环带宽具有其最大值。然而, 它满足控制信号  $IC_0$  直接

地与平均输出电流  $I_{OA}$  相对应。字“对应”用于指示可以使用对实际电流进行缩放的结果。

[0136] 在下文中,对具有这种校正电路 7 的升降压转换器的操作进行说明。此外仅作为示例,控制器 110 是 PI 控制器。置位 - 复位触发器 4 在时刻  $DT$  被复位,同时检测到的电流  $I_{SE}$  到达总电流  $I_{MC}$  的电平,其中从总电流  $I_{MC}$  中减去斜坡补偿电流  $I_{SL}$ 。总电流  $I_{MC}$  也被称作乘积的修改后控制信号  $MMC$ 。

[0137] 在下文的计算中,为正相升降压转换器确定乘法因数  $MF$  的值和校正电流  $I_{CR}$  的值。

[0138] 从图 13 可以看出,修改后的控制电流  $I_{MC}$  和平均电感器电流  $I_{LA}$  之间的差是:

$$[0139] \quad I_{MC} - I_{LA} = I_{SL}(DT) + I_{RI}/2$$

[0140] 其中  $I_{SL}(DT)$  是时刻  $DT$  处的斜坡补偿电流,这时开关  $S_{10}$  和  $S_{11}$  被切断,而且  $I_{RI}$  是电感器电流  $I_L$  的峰峰纹波电流。

[0141] 对于升降压转换器来说,最佳斜坡补偿电流  $I_{SL}$  是:

$$[0142] \quad I_{SL}(t) = \left( \ln \left( \frac{1}{1 - \frac{t}{T}} \right) - \frac{t}{T} \right) * \frac{T}{L} * V_b$$

[0143] 其中  $t/T$  是具有持续时间为  $T$  的时钟周期中的相对位置, $L$  是电感器  $L$  的电感值, $V_b$  是转换器的 DC 输入电压。

[0144] 在稳定状态下,在切断开关  $S_{10}$  和  $S_{11}$  的时刻,斜坡补偿电流  $I_{SL}$  具有值:

$$[0145] \quad I_{SL}(DT) = \left( \ln \left( \frac{1}{1 - D} \right) - D \right) * \frac{T}{L} * V_b$$

[0146] 其中  $D$  是占空周期的稳定状态值,如果忽略损耗,则为  $V_o/(V_o + V_b)$ 。

[0147] 对于升降压转换器,平均线圈电流  $I_{LA}$  上的峰峰纹波电流是:

$$[0148] \quad I_{RI} = D * T * V_b / L$$

[0149] 利用上面的等式,修改后的控制电流  $I_{MC}$  与平均电感器电流  $I_{LA}$  之间的差为:

$$[0150] \quad I_{MC} - I_{LA} = I_{SL}(DT) + \frac{I_{RI}}{2} = \left( \ln \left( 1 + \frac{V_o}{V_b} \right) - \frac{1}{2} \frac{\frac{V_o}{V_b}}{1 + \frac{V_o}{V_b}} \right) * \frac{T}{L} * V_b$$

[0151] 因此,如果校正电流  $I_{CR}$  具有这个值,那么控制电流  $I_{CO}$  变得与平均电感器电流  $I_{LA}$  相等。需要注意的是,校正电流  $I_{CR}$  是正反馈电流,它取决于输出电压  $V_o$  以及输入电压  $V_b$ 。

[0152] 平均输出电流  $I_{OA}$  小于平均线圈电流  $I_{LA}$ :

$$[0153] \quad I_{OA} = (1 - D) * I_{LA} = \frac{1}{1 + \frac{V_o}{V_b}} * I_{LA}$$

[0154] 乘法器 72 具有取决于输入电压  $V_b$  和输出电压  $V_o$  的电流增益  $MF$ :

$$[0155] \quad MF = 1 + \frac{V_o}{V_b}$$

[0156] 电流源 71 产生依赖于电压的校正电流:

$$[0157] \quad ICR = \left( \ln \left( 1 + \frac{V_o}{V_b} \right) - \frac{1}{2} \frac{\frac{V_o}{V_b}}{1 + \frac{V_o}{V_b}} \right) * \frac{T}{L} * V_b$$

[0158] 把 ICR 与乘法器 72 的输出电流 MCO 相加。注意电流 ICR 是正反馈电流,而不是通常的负反馈电流。

[0159] 乘法器 72 的插入和正反馈电流 ICR 允许控制器产生较低的控制电流 ICO,而电流受控内部回路的峰值电流的设定值仍具有与之前相同的值,它从 ICO 改为  $IMC = MF * ICO + ICR$ 。从上面的等式可以看出,而且如图 13 所示,从控制电流 ICO 至平均输出电流 IOA 的转移 Ai 现在是统一的。因此,回路的 -3dB 带宽 f3 已经增大至:

$$[0160] \quad f3 \approx gHF / (2 \pi C)$$

[0161] 另外的优点是,-3dB 带宽仅取决于两个公知的数量。

[0162] 通过以下方式可以获得对反应速度的类似改进:使用升降压转换器之外的其它转换器拓扑、PI 控制器具有另一种行为或斜坡补偿具有不同的形状或完全不存在。

[0163] 图 14 示出了根据本发明的电流式受控 DC/DC 升降压转换器的另一个实施例的电路图。图 14 所示的升降压转换器与图 12 所示的升降压转换器几乎相同。仅有的差别是乘法器 72 被布置在电流源 71 与 21 之间,而不是在电流源 71 与 111 之间。这样,现在在同一个节点处对控制电流 ICO 与校正电流 ICR 进行求和,以获得修改后的控制电流。乘法器 72 把电流 MCO' 与乘法因数 MF 相乘从而获得乘积的修改后控制电流 MMC,它与电流 IMC 相等。

[0164] 乘法因数 MF 仍与关于图 12 所讨论的相同,校正电流 ICR 已经变为 ICR' :

$$[0165] \quad ICR' = \frac{1}{1 + \frac{V_o}{V_b}} * \left( \ln \left( 1 + \frac{V_o}{V_b} \right) - \frac{1}{2} \frac{\frac{V_o}{V_b}}{1 + \frac{V_o}{V_b}} \right) * \frac{T}{L} * V_b$$

[0166] 现在对于内部控制回路来说,所产生的设置电流是  $IMC = MF * (ICO + ICR')$ 。

[0167] 图 15 示出了替代升降压转换器而用于图 12 或 14 的电路图中的电流受控 DC/DC 升压转换器的电路图。具有图 12 或图 14 中相同结构的控制器可以与升压转换器一同使用。如图 15 所示,首先说明用升压转换器替代升降压转换器所需要的改变。如果控制器具有图 12 或图 14 所示的拓扑,那么分别说明如何为升压转换器选择乘法因数 MF 和校正电流 ICR。

