

# 晶体管直流变换器的最大磁化电流理论

孙定浩 朱德懋 廖炯生

(北京控制工程研究所)

## 摘 要

本文将晶体管直流变换器作为一个整体,用振动理论的方法进行了分析。

在忽略寄生电容时,变换器中存在着不连续振动,其中有两种不同的跳变现象。跳变现象 I 是变换器特有的,跳变现象 II 和变流器中跳变现象相同。其发生原因均为变换器在所处状态下磁化电流已达最大值。

实验结果与理论分析一致。

五十年代中叶, Royer<sup>[1,2]</sup> 等人提出了晶体管直流-方波变流器(磁耦合多谐振荡器)。这一变流器与整流滤波器组合,构成一种能把某一直流电压源变换为另一直流电压源的器件,称作直流变换器。

二十多年来,这种变换器广泛用于飞机、导弹、卫星、飞船等的电子系统中。但是,对于这一器件至今未作整体的理论分析。许多文献[6, 9—14]认为,变换器和变流器在原理上没有什么不同;因此,将变换器分为变流器和整流滤波器两部分,孤立起来进行分析。在变换器设计方面<sup>[15—18]</sup>,普遍采用了这一观点。

我们认为,由于变换器中变流器和整流滤波器相互联系、相互影响,其结果使变换器具有自身的特点。它和单独运行的变流器相比,不仅在物理上有着不同的过程;从工程近似观点,它们之间的许多差别也是不容忽视的。

我们将变换器作为一个整体进行研究。首先由变换器中抽取两个“基本单元”线路;从晶体管输入、输出特性通常具有的性质出发,对基本单元线路的动态过程进行一般性讨论。揭示出这里存在着两种不同的跳变现象;阐明了变换器中跳变现象

