

1、一种 PWM 控制器，具有一关闭周期调节功能，在一轻负载及一无负载情况下递增一切换周期，其特征在于：包括：

一关闭周期调节器，针对一锯齿信号产生器以提供一放电电流，用以调节一 PWM 信号的该切换周期，其中该锯齿信号产生器的一充电电流保持一固定常数。

2、如权利要求 1 所述的 PWM 控制器，其特征在于：其中该关闭周期调节器针对该 PWM 信号的该切换周期的调节，是因应该放电电流的递减而递增该切换周期。

3、如权利要求 1 所述的 PWM 控制器，其特征在于：其中该关闭周期调节器所产生的该放电电流为一回授电压及一临界电压的一函数，其中该回授电压是由一电源转换器的一电压回授回路所引导出，而该临界电压是决定该轻负载情况下的位准的一固定常数。

4、如权利要求 3 所述的 PWM 控制器，其特征在于：其中该回授电压与该临界电压会决定该放电电流的该函数，其中该放电电流的范围是受限于一固定电流与一上限电流之间，该固定电流是决定一最大切换周期，而该上限电流是决定一最小切换周期，其中最小切换周期指在一正常负载及一饱和负载情况中的切换周期。

5、如权利要求 3 所述的 PWM 控制器，其特征在于：其中该关闭周期调节器包括：

一第一加法器，其中该第一加法器的一输出电压等于该回授电压



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 02140509.3

[43] 公开日 2003 年 3 月 26 日

[11] 公开号 CN 1405962A

[22] 申请日 2002.7.5 [21] 申请号 02140509.3

[30] 优先权

[32] 2001.8.15 [33] US [31] 09/931,639

[71] 申请人 崇贸科技股份有限公司

地址 台湾省台北县新店市宝兴路 45 巷 8 弄
1 号 3 楼

[72] 发明人 杨大勇

[74] 专利代理机构 北京集佳专利商标事务所

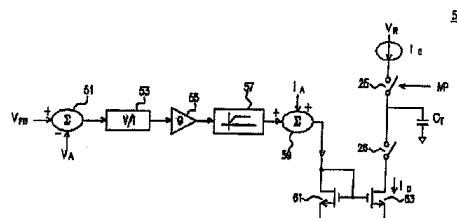
代理人 王学强

权利要求书 3 页 说明书 11 页 附图 6 页

[54] 发明名称 电源转换器所需的具有关闭周期调节功能的 PWM 控制器

[57] 摘要

本发明提出一种具有关闭周期调节功能的 PWM 控制器。该关闭周期调节功能的达成需保持充电电流为一固定常数且须调节 PWM 控制器的锯齿信号产生器的放电电流，其调节方式是递减该放电电流以延长切换周期。由电压回授回路所导引出的回授电压是作为一个指针，放电电流即是以此指针调节成回授电压的函数，另外，一临界电压是定义在轻负载情况下的位准，回授电压与临界电压的差异会被转换成电流，即在被放大信号后转换成该放电电流。一限制器会箝制最大放电电流以决定在正常负载与最大负载下的切换周期。一旦回授电压递减至接近临界电压时，放电电流会递减而切换周期会持续延长，而当回授电压低于临界电压时，最小放电电流会决定最大切换周期。



减去该临界电压；

一V/I转换器，用以转换该输出电压为一V/I电流；

一电流镜放大器，用以放大该V/I电流以及产生一放大电流，其中该电流镜放大器的一增益是决定该放电电流的一递减斜率，而该放电电流反该回授电压的递减而递减；

一限制器，用以箝制该放大电流为一受限电流，其中该受限电流的振幅范围在零与上限电流之间；

一第二加法器，将该受限电流加与一固定电流；

一第一反射晶体管与一第二反射晶体管会发展出一反射电流镜电电流是经过该反射电流镜从该第二加法器的输出端复制出来。

6、如权利要求1所述的PWM控制器，其特征在于：其中该关闭周期调节器具有一示范电路，包括：

一输入运算放大器、一缓冲运算放大器、一电阻器及一V/I晶体管发展出的一V/I转换器，其中一回授电压连接于该输入运算放大器的输入端，一临界电压是连接于该缓冲运算放大器的输入端，而该输入运算放大器的输出会驱动该V/I晶体管，其中该V/I转换器会经过该电阻器及该V/I晶体管转换该回授电压减去该临界电压的电压为一V/I电流；