[0168] 从图 12 所示的正相升降压转换器开始,通过使用短路来替代开关 S10 并省去开关 S11,可以获得升压转换器。现在,开关 S11 被称作开关 S20,开关 S13 被称作开关 S21。现在,电流检测 6 可以被布置为与开关 S20 串联。控制器产生分别用于控制开关 S20 和 S21 的开关信号 SC10 和 SC12,这个控制器具有与图 12 或图 14 所示相同的拓扑。图 15 所示升压转换器的基本拓扑的操作在本领域中是公知的,因此仅作简要说明。如果开关控制信号 SC10 闭合开关 S20 且开关控制信号 SC12 断开开关 S21,那么经过电感器 L 的电感器电流 IL 开始增大。输出电流 Io 为 0。当电感器电流 IL 到达设置在控制器中的峰值电平时,开关 S20 断开且开关 S21 闭合。现在,减小的输出电流 Io 流入负载 LO。在由振荡器或时钟发生器 5 所确定的下一个周期的开始处,开关 S20 再次闭合且开关 S21 再次断开。

[0169] 修改后的控制电流 IMC 与平均线圈电流 ILA 之间的差为:

$$[0170] \quad IMC - ILA = ISL (DT) + \frac{IRI}{2}$$

[0171] 其中 ISL(DT) 是切断时刻 ( $t = DT$ ) 的斜坡补偿电流, 而且 IRI 是电感器电流 IL 的峰峰纹波电流幅度。

[0172] 对于升压转换器, 具有非线性时间依赖的最佳斜坡补偿电流 ISL 是:

$$[0173] \quad ISL(t) = \frac{1}{2} \left( \frac{t}{T} \right)^2 * \frac{T}{L} * V_o = \frac{t^2 V_o}{2TL}$$

[0174] 其中  $t/T$  是具有持续时间为 T 的时钟周期中的相对位置, L 是电感器 L 的电感值,  $V_o$  是 DC:DC 升压转换器的输出电压值。在切断控制开关 S20 的时刻, 斜坡补偿电流 ISL 具有值:

$$[0175] \quad ISL(DT) = \frac{1}{2} D^2 * \frac{T}{L} * V_o$$

[0176] 其中 D 是占空因数的稳定状态值。

[0177] 对于升压转换器, 在稳定状态下, 平均电感器电流 ILA 上的峰峰纹波电流幅度 IRI 为:

$$[0178] \quad IRI = \frac{V_b}{L} DT$$

[0179] 忽略损耗, 升压转换器中的占空因数的稳定状态值 D 为:

$$[0180] \quad D = 1 - \frac{V_b}{V_o}$$

[0181] 通过合并上面的等式, 可以找出修改后的控制电流 IMC 与平均电感器电流 ILA 之间的差:

$$[0182] \quad IMC - ILA = ISL(DT) + \frac{IRI}{2} = \frac{T}{2L} * (V_o - V_b)$$

[0183] 这个差与输出电压和输入电压的差线性地成比例。

[0184] 平均输出电流 IOA 小于平均电感器电流 ILA:

$$[0185] \quad IOA = (1-D) * ILA = \frac{V_b}{V_o} * ILA$$

[0186] 首先关于图 12 所示的控制器拓扑, 乘法器 72 具有取决于输入电压  $V_b$  和输出电压  $V_o$  的电流增益 MF:

$$[0187] \quad MF = \frac{V_o}{V_b}$$

[0188] 而且电流源 71 产生依赖电压的校正电流:

$$[0189] \quad ICR = \frac{T}{2L} * (V_o - V_b)$$

[0190] 把 ICR 与乘法器 72 的输出电流 MCO 相加。注意电流 ICR 是正反馈电流, 而不是通常的负反馈电流。

[0191] 乘法器 72 的插入和正反馈电流 ICR 的加入允许控制器产生较低的控制电流 IC0, 而电流受控内部回路的峰值电流的设置值仍具有与之前相同的值, 从 IC0 修改为  $IMC = MF * IC0 + ICR$ 。从上面的等式可以看出, 而且如图 13 所示, 从控制电流 IC0 至平均输出电流 IOA 的转移 Ai 现在是统一的。

[0192] 作为向乘法器 72 的输出电流 MCO 插入正反馈电流 ICR 的一种选择, 能够把可选择的正反馈电流 ICR' 与乘法器 72 的输入电流 IC0 相加, 如图 14 所示。这样, 现在在同一个

节点处把控制电流  $ICO$  与校正电流  $ICR'$  相加,以获得修改后的控制电流  $MCO'$ 。乘法器 72 把电流  $MCO'$  与乘法因数  $MF$  相乘从而获得乘积的修改后控制电流  $MMC$ ,它与电流  $IMC$  相等。

[0193] 乘法因数  $MF$  仍与关于图 12 所讨论的相同,校正电流  $ICR$  已经变为  $TCR'$ 。

$$[0194] \quad ICR' = \frac{Vb}{Vo} * \frac{T}{2L} * (Vo - Vb)$$

[0195] 现在对于内部控制回路,所产生的设置电流是  $IMC = MF * (ICO + ICR')$ 。

[0196] 与图 14 所示的控制器的拓扑相比,图 12 所示的控制器的拓扑具有的吸引力稍强,这是因为所需的正反馈电流  $ICR$  由线性等式而不是由非线性等式描述。

[0197] 考虑反馈回路的稳定性,经过校正电流  $ICR$  或  $ICR'$  的正反馈增益小于经过 PI 控制器的负反馈增益,因此正反馈的贡献不会危及控制回路的稳定性。

[0198] 应当注意的是,上述实施例示出而不是限制了本发明,在不背离所附权利要求的范围的前提下,本领域的技术人员能够设计多个可选择的实施例。

[0199] 例如,可以把所有的电流方向进行倒转。当 PMOST FET 被 NMOST FET 所取代或情况相反时,技术人员可以容易地理解如何对所示的实施例进行修改。

[0200] 在图中,关于降压转换器、正相升降压转换器和升压转换器而说明了通过增加正反馈电流  $ICR$  把控制电流  $ICO$  转变为修改后的控制电流  $IMC$  的大体原理。已经使控制电流  $ICO$  与提供给并联排列的平滑电容器  $C$  和负载  $RL$  的平均输出电流相等。这个大体原理还用于其它的转换器配置,例如反相升降压转换器或 Cuk 转换器。需要注意的是,为计算校正电流  $ICR$  和乘法因数  $MF$  (如果相关的话) 而示出的示例对于具体的最佳斜坡补偿电流  $ISL$  是有效的。然而,斜坡补偿电流  $ISL$  可以与所讨论的最佳函数不同。可以清楚地看出,如果控制电流  $ICO$  应当最佳地类似于平均输出电流  $IOA$ ,那么校正电流  $ICR$  和乘法因数 (如果相关的话) 必须被确定为与斜坡补偿电流  $ISL$  相适应。另一方面,为了获得对现有技术中的反应速度的改进,不需要控制电流与平均输出电流之间的完全相似。

[0201] 在权利要求中,位于圆括号之间的任何附图标记都不应被解释为限制了该权利要求。动词“包括”及其结合的使用不排除权利要求中提到的元件或步骤之外的元件或步骤的存在。元件之前的冠词“一个”不排除多个该元件的存在。本发明可以由包括若干个有区别元件的硬件来实现,而且可以通过适合的程序式计算机来实现。在器件权利要求中列举了若干装置,这些装置中的若干可以由同一个硬件来实现。起码的,相互不同的从属权利要求中叙述的特定措施并没有指出使用这些措施的组合不能产生优点。