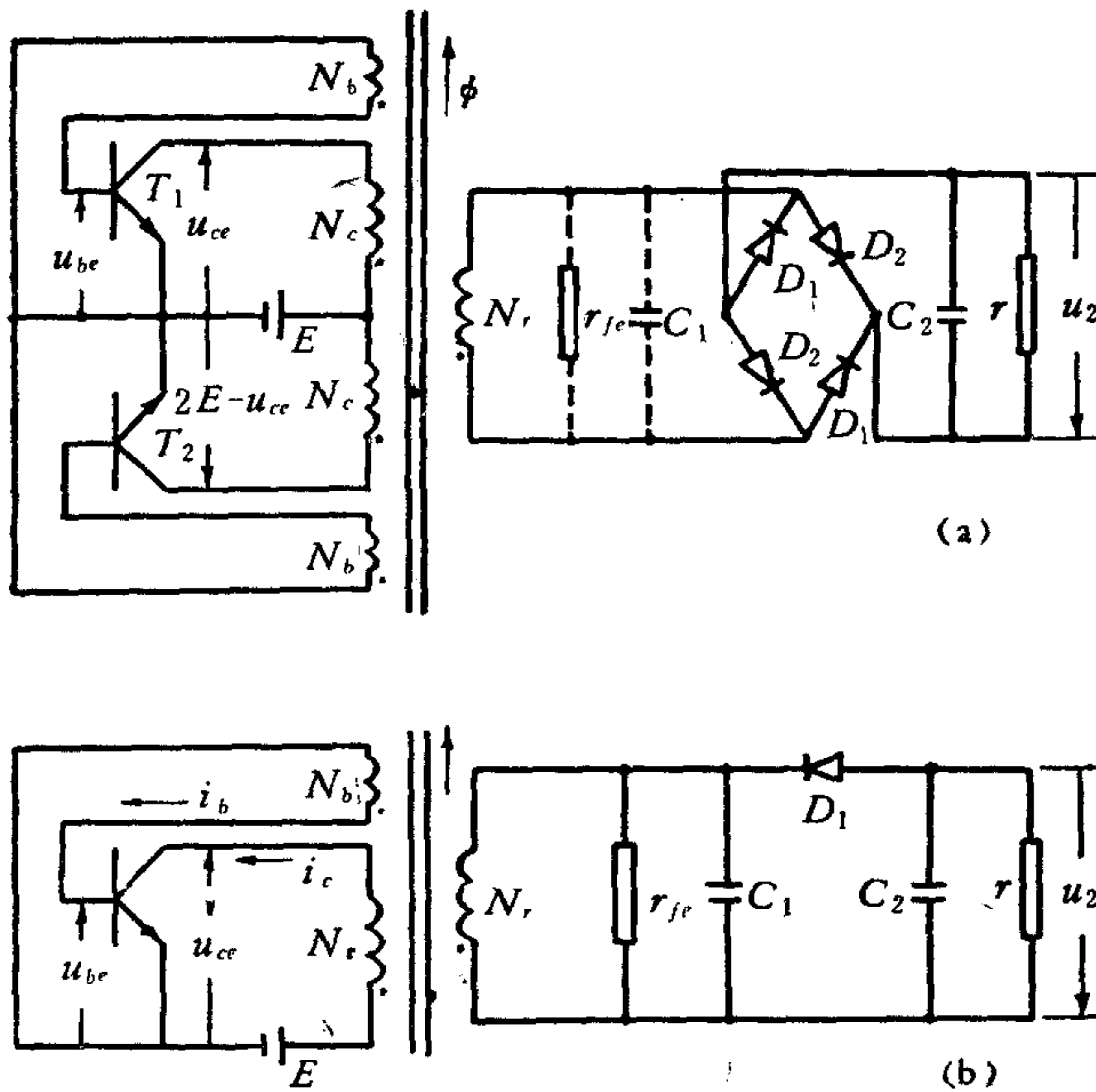


图 1.1

程进行一般性讨论。揭示出这里存在着两种不同的跳变现象;阐明了变换器中跳变现象

的物理本质,以及和变流器中跳变现象在表现上的区别。在这基础上,讨论了推挽变换器的不连续振动。

实验结果与理论分析一致。

变换器(以及变流器)的运行过程,以晶体管会重复出现由导通突然变为截止的跳变现象为特征。我们证实,发生这种现象的物理原因,均由于变换器在所处的状态下磁化电流已达线路能提供的最大值。有鉴于此,本文题为《晶体管直流变换器的最大磁化电流理论》。

## 一、跳变现象 I

图 1.1(a) 示出全波整流式推挽变换器线路;其中  $C_1$  表示晶体管结电容和各绕组寄生电容在绕组  $N_1$  上的等效值;  $r_{jc}$  表示磁芯铁损的等效电阻;  $D_1$  和  $D_2$  看作是理想整流元件。

由于各绕组与同一磁通  $\phi$  相连,两个  $N_b$  的绕向相同,根据晶体管导通必要条件——发射极、基极电压大于零,易得结论:在任一瞬间,变换器只能有一个晶体管导通(不考虑晶体管中载流子存储效应的影响)。因此,从分析其中一个晶体管由导通到截止时变换器运行过程考虑,可由变换器中抽取出图 1.1 (b) 线路进行一般性研究。我们称这一线路为“基本单元 I”。

将晶体管输入特性表示为

$$i_b = g(u_{be}, u_{ce}), \quad (1.1a)$$

其中:函数  $g(u_{be}, u_{ce})$  有限,在使用范围内单值连续,有连续偏导数,且

$$\left. \begin{aligned} g(u_{be}, u_{ce}) &> 0, & \text{当 } u_{be} > V_0, \\ g(u_{be}, u_{ce}) &= 0, & \text{当 } u_{be} \leq V_0, \\ \frac{\partial g}{\partial u_{be}} &> 0, & \text{当 } u_{be} \geq V_0, \\ \frac{\partial g}{\partial u_{ce}} &< 0, & \text{当 } u_{be} \geq V_0; \end{aligned} \right\} \quad (1.1b)$$

其中  $V_0$  为正常数。

将晶体管输出特性表示为

$$i_c = f(i_b, u_{ce}), \quad (1.2a)$$

其中:函数  $f(i_b, u_{ce})$  有限,在使用范围内单值连续,有连续偏导数,且

$$\left. \begin{aligned} f(i_b, u_{ce}) &> 0, & \text{当 } i_b > 0, u_{ce} > 0, \\ f(i_b, u_{ce}) &< 0, & \text{当 } i_b > 0, u_{ce} < 0, \\ f(i_b, u_{ce}) &= 0, & \text{当 } i_b = 0 \text{ 或 } u_{ce} = 0, \\ \frac{\partial f}{\partial u_{ce}} &> 0, & \text{当 } i_b > 0, \\ \frac{\partial f}{\partial i_b} &> 0, & \text{当 } u_{ce} > 0, \\ \frac{\partial f}{\partial i_b} &< 0, & \text{当 } u_{ce} < 0. \end{aligned} \right\} \quad (1.2b)$$