一第一增益晶体管与一第二增益晶体管会发展出一电流镜放大器及产生一放大电流，其中该第一增益晶体管与该第二增益晶体管的几何大小会决定该电流镜放大器的增益，其中该第一增益晶体管的栅极、该第二增益晶体管的栅极与该第一增益晶体管的漏极连结在

一起，该V/I电流会驱动该第一增益晶体管的漏极，而该第一增益晶体管的源极与该第二增益晶体管的源极是连结在一起；

一限制电流源与该电流镜放大器的操作等同该一限制器，用以将该电流镜放大器的一最大输出电流箝制为一受限电流，其中该限制电流源是附加于该第二增益晶体管的栅极，而该受限电流是经过该第二增益晶体管的漏极输出；

一固定电流源，是产生一固定电流以及决定一最小放电电流，其中一上限电流是该固定电流与该受限电流的最大电流的总合，其中该上限电流是决定一最大放电电流；

一第一反射晶体管与一第二反射晶体管会发展出一反射电流镜及产生该放电电流，其中该放电电流是经过该反射电流镜从该反射电流镜的一输入电流复制而来，其中该反射电流镜的该输入电流该固定电流及该受限电流的总合。

电源转换器所需的具有关闭周期调节功能的 PWM 控制器

技术领域

本发明是有关于一种切换模式电源转换器，且特别是有关于一种脉宽调制（Pulse Width Modulation；简称 PWM）的切换模式电源转换器。

背景技术

PWM 是一种应用于切换模式电源转换器以控制电源输出而达成规格的传统技术。大多数的设备，例如移动电话、TV 游戏及计算机等，皆是利用 PWM 电源转换器以提供电源及电池充电之用，而基于环境污染的限制，计算机及其它设备制造商皆致力于符合电源管理及能源保存需求。电源管理的实施皆只管理系统在其操作期间的电源耗损问题，但在非操作模式下亦有少量电源损耗，却很少有相关处理。关于电源管理应用中的电源供应问题，节省电源于无负载（no load）状态及轻负载（light load）状态下是一项主要诉求，依据本发明的目的所提供的具有关闭周期调节功能的 PWM 控制器，即为在轻负载及非负载的状态下减低电源的损耗。

请参考图 1，其绘示的是回扫电源转换器（flyback power converter）的一电路图，其中内含一控制电源输出以达成规格化的 PWM 控制器 100，而晶体管 510 切换变压器 400 之用。当晶体管 510

关闭时，变压器 400 的漏电感（Leakage inductance）会使流经的电流在某一短暂停时间中不断地流动，其中一部份电流继续流进关闭的晶体管 510，而另一部份电流会经过二极管 520 流进电容器 560，其中，电阻器 620 会损耗充电电容器 560 的能源，而由二极管 520、电阻器 620 及电容器 560 组成的缓冲电路会减低漏电感的影响及避免晶体管 510 的损坏。经过晶体管 510 的开启及输出整流器 530 的关闭，会呈现指数衰退振荡或有'振铃振荡（ring）'出现，其中，'ring'的频率是由关闭的整流器 530 内部的电容及变压器 400 的次级电感所决定，而 'ring'的振幅及持续时间是由输出电流及整流器 530 的反向恢复时间（reverse recovery time）所决定。但由于'ring'会引起 RFI 问题且易被横跨输出整流器 530 的缓冲电阻器 630 及缓冲电容器 570 所消除，是以以下即会针对在轻负载状态下有关电源转换损失的议题作说明：

- 1) 晶体管 510 的切换损失 P_Q 可表示为 $(t_{01}/T) \left(\int_{0}^{t_{01}} V_Q \times I_p dt \right)$ ，其中 T 是切换周期，而 t_{01} 是电压 V_Q 与电流 I_p 的重叠期间，另外， I_p 是变压器 400 的初级电流，而 V_Q 是横跨晶体管 510 的电压。
- 2) 输出整流器 530 的切换损失 P_D 可表示为 $(t_{rr}/T) \left(\int_{0}^{t_{rr}} V_d \times I_d dt \right)$ ，其中 t_{rr} 是整流器 530 的反向恢复时间，而 V_d 是在整流器 530 关闭时横跨于整流器 530 上的电压，另外， I_d 是受限于变压器 400 的次级电感。
- 3) 变压器 400 的铁损 P_T ，是直接与磁通（flux）密度 B_m 、铁芯体积 V_v 及切换周期 T 成比例关系，其中 $P_T = K_0 \times B_m \times V_v / T$ ，其中 K_0