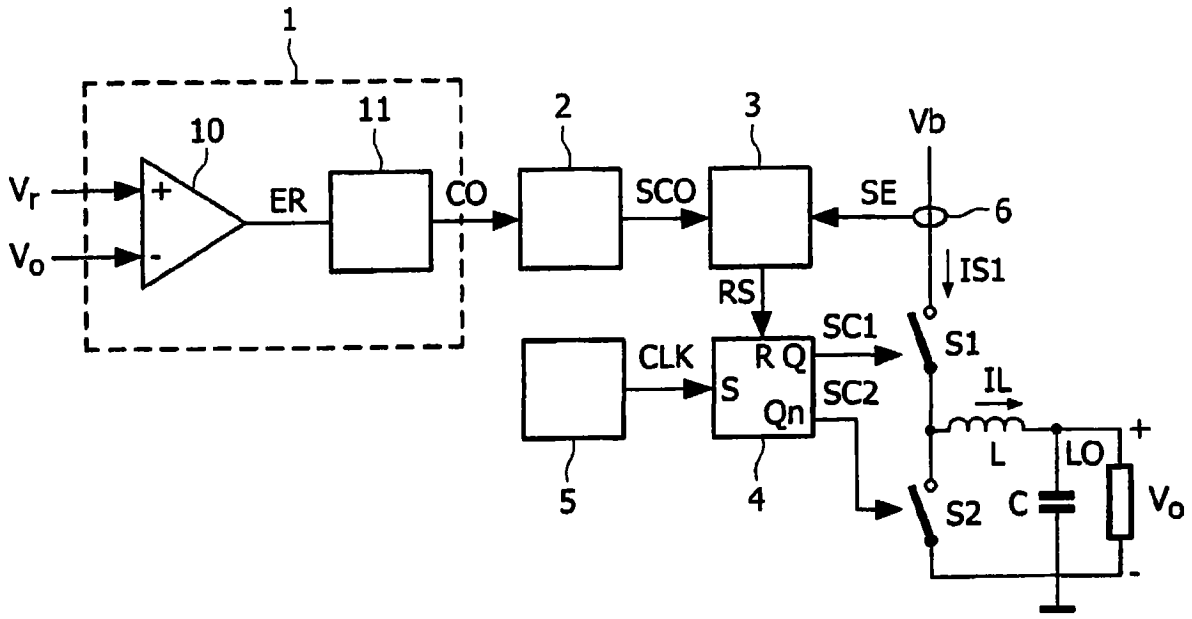


图 1

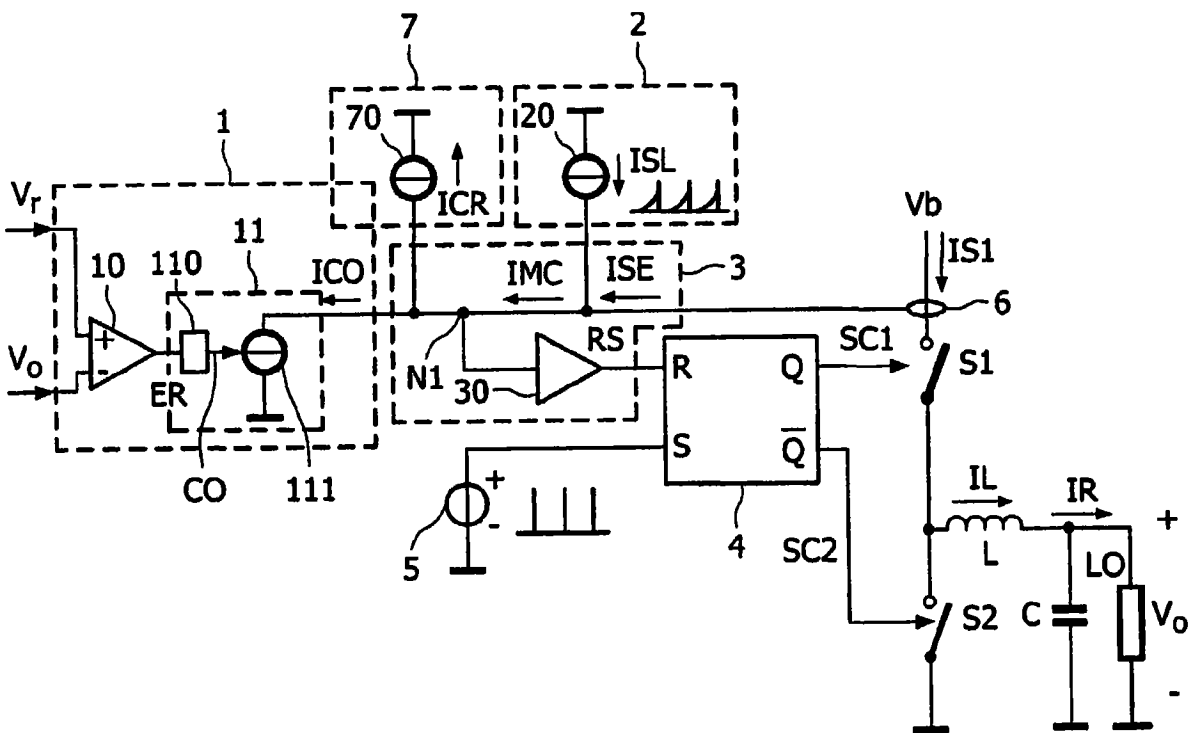


图 2



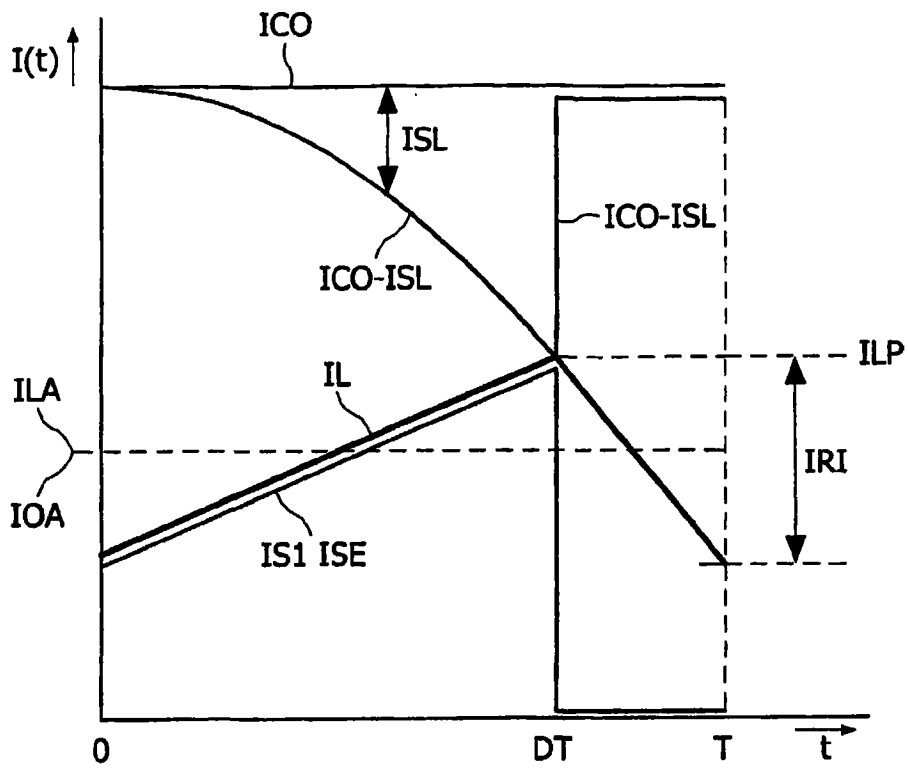