由基本单元  $I$  中  $N_b$  与  $N_c$  的磁耦合得

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{1}{N_c} (E - u_{ce}), \quad (1.3)$$

$$u_{bc} = \frac{N_b}{N_c} (E - u_{ce}). \quad (1.4)$$

设  $EN_b/N_c > V_0$ , 由 (1.1a) (1.2a) 和 (1.4) 得

$$i_c = h(u_{ce}), \quad (1.5a)$$

其中:

$$h(u_{ce}) \triangleq f \left\{ g \left[ \frac{N_b}{N_c} (E - u_{ce}), u_{ce} \right], u_{ce} \right\}. \quad (1.5b)$$

由 (1.1b) (1.2b) 知

$$\left. \begin{aligned} h(u_{ce}) &> 0, && \text{当 } 0 < u_{ce} < E - \frac{N_c}{N_b} V_0, \\ h(u_{ce}) &= 0, && \text{当 } u_{ce} = 0, \\ h(u_{ce}) &= 0, && \text{当 } u_{ce} \geq E - \frac{N_c}{N_b} V_0, \end{aligned} \right\} \quad (1.5c)$$

$$h(u_{ce}) < 0, \frac{\partial h}{\partial u_{ce}} > 0, \quad \text{当 } u_{ce} < 0.$$

因  $h(u_{ce})$  函数连续, 一阶导数存在, 满足 (1.5c), 故在区间  $0 < u_{ce} < E - V_0 N_c/N_b$  存在极大值 (许多实测结果证明只有一个极大值). 在  $u_{ce} < 0$ , 由 (1.5c) 知  $h(u_{ce})$  是  $u_{ce}$  的单调上升函数. 因此基本单元  $I$  的  $i_c \sim u_{ce}$  特性如图 1.2a 中曲线  $OW_1W_2$  及右侧  $u_{ce}$  轴. 图