是由铁芯材料所决定的常数。

- 4) 缓冲电路的功率损失 p_R 可表示成 $p_R = (1/2) \times C \times Vd^2 / T$, 其中, C 是缓冲电路的电容, 例如电容器 560。
- 5) 电压漏电感的电源损失 P_L 可表示成 $P_L = (1/2) \times Lt \times I_p^2 / T$, 其中 Lt 是变压器 400 的初级漏电感, 而电阻器 620 耗损的功率即是由 Lt 所造成。

由上可以发现所有的损失都与切换周期 T 有比例关系, 是以当切换周期 T 增加时可以减低电源的损失。然而, 由于电源转换会因操作于较短的切换周期的限制而使电源转换器的体积缩小, 是以为预防变压器的饱和, 必须控制电压-时间比率 ($V_{in} \times Ton$) 以限制变压器的磁通密度 B_m 。其限制条件是:

$$B_m = (V_{in} \times Ton) / (N_p \times A_e) \cdots \cdots \cdots (1)$$

其中 V_{in} 是电源转换器的输入电压, Ton 是工作切换周期, N_p 是变压器的初级圈数, A_e 是变压器的截面积, 另外, $(N_p \times A_e)$ 值是表示变压器的体积大小, 而较短的切换周期可以得到短暂 Ton 及较小的变压器。

以回扫电源转换器为例: 输出电压 P_o 是等于 $[1/(2 \times T)] \times L_p \times I_p^2$, 其中, L_p 是变压器 400 的初级电感, 而由于 $I_p = (V_{in}/L_p) \times Ton$, 是以输出电压 P_o 在数量上可以表示为

$$P_o = (V_{in}^2 \times T_{on}^2) / (2 \times L_p \times T) \quad (2)$$

由等式(2)来看，在轻负载条件下 T_{on} 是极短暂的，以致明显可允许切换周期 T 的延长，是以在电源转换器的电源线性地损耗减少下，会相对应的使在轻负载及无负载情况下的切换周期增加。不过，在无任何限制条件下延长切换周期是极不安全的作法，依据变压器显示于等式(1)的行为，变压器可能会因 T_{on} 的延长而呈现饱和，是以动态负载会产生一个立即延长 T_{on} ，此动态负载指负载会在轻负载及高负载之间瞬间转换。而磁性器件的饱和，如电感及变压器，会引起电流的浪涌（surge），此电流浪涌会在电源转换器中产生噪声（spike-noise）且亦会对如晶体管及整流器的切换装置造成过负荷（over-stress）危险。

请合并参考图 2 及图 3，其中图 2 绘示的是 PWM-控制器的电路图，而图 3 绘示的是图 2 中电路的波形图。当开关 25 通过充电信号 IV_p 开启时，充电电流 I_C 会对电容器 C_T 充电且一旦横跨电容器 C_T 的电压达到比较器 10 的高压点 V_H 时，比较器 10 及非与门（NAND gate）17、18 会产生放电信号 V_p ，此放电信号 V_p 会打开开关 26，当开关 26 打开后会通过放电电流 I_D 以对电容器 C_T 进行放电，其中，充电电流 I_C 与放电电流 I_D 是线性相关的。另外，放电的现象是连续的，直至电容器 C_T 的电压低于低压点电压值 V_L ，其中电容器 C_T 的电压与低跳点电压值 V_L 之间的比较是由比较器 11 进行。上述的充电电流 I_C 、放电电流 I_D 、电容器 C_T 、比较器 10 与 11、开关 25 与 26，