图 3

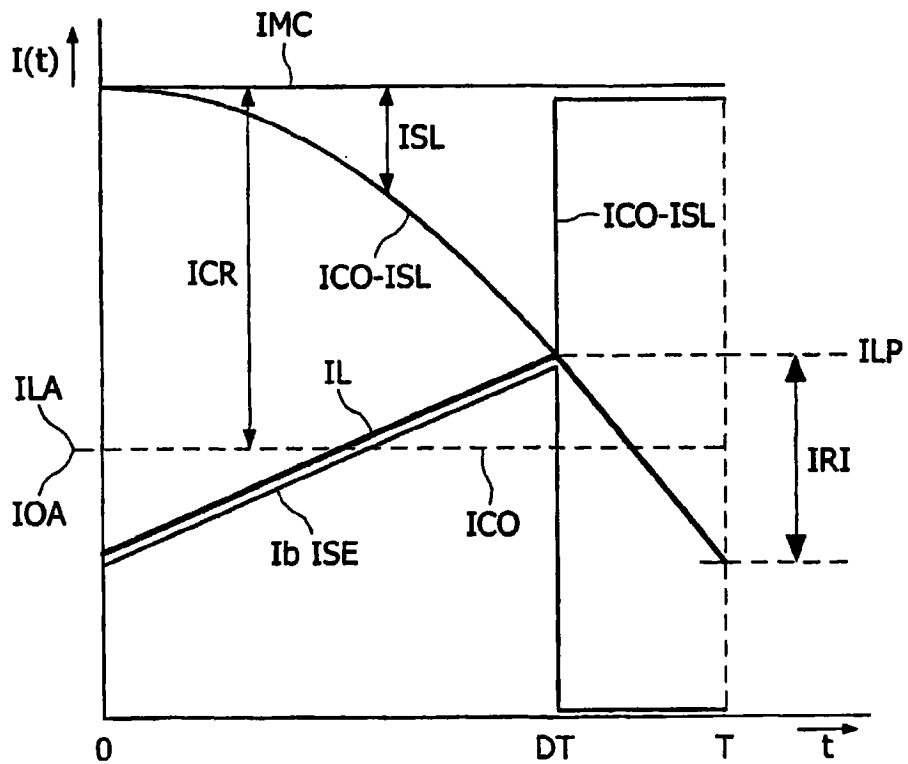


图 4

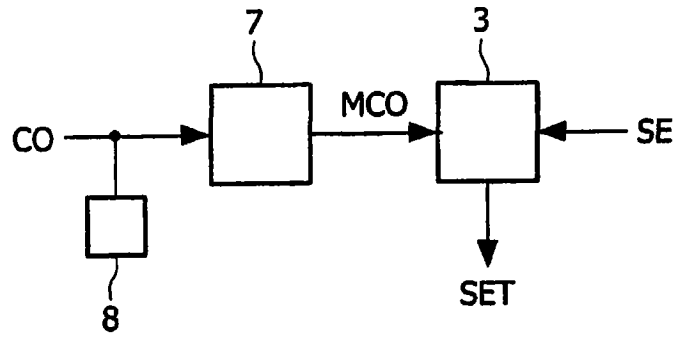


图 5