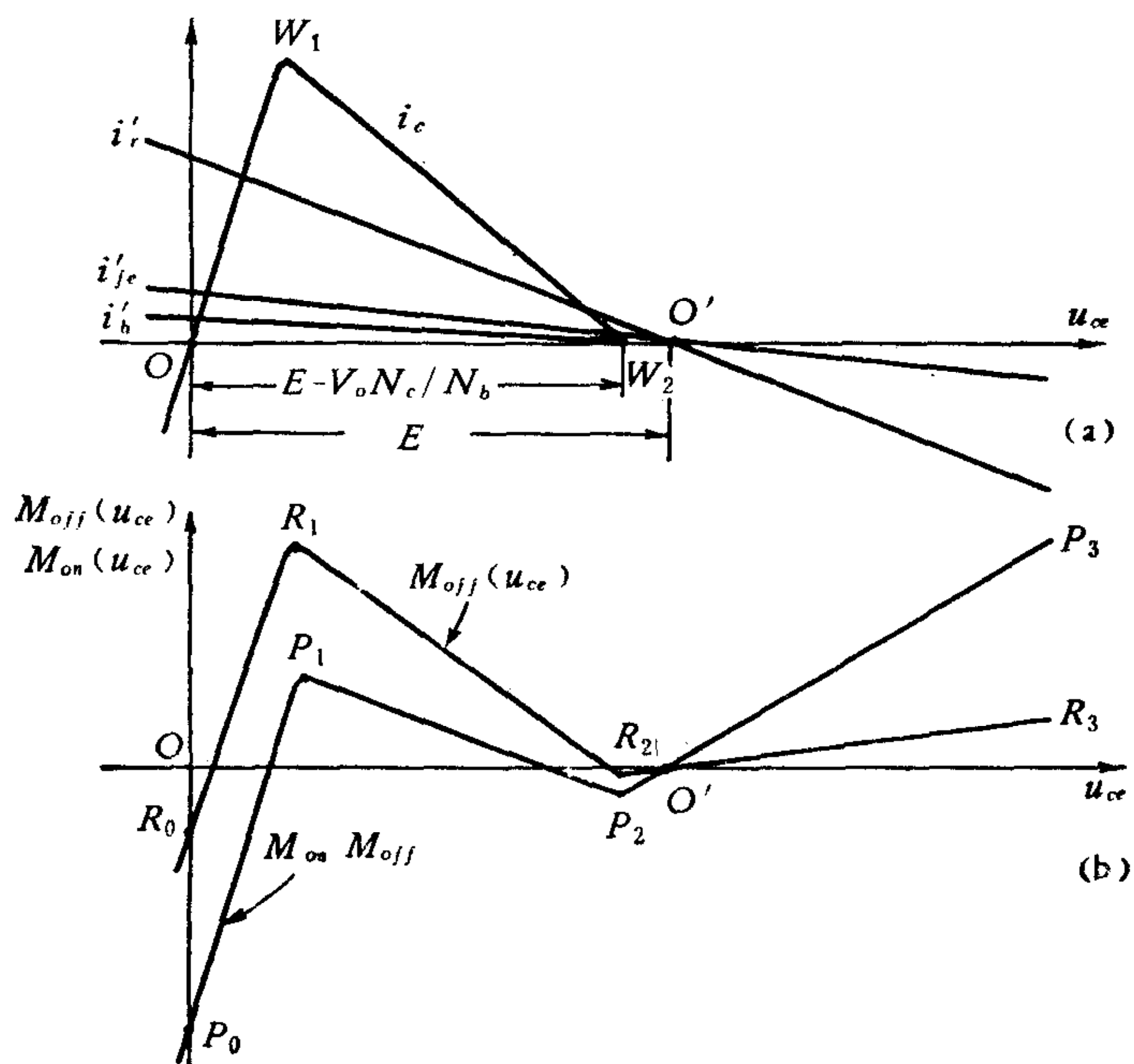


图 1.2

1.5 左是实测结果(3DG12C 晶体管,  $N_b = 10$ 、 $N_c = 50$ ,  $E = 6$  伏)。

显然, 折算到绕组  $N_c$  的负载电流  $i'_r$ 、基极电流  $i'_b$  以及铁损电流  $i'_{fe}$  分别为

$$\left. \begin{aligned} i'_r &= \frac{1}{r} \left( \frac{N_r}{N_c} \right)^2 (E - u_{ce}), \\ i'_b &= \frac{N_b}{N_c} g \left[ \frac{N_b}{N_c} (E - u_{ce}), u_{ce} \right], \\ i'_{fe} &= \frac{1}{r_{fe}} \left( \frac{N_r}{N_c} \right)^2 (E - u_{ce}). \end{aligned} \right\} \quad (1.6)$$

由(1.1)和(1.4)知

$$g \left[ \frac{N_b}{N_c} (E - u_{ce}), u_{ce} \right] > 0, \quad \frac{dg}{du_{ce}} < 0, \quad \text{当 } u_{ce} < E - \frac{N_c}{N_b} V_0;$$

$$g \left[ \frac{N_b}{N_c} (E - u_{ce}), u_{ce} \right] = 0, \quad \text{当 } u_{ce} \geq E - \frac{N_c}{N_b} V_0.$$

因此  $i'_r + i'_b + i'_{fe}$  以及  $i'_b + i'_{fe}$  是  $u_{ce}$  的单调下降函数。

将  $i_c - i'_r - i'_b - i'_{fe}$  引用函数  $M_{on}(u_{ce})$  表示

$$M_{on}(u_{ce}) \triangleq h(u_{ce}) - \frac{N_b}{N_c} g \left[ \frac{N_b}{N_c} (E - u_{ce}), u_{ce} \right] - \left( \frac{1}{r} + \frac{1}{r_{fe}} \right) \left( \frac{N_r}{N_c} \right)^2 (E - u_{ce}); \quad (1.7a)$$

将  $i_c - i'_b - i'_{fe}$  引用函数  $M_{off}(u_{ce})$  表示

$$M_{off}(u_{ce}) \triangleq h(u_{ce}) - \frac{N_b}{N_c} g \left[ \frac{N_b}{N_c} (E - u_{ce}), u_{ce} \right] - \frac{1}{r_{fe}} \left( \frac{N_r}{N_c} \right)^2 (E - u_{ce}); \quad (1.7b)$$