以及非与门 17 与 18 会形成一个锯齿信号产生器 (saw-tooth-signal generator)，以产生一个脉冲信号输入至触发器 (flip-flop) 20。一旦比较器 12 的接脚 V_S 的电压高于信号 35 时，比较器 12 即会重置(reset)触发器 20，其中信号 35 是由回授信号 V_{FB} 而来，但会由电阻器 R_A 及 R_B 衰减其信号强度。图 1 中的电阻器 610 会转换变压器 400 的电流信息为电压信号 37，此电压信号是一个锯齿信号 (ramp signal)，而输入电压 V_{in} 及变压器 400 的电感系数会决定锯齿信号的斜率， $V_{R610}=R_{610}\times(V_{in}\times T_{on})/L_p$ ，其中电阻器 610 的电压即是图 2 的电压信号 37，用以驱动 PWM 控制器的接脚 V_S ，而回授信号 V_{FB} 是由光学耦合器件 200 的输出端输出，再经过位移二极管 (level shift diode) 21 而导引出来，差动放大器 300 是驱动光学耦合器件 200 的输入端，其中差动放大器 300 的输入端是连接电源转换器 V_o 的输出端以形成电压回授回路，经过电压回授回路的控制， V_{FB} 的电压会决定输出电源。电容器 C_T 的放电时间会决定 PWM 信号 39 的关闭时间，而此 PWM 信号 39 决定 PWM 控制器 100 的最大负荷循环周期 (duty cycle)，而在放电信号 V_p 于高准位状态时，会关闭 PWM 信号 39。

依据上述观察， T 的延长可凭借 $Toff$ 的延长来达成，其中 $Toff$ 是切换周期 T 的关闭周期，而 $T=T_{on}+Toff$ 。当 $Toff$ 的延长是为响应在轻负载及非负载情况下的低回授电压 V_{FB} 时，则可减少电源的损耗情形。

发明内容

有鉴于此，本发明提出一种关闭周期调节功能的 PWM 控制器，

以延长在轻负载及非负载情况下的切换周期。其中，会节制 PWM 控制器中的锯齿信号产生器的放电电流以达成关闭周期的调节功能，凭借减少放电电流而延长切换周期，可使切换周期的关闭周期得以延长，另外，锯齿信号产生器的充电电流会保持固定常数且会决定切换周期的最大工作周期。由电压回授回路引导出的回授电压是当作一个指针，而放电电流即是一此指针调节成回授电压的函数，临界电压是一定义轻负载下位准（level）的固定常数，回授电压与临界电压的差异在于回授电压会转换成电流，此电流稍后会被电流镜放大器所放大且会转换成放电电流。一限制器会箝住最大放电电流以激活在正常负载（normal load）及全载（full load）下的切换周期，另外此限制器亦会决定 PWM 信号的关闭时间。一旦回授电压递减至接近临界电压的位准时，放电电流会减少且切换周期会持续递增，当回馈授压低于临界电压时，最小的放电电流会决定最大的切换周期。电流镜放大器的增益会决定放电电流递减中的斜率，而此放电电流的递减是因应回授电压的递减而来，另外，充电电流与放电电流可以决定 PWM 信号的切换周期，最小放电电流会决定最大关闭以及最大工作周期，凭借关闭周期的递增而保持最大操作期间为固定不变以及切换周期的递增，可以预防如电感（inductor）及变压器等磁性器件的饱和。

进一步来说，在 PWM 控制器中的关闭周期调节功能可以减少电源转换器在轻负载及无负载情况下的电源损耗，且在正常负载及全载情况下的电源转换操作也不会受到关闭周期的调节而有所影响。

为让本发明的上述和其它目的、特征、和优点能更明显易懂，下

V_H : 高压点 V_L : 低压点

100: PWM 控制器

200: 光学耦合器件

300: 差动放大器

400: 变压器

510: 晶体管

520: 二极管

530: 输出整流器

550, 560, 570, C_T : 电容器

610, 620, 630: 电阻器

具体实施方式

请参照图 4, 其绘示的是依照本发明一较佳实施例的一种关闭周期调节功能的一电路方块图。

由电压回授回路引导出的回授电压 V_{FB} 会经过加法器 51 减去临界电压 V_A , 临界电压 V_A 是一个定义轻负载 (light load) 位准的固定常数, V/I 转换器 53 会将加法器 51 的输出电压转换成 V/I 电流, 电流镜放大器 55 会将 V/I 电流放大成一个放大电流, 而限制器 57 会产生一个受限电流 (limited current) I_{limit} , 其中放大电流的振幅会箝制在零与上限电流 (utmost current) I_{ut} 之间的范围内, 加法器 59 会将受限电流 I_{limit} 与一固定电流 I_A 相加, 其中, 固定电流 I_A 决定最小放电电流且会决定最大关闭周期。晶体管 61 及晶体管 63 会形成一个反射电流镜 (echo current mirror), 经过此反射电流镜, 加法器 59 的输出会转变成放电电流 I_D , 电流镜放大器 55 的增益 G 决定放电电流 I_D 递减中的斜率, 而此放电电流 I_D 的递减是因应回授电压 V_{FB} 的递减而来。一旦回授电压 V_{FB} 递减至接近临界电压 V_A 的位准时, 放电电流 I_D 会减少且切换周期会持续递增, 当回授电压 V_{FB} 低于临界电压 V_A