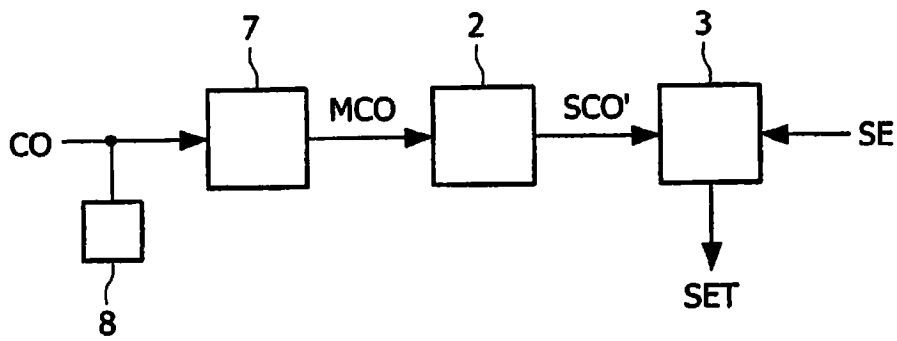


图 6

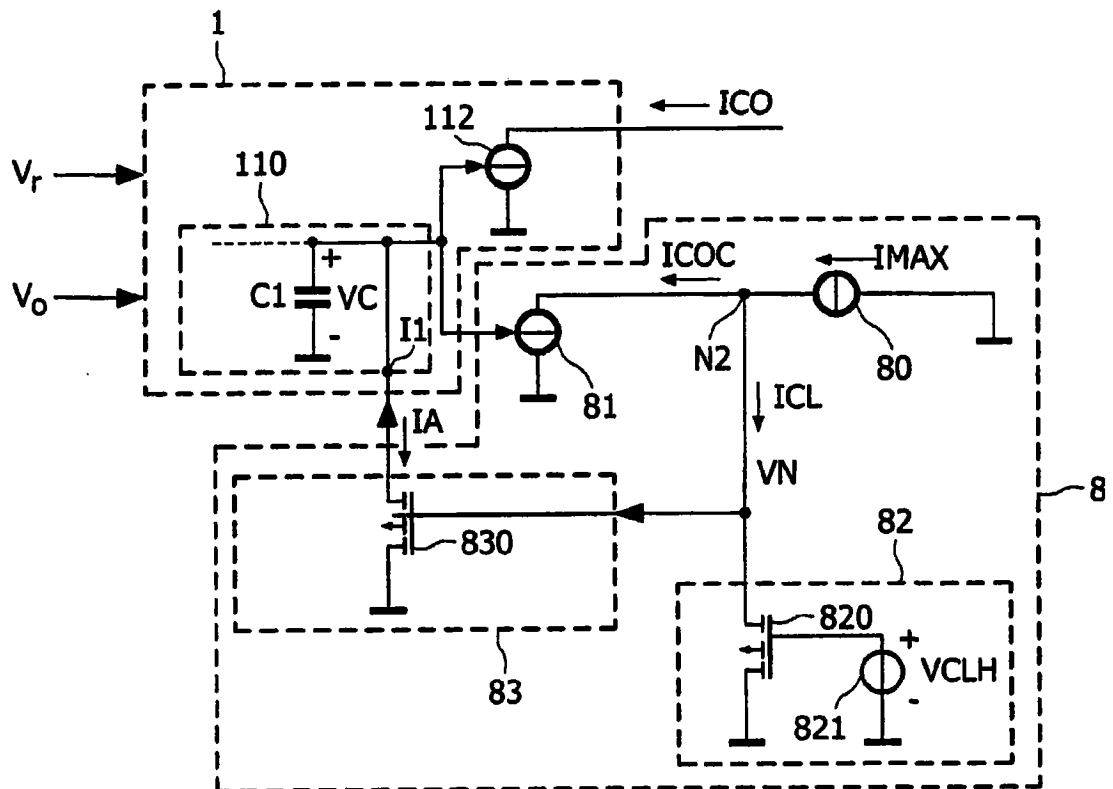


图 7

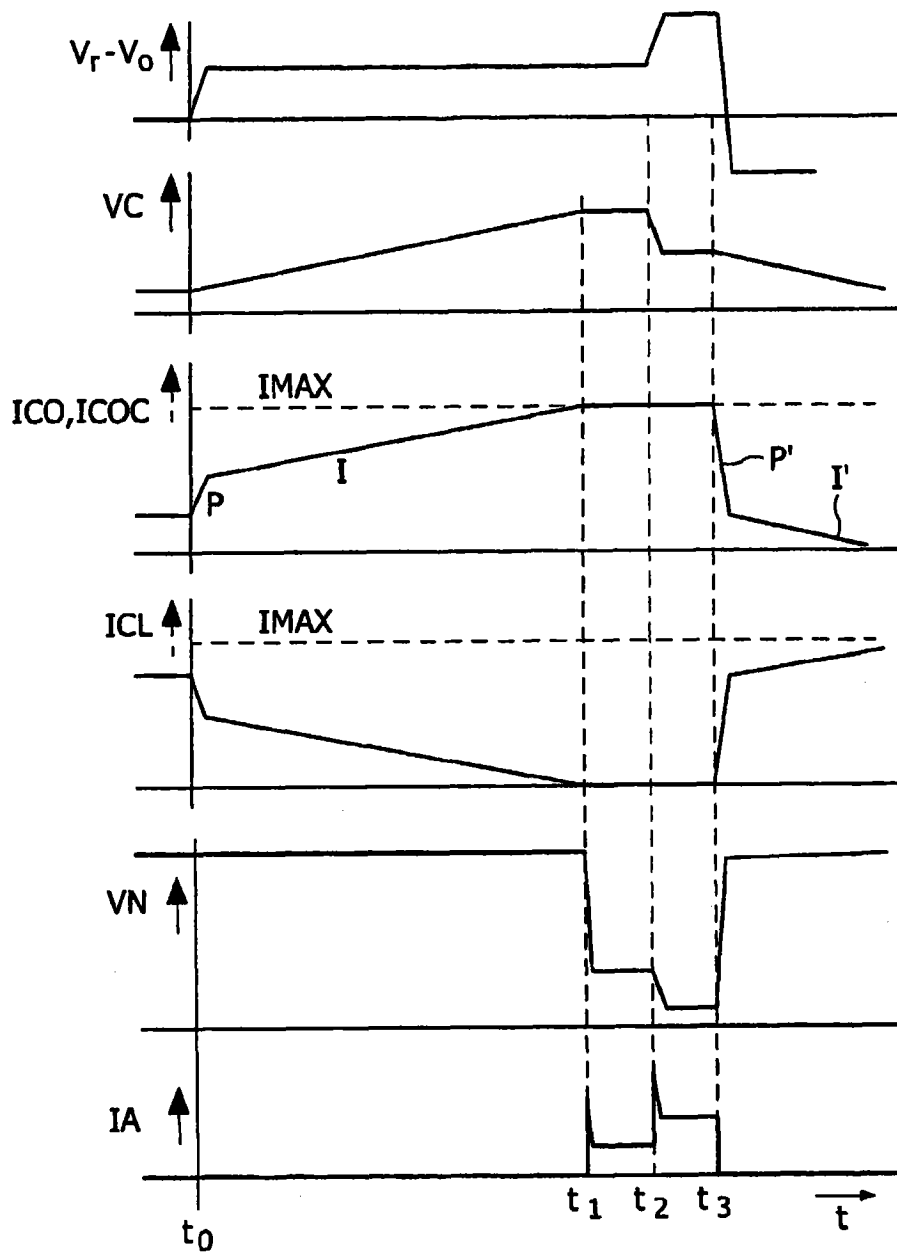