$M_{on}(u_{ce})$  和  $M_{off}(u_{ce})$  函数在图 1.2b 中分别表示为曲线  $P_0P_1P_2O'P_3$  和  $R_0R_1R_2O'R_3$ ; 其中  $P_1$ 、 $R_1$  是极大点,  $P_2$ 、 $R_2$  是极小(或局部最小)点。从  $u_{ce}$  坐标看,  $R_1$  和  $P_1$  均在  $W_1$  ( $i_c$  的极大值点)的右侧。

按上述结果, 基本单元  $I$  的等效线路如图 1.3 所示; 其中:  $r' = r(N_c/N_r)^2$ ,  $r'_{fe} = r_{fe}(N_c/N_r)^2$ ,  $C'_1 = C_1(N_r/N_c)^2$ ,  $C'_2 = C_2(N_r/N_c)^2$ 。

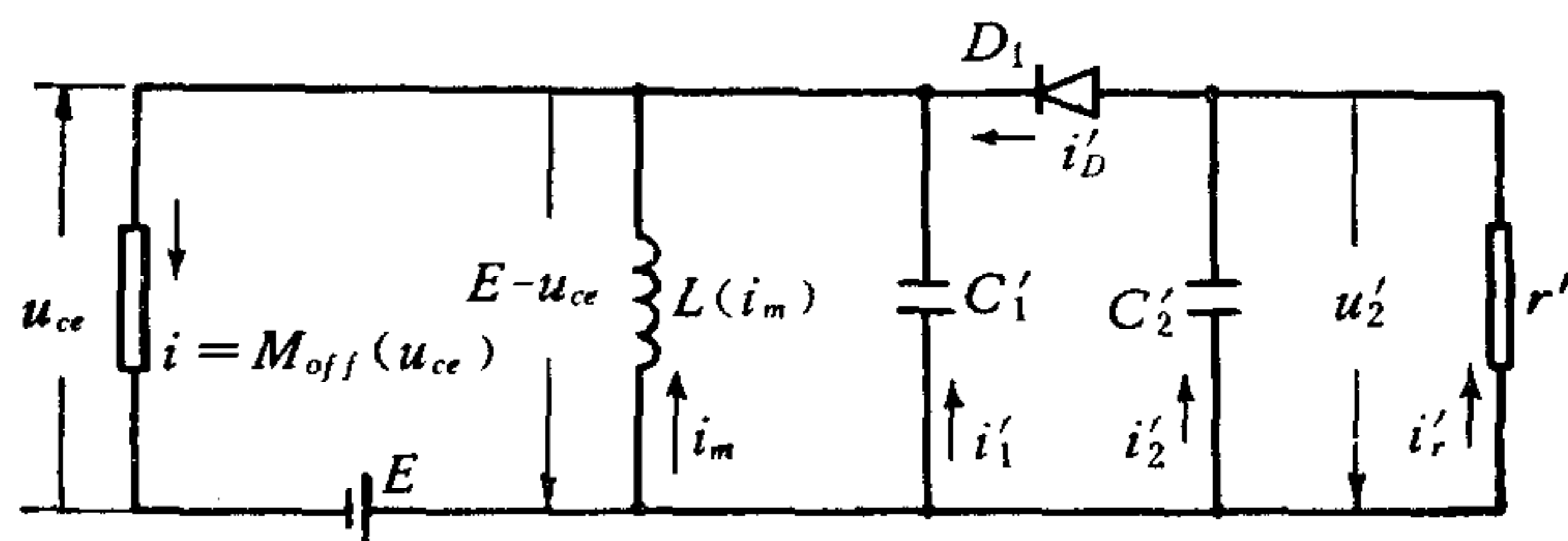


图 1.3

因此, 基本单元  $I$  的动态方程是:

当  $D$  通,

$$\left. \begin{aligned} L(i_m) \frac{di_m}{dt} &= E - u_{ce}, \\ (C'_1 + C'_2) \frac{d(E - u_{ce})}{dt} &= M_{on}(u_{ce}) - i_m, \\ u'_2 &= E - u_{ce}; \end{aligned} \right\} (1.8a)$$

当  $D$  断,

$$\left. \begin{aligned} L(i_m) \frac{di_m}{dt} &= E - u_{ce}, \\ C'_1 \frac{d(E - u_{ce})}{dt} &= M_{off}(u_{ce}) - i_m, \\ C'_2 \frac{du'_2}{dt} &= -\frac{u'_2}{r'}, \\ u'_2 &\geq E - u_{ce}; \end{aligned} \right\} (1.8b)$$

其中:  $i_m$  是通过  $N_c$  的磁化电流;  $L(i_m)$  是绕组  $N_c$  的电感 ( $i_m$  的函数, 设连续可微,  $L(i_m) > 0$ ); 为了简化讨论, 起始状态限制在  $i_m(0) < 0$ ,  $u'_2(0) \geq 0$ ,  $u'_1(0) \geq E - u_{ce}(0)$ .