文特举较佳实施例，并配合所附图式，作详细说明。

附图说明

图 1 绘示的是具有 PWM 控制器的回扫电源转换器的一电路图；

图 2 绘示的是 PWM 控制器的电路图；

图 3 绘示的是关于图 2 的 PWM 控制器的一波形图；

图 4 绘示的是依据本发明一较佳实施例的一种关闭周期调节的一方块图；

图 5 绘示的是依据图 2 在其所包含的关闭周期调节的一波形图；

图 6 绘示的是依据图 4 的一关闭周期调节的一实例电路图。

标号说明

10, 11, 12,: 比较器	51, 59: 加法器
14: 电源	V_A : 临界电压
16: 反向器	53: V/I 转换器
17, 18: 非与门	55: 电流镜放大器
19: 与门	57: 限制器
20: 触发器	I_A , I_B : 固定电流
21: 位准移动二极管	61, 63, 65, 67, 69: 晶体管
25, 26: 开关	15, 81, 83: 运算放大器
37: 电压信号	39: PWM 信号
I_C : 充电电流	I_D : 放电电流
IV_p : 充电信号	V_p : 放电信号
R_A 、 R_B 、 R_N 、 R_S : 电阻器	V_{FB} : 回馈信号

时，会由上限电流 I_{ut} 决定最大的放电电流 I_D ，此放电电流 I_D 即是决定在正常负载及全载下的切换周期 T ，其中，最小的放电电流可决定最大关闭周期及最大切换周期。充电电流 I_C 是一个固定常数，用来决定切换周期的最大工作周期，当保持最大工作周期为固定常数且递增关闭周期而延长切换周期时，可预防磁性器件的饱和。图 5 绘示的是依据图 2 在其所包含的关闭周期调节下的一波形图，其中，受限电流 I_{limit} 可以表示成：

$$I_{limit} = [(V_{FB} - V_A)/R_s] \times G;$$

$$0 \leq I_{limit} \leq I_{ut}$$

如果 $I_{limit} \leq 0$ ，则 $I_{limit}=0$ ；

如果 $I_{limit} \geq I_{ut}$ ，则 $I_{limit}=I_{ut}$ ；

另外 $I_C=K_1$ ；

$$I_D = (I_{limit} + I_A) \times G_m;$$

$$\text{以及 } I_A \leq I_D \leq (I_{ut} + I_A)$$

其中， R_s (V/I 转换器 53 的转换函数) 是一个电阻器， G_m 是反射电流镜的增益， $G_m=1$ ；且 K_1 是一个常数。

请参考图 6，其绘示的是依据图 4 的一关闭周期调节下的一实例电路图。其中，运算放大器 (op amp) 81、晶体管 65 及电阻器 R_s

会形成一个 V/I 转换器，用以输出 V/I 电流，而经过运算放大器 83，临界电压 V_A 会连接至电阻器 R_s ，其中，V/I 电流可以表示成 $(V_{FB}-V_A)/R_s$ 。晶体管 67 与晶体管 69 会发展出电流镜放大器且会输出放大电流，其中，晶体管 67、69 的栅极（gate）会与晶体管 67 的漏极（drain）连结在一起，且晶体管 67 与 69 的几何大小可决定电流镜放大器的增益 G 。V/I 电流是连结至晶体管 67 的漏极，晶体管 67 与 69 的源极（source）是连结在一起，稍后会由固定电流 I_B 所驱动，而由于固定电流 I_B 会限制电流镜放大器的总电流，是以上限电流 I_{ut} 会等于固定电流 I_B 减掉 V/I 电流，经过晶体管 69 的漏极，电流镜放大器会输出界于零与上限电流 I_{ut} 之间的受限电流 $I_{limit}=[(V_{FB}-V_A)/R_s] \times G$ 。晶体管 61 与 63 会形成反射电流镜，其中的晶体管 61、63 的栅极会与晶体管 61 的漏极连结在一起，而晶体管 61 与 63 的源极则会是接地的一端。放大电流会加入固定电流 I_A ，而此固定电流 I_A 是连接于晶体管 61 的漏极，也就是反射电流镜的输入端，而晶体管 63 的漏极会输出放电电流 I_D 。因为晶体管 61 与 63 的几何大小相同，是以反射电流镜的增益 G_m 会等于 1，因此