图 8A

图 8B

图 8C

图 8D

图 8E

图 8F

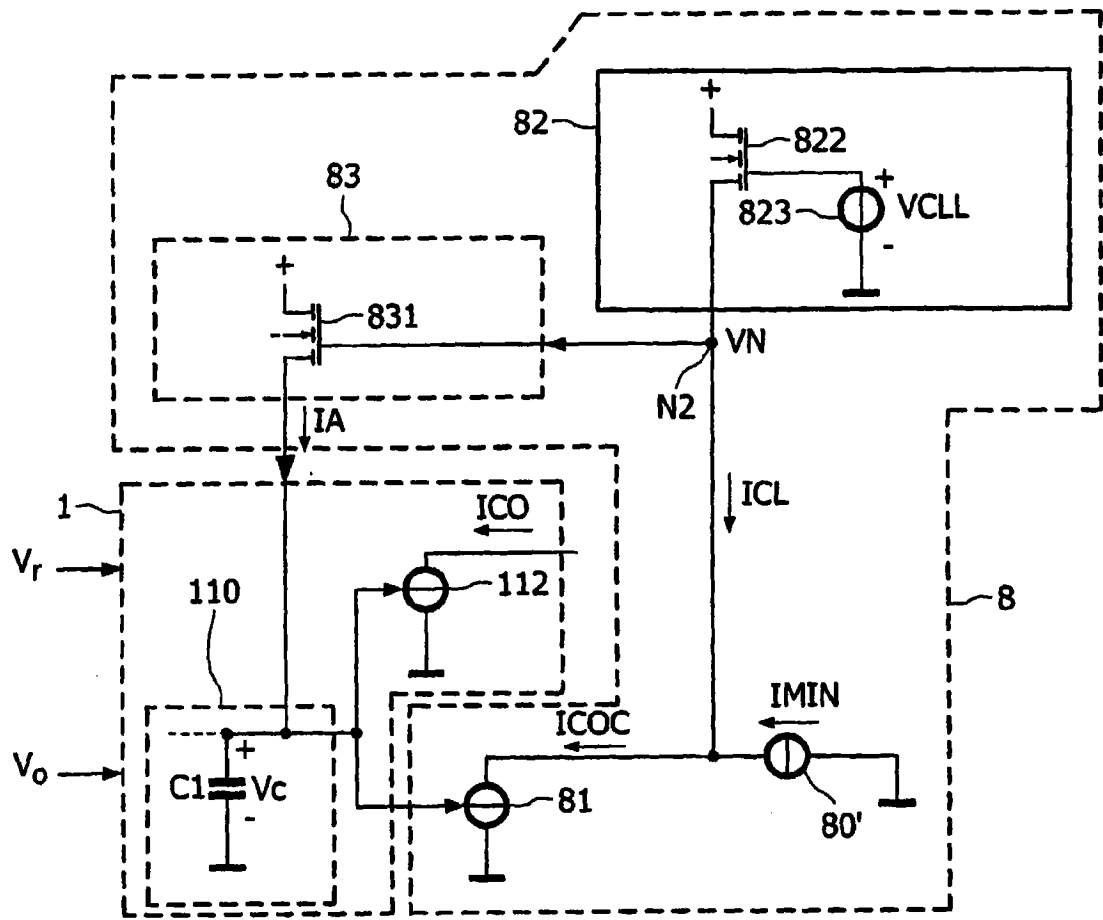


图 9

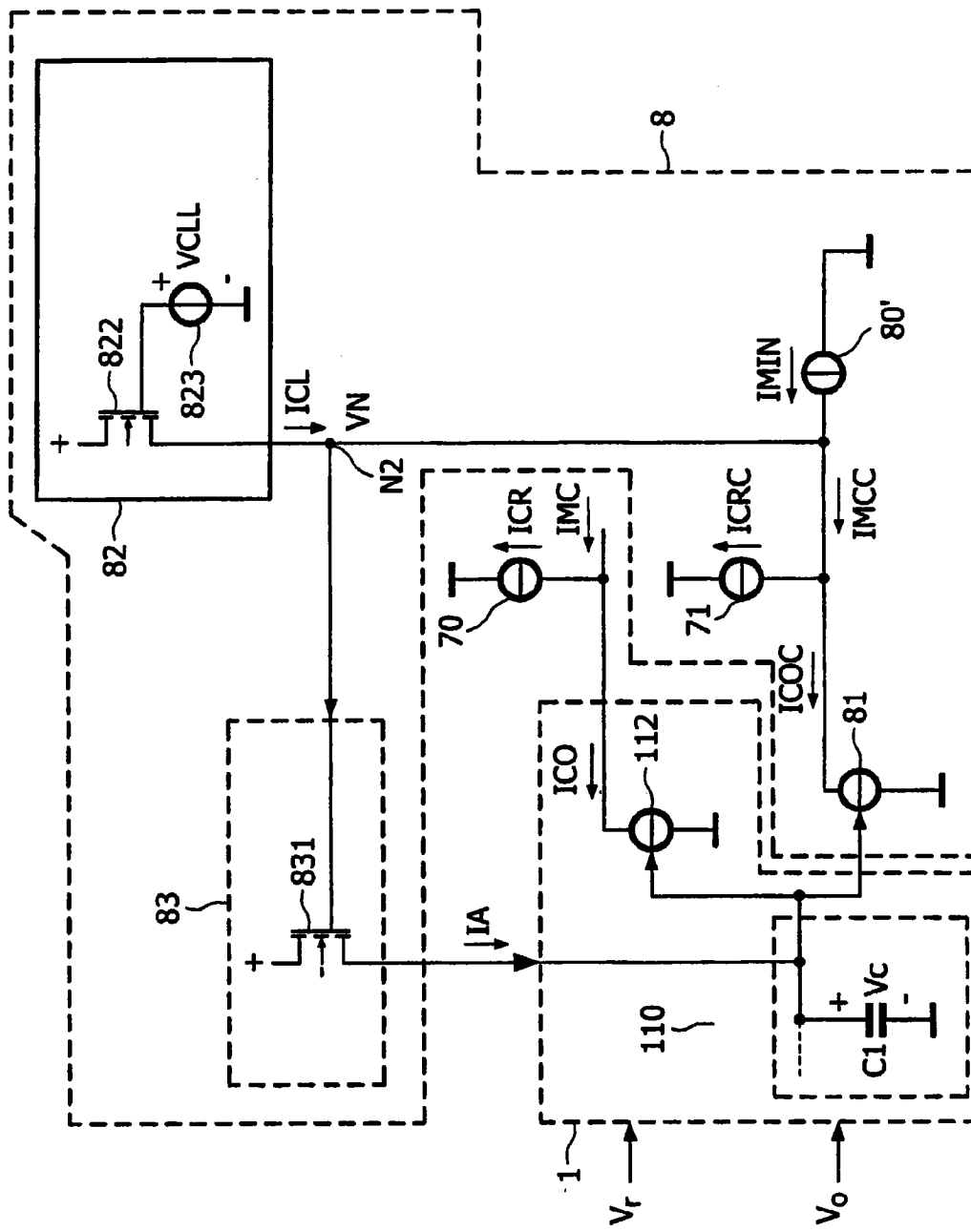