因  $C'_1$  是很小的寄生参数, 为了便于揭示(1.8)的动态特征, 令  $C'_1 \rightarrow +0$ , 即忽略这一参数. 按振动理论<sup>[19]</sup>的分析法, 这时(1.8)由下列“退化”方程和跳跃条件代替.

退化方程:

当  $D$  通,

$$\left. \begin{aligned} L(i_m) \frac{di_m}{dt} &= E - u_{ce}, \\ C'_2 \frac{d(E - u_{ce})}{dt} &= M_{on}(u_{ce}) - i_m, \\ u'_2 &= E - u_{ce}, \\ i_m &\leq M_{off}(u_{ce}); \end{aligned} \right\} (1.9a)$$

当  $D$  断,

$$\left. \begin{aligned} i_m &= M_{off}(u_{ce}), \\ \frac{d(E - u_{ce})}{dt} &= -\frac{E - u_{ce}}{L(i_m) \frac{dM_{off}(u_{ce})}{du_{ce}}}, \\ C'_2 \frac{du'_2}{dt} &= -\frac{u'_2}{r'}, \\ u'_2 &\geq E - u_{ce}. \end{aligned} \right\} (1.9b)$$

跳跃条件:

$$\left. \begin{aligned} i_m = \text{常数}, \quad \frac{d(E - u_{ce})}{dt} &\rightarrow -\infty, \quad \text{当 } i_m > M_{off}(u_{ce}), \quad u'_2 > E - u_{ce}, \\ i_m = \text{常数}, \quad \frac{d(E - u_{ce})}{dt} &\rightarrow +\infty, \quad \text{当 } i_m < M_{off}(u_{ce}), \quad u'_2 > E - u_{ce}. \end{aligned} \right\} (1.9c)$$

其中: 起始状态同前; (1.9a) 中新列的限制条件  $i_m \leq M_{off}(u_{ce})$  是根据图 1.3 线路在  $C'_1 \rightarrow +0$  以及  $i_m(0) < 0$  条件下得到的.

图 1.4 示出  $(i_m, E - u_{ce})$  相平面中(1.9)描述的相迹图。先说明图 1.4 (a)。相点从起点  $A_0(i_m(0), E - u_{ce}(0))$  按 (1.9c) 分别水平跳跃 ( $d(E - u_{ce})/dt \rightarrow +\infty$ ) 至直线  $E - u_{ce} = u'_2(0)$  上。从此  $D$  通, 相迹按 (1.9a) 运行; 它具有性质: 在曲线  $P_0P_1P_2$  上,  $d(E - u_{ce})/di_m = 0$ ; 其下侧  $d(E - u_{ce})/di_m > 0$ ; 其上侧  $d(E - u_{ce})/di_m < 0$ , 故相迹如图所示。当相迹到达  $R_0R_1R_2$  上, 电感  $L(i_m) = L[M_{off}(u_{ce})]$ , 由 (1.9a) 得

$$\frac{d(E - u_{ce})}{di_m} = - \frac{L[M_{off}(u_{ce})]}{C'_2 r'} < 0.$$

但  $R_1R_2$  段的  $d(E - u_{ce})/dM_{off}(u_{ce}) > 0$ , 故相迹与这一段无切点; 因此相迹到达  $R_1R_2$  后不能继续按 (1.9a) 运行。设按 (1.9b) 运行得  $d(E - u_{ce})/dt > 0$ , 这将使  $E - u_{ce} > u'_2$ ; 它与 (1.9b) 自身应满足的  $u'_2 \geq E - u_{ce}$  矛盾, 不能成立。

所以相迹到达  $R_1R_2$  后必按 (1.9c) 运行; 根据相迹的唯一性, 相迹只有向右,  $d(E - u_{ce})/dt \rightarrow -\infty$ 。当相点跳至  $R_3O'$  段上, 满足条件  $i_m = M_{off}(u_{ce})$ 、 $u'_2 > E - u_{ce}$ , 故按 (1.9b) 运行, 相迹沿  $R_3O'$  运行至稳定点  $O'$ 。