$$I_D = [(V_{FB}-V_A)/R_s] \times G + I_A;$$

以及 $I_A \leq I_D \leq (I_{ut} + I_A)$

充电电流 I_C 是一个决定切换周期的最大操作期间的固定常数，是以在最大操作期间维持固定下，即由关闭周期的递增而延长切换周

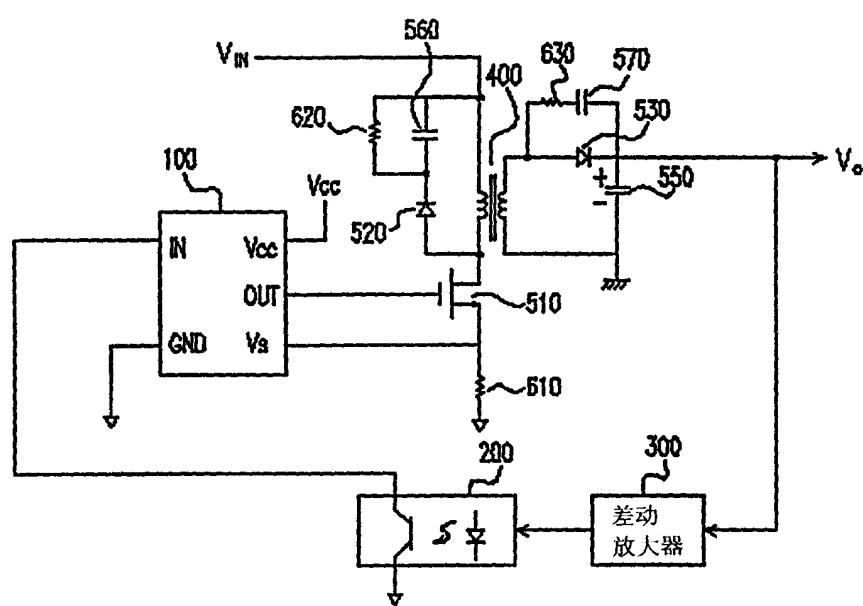


图 1

期。

如上所述，PWM 控制器在具有本发明的关闭周期调节（off-time modulation）功能下，可以减少电源转换器在轻负载及非负载情况下 的能源消耗，更甚者，关闭周期调节功能不会引发磁性饱和。

虽然本发明已以较佳实施例公开如上，然其并非用以限定本发 明，任何熟悉此技术者，在不脱离本发明的精神和范围内，当可作各 种的更动与润饰，因此本发明的保护范围当视权利要求书所界定者为 准。