图 10

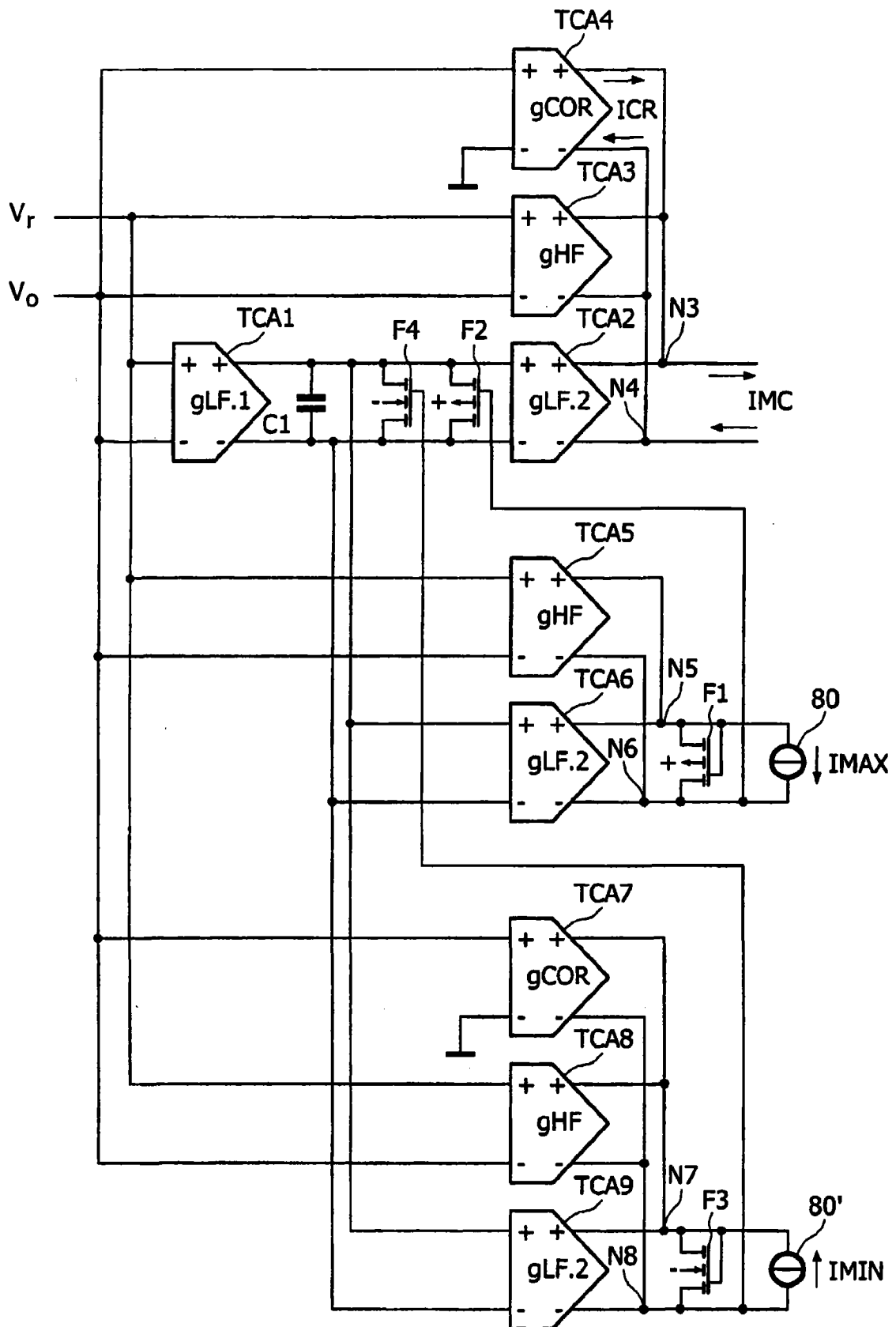


图 11

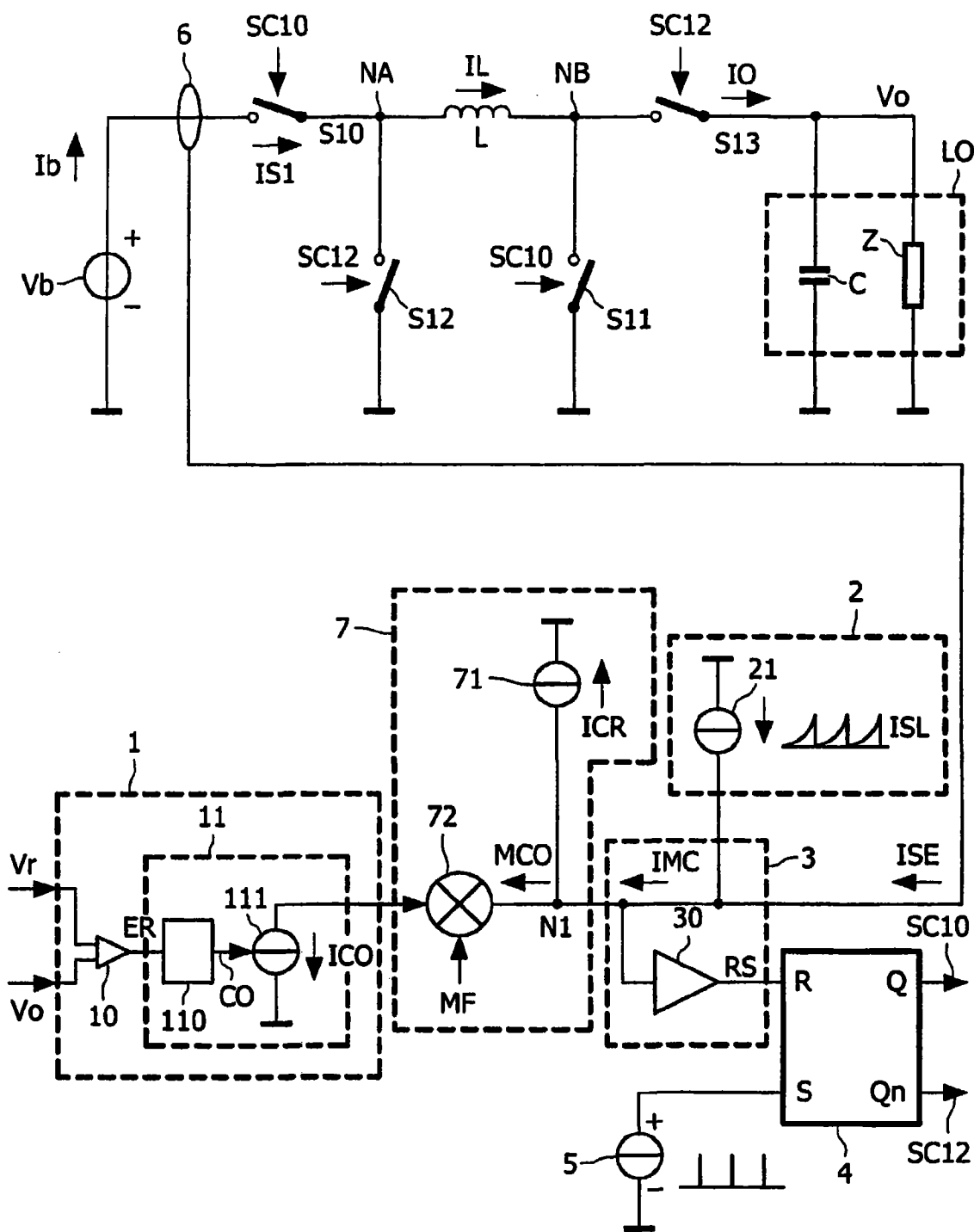


图 12