这一族相迹在物理上可解释如下:

设相点在  $Q$  (图 1.4 a)。在过  $Q$  的垂线  $AR$  上,  $RA$  表示电源  $E$  向右侧 (图 1.3, 忽略  $C'_1$ ) 提供的总电流;  $QA$ 、 $RQ$ 、 $RP$  分别表示磁化电流  $i_m$ 、二极管电流  $i'_D$ 、负载电流  $i'_r$ 。因  $RQ < RP$ , 故此时电容  $C'_2$  向  $r'$  提供电流,  $du'_2/dt = d(E - u_{ce})/dt < 0$ ; 另一方面, 晶体

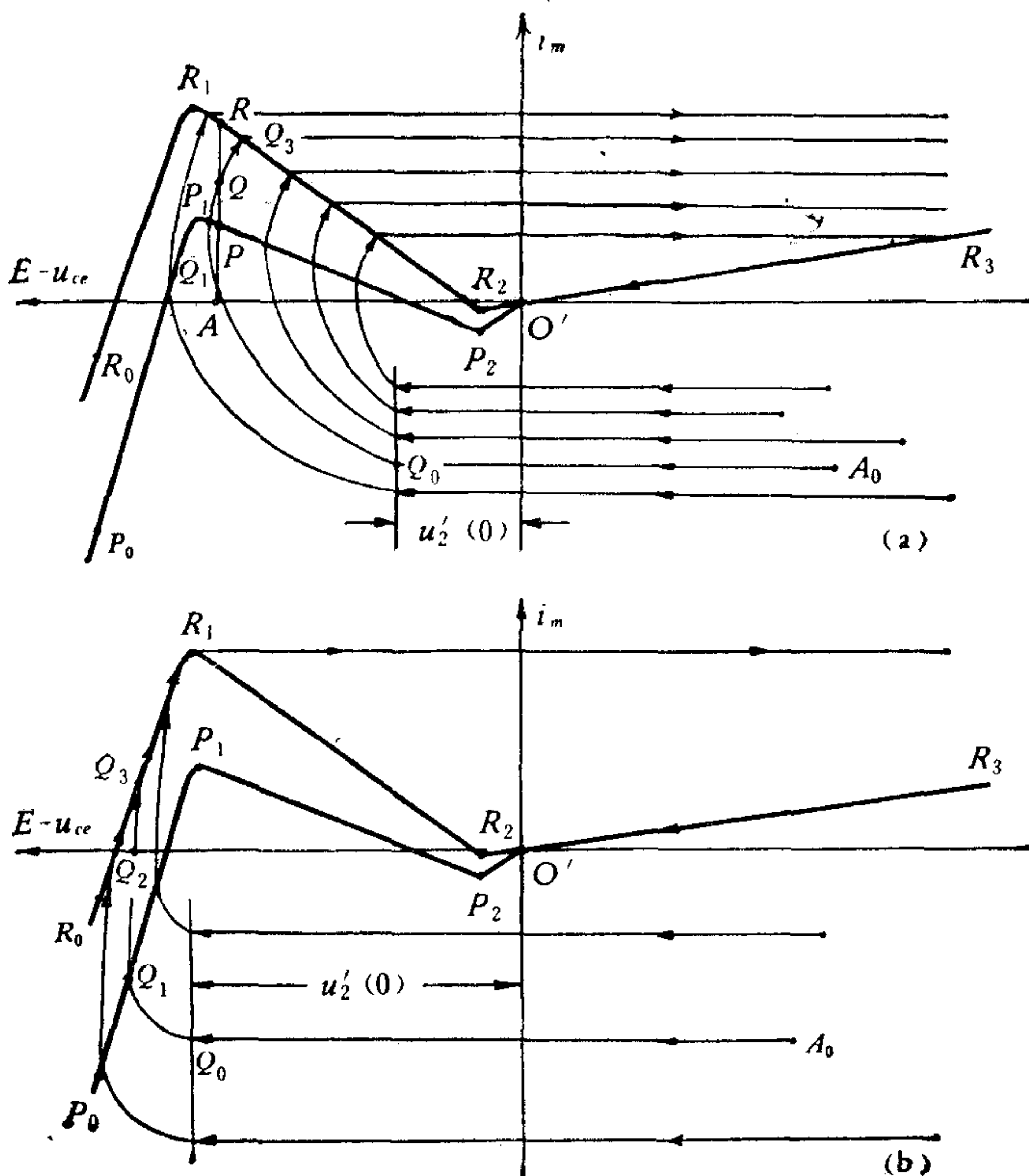


图 1.4

管导通时必有条件  $di_m/dt > 0$ ; 因此相迹沿  $QQ_3$  运行. 当到达  $Q_3$ , 电源  $E$  向右侧提供的总电流全部用作磁化电流,  $i'_D = 0$ ,  $u'_2$  必然继续下降. 应当指出, 这时绕组  $N_c$  的电压  $E - u_{cc}$  决不能上升. 因为如果上升则  $D$  通,  $u'_2$  亦随之上升, 这要求电源提供电流  $i'_D > i'_r$ , 而现在它不能提供  $i'_D$ ,  $i'_D = 0$ .  $E - u_{cc}$  不能上升, 即  $d(E - u_{cc})/dt \leq 0$ . 按这样的动态方向, 此时  $i_m$  不能继续增长, 即  $di_m/dt \leq 0$ ; 所以  $u_{bc} \leq 0$ ,  $i_b = 0$ , 晶体管截止. 在截止时,  $N_c$  中必发生  $d^2i_m/dt^2 \rightarrow -\infty$ , 故感应产生  $d(E - u_{cc})/dt \rightarrow -\infty$ ,  $E - u_{cc}$  跳降为负; 一直跳至  $i_m$  能保持连续的相点上.

从跳变点  $Q_3$  横坐标可知, 其  $u_{bc}$  值本足以使晶体管继续导通, 只由于  $i_m$  达最大值,  $u_{bc}$  跳变为  $\leq 0$ , 故晶体管突然截止.