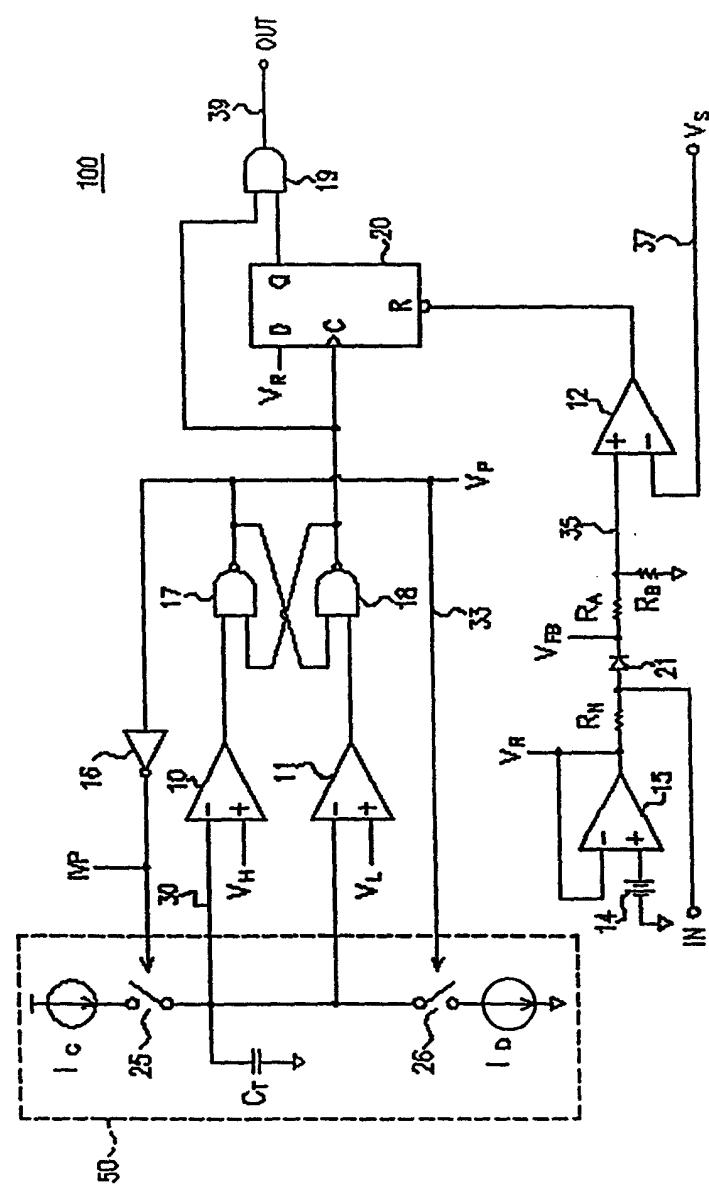


图 2

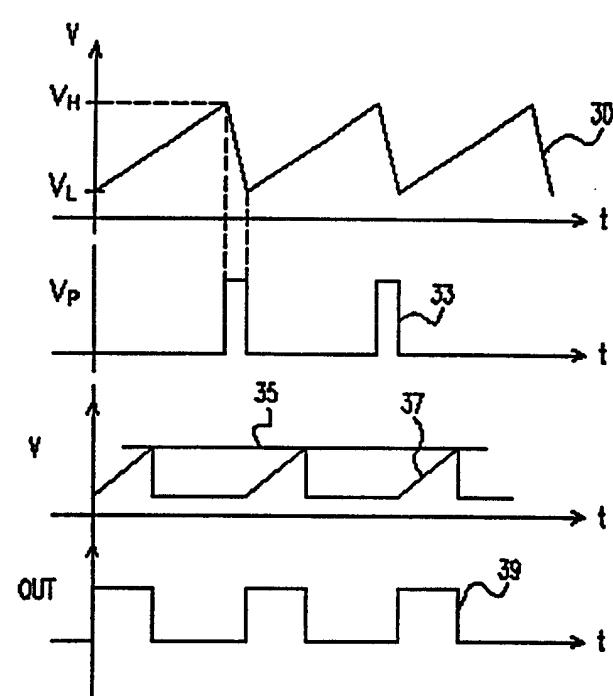


图 3

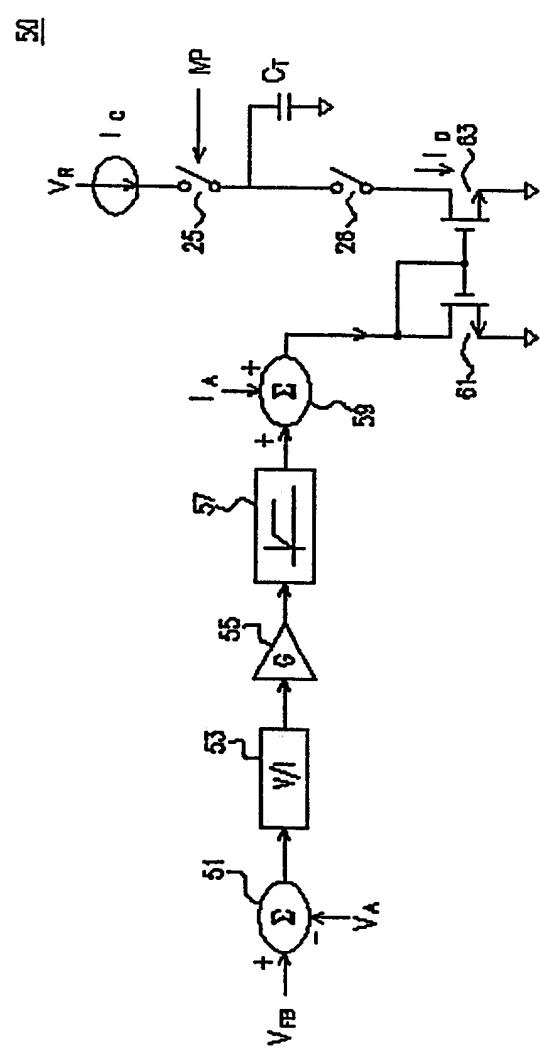