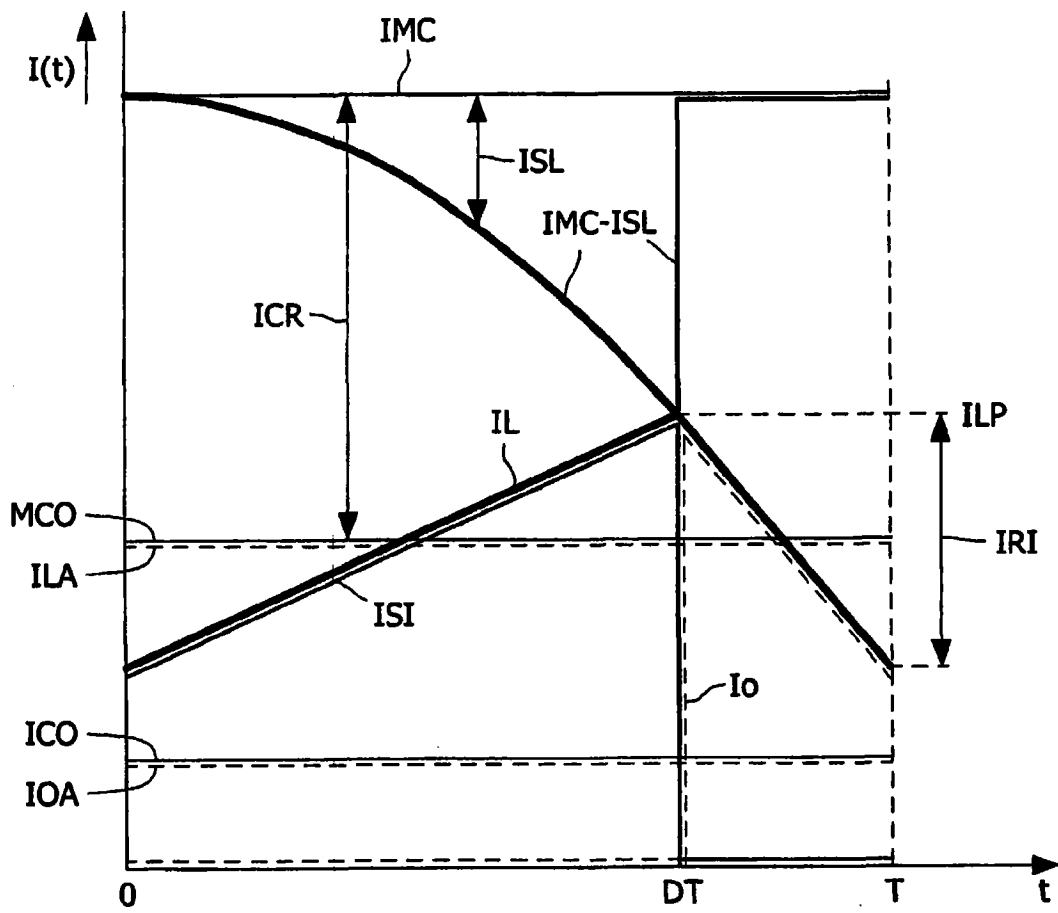


图 13



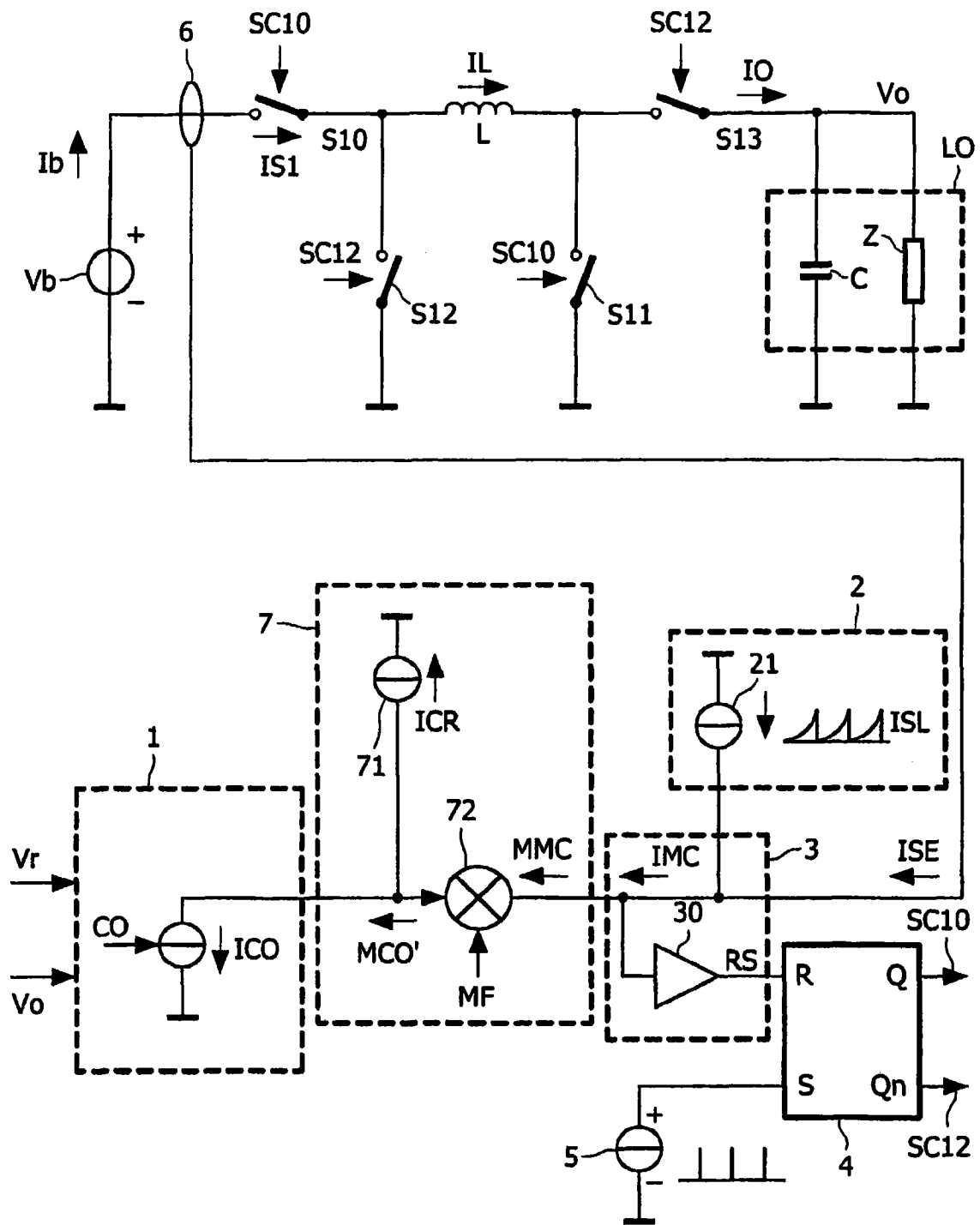


图 14

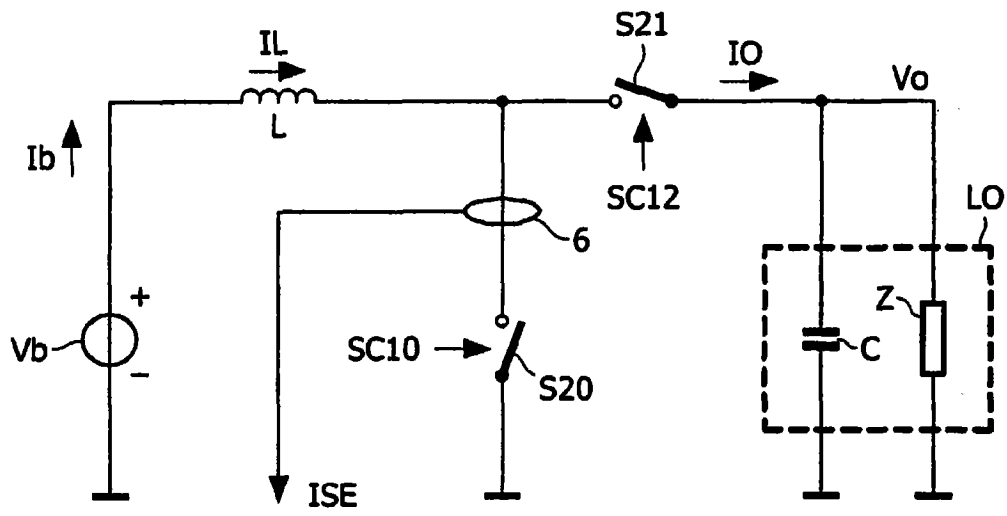


图 15