图 4

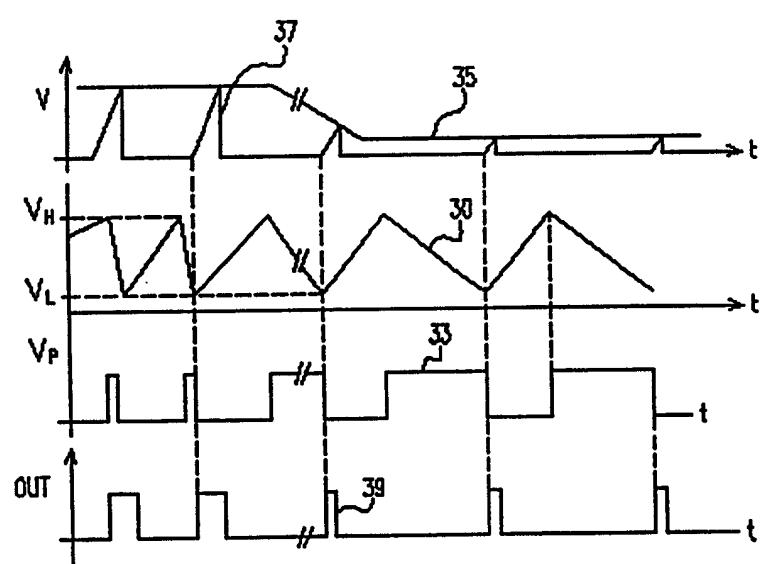


图 5

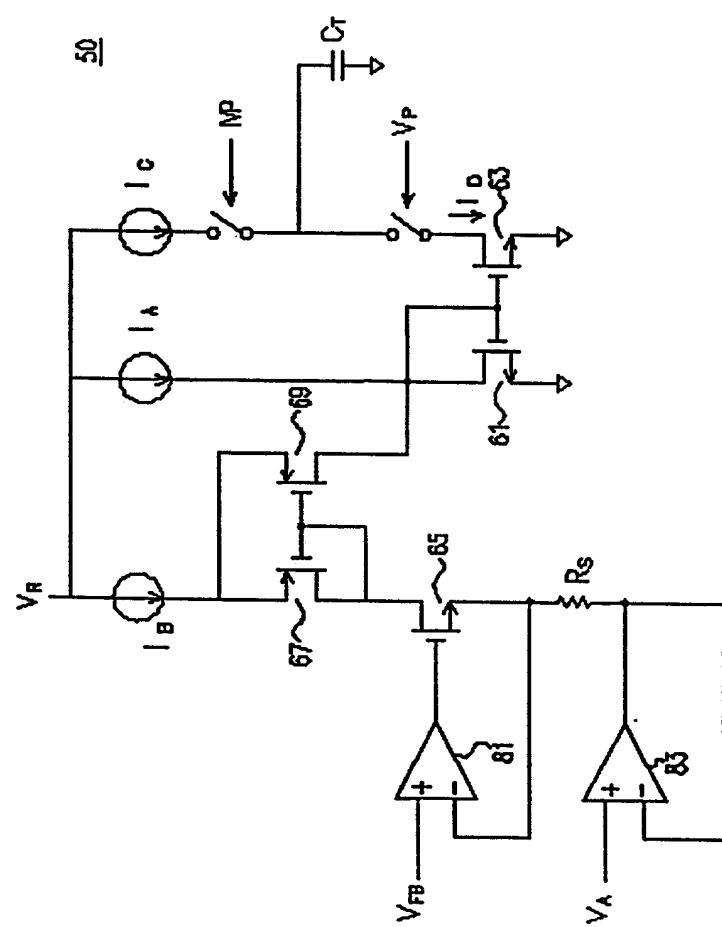


图 6