现在说明图 1.4 b. 它和上述相迹的区别仅在于相迹按 (1.9a) 运行时将到达曲线  $R_0R_1$  段上. 这里存在相迹与  $R_0R_1$  相切的可能性, 现仅讨论无切点情况. 为此按 (1.10) 设

$$-\frac{L[M_{off}(u_{cc})]}{C'_2 r'} > \frac{d(E - u_{cc})}{dM_{off}(u_{cc})}, \quad (1.10)$$

其中  $d(E - u_{cc})/dM_{off}(u_{cc}) < 0$ .

当相迹到达  $R_0R_1$  段, 首先肯定它不能继续按 (1.9a) 运行, 因这将导至  $i_m > M_{off}(u_{cc})$ , 与 (1.9a) 应满足的  $i_m \leq M_{off}(u_{cc})$  矛盾. 设按 (1.9c) 运行, 其结果只说明相点不能向左或向右跳变. 故设按 (1.9b) 运行, 从中得

$$\frac{du'_2}{u'_2} = \frac{L[M_{off}(u_{cc})]}{C'_2 r'} \frac{dM_{off}(u_{cc})}{du_{cc}} \frac{d(E - u_{cc})}{E - u_{cc}}.$$

上式两边积分, 引入关系 (1.10), 注意到相迹到达  $R_0R_1$  时 (设此刻  $t = t_1$ )  $E - u_{cc}(t_1) = u'_2(t_1)$ , 可得结论: 当  $t > t_1$ ,  $E - u_{cc}(t) < u'_2(t)$ . 这证明相迹将按 (1.9b) 沿  $R_0R_1$  向  $R_1$  运行. 但是当相点趋于  $R_1$ , 因  $dM_{off}(u_{cc})/du_{cc} \rightarrow +0$ , 故  $d(E - u_{cc})/di_m \rightarrow -\infty$ . 相迹的这一取向以及相迹的唯一性, 决定了它到达  $R_1$  以后按 (1.9c) 运行, 相迹向右水平跳至  $R_3O'$  段上; 而后沿  $R_3O'$  段至稳定点  $O'$ .

$Q_3R_1$  相迹在物理上可解释如下:

当到达  $Q_3$ ,  $i'_D = 0$ . 因  $r'C'_2$  足够大, 故它们在并联放电时  $u'_2$  下降速率较慢. 另一方面, 晶体管沿  $Q_3R_1$  ( $i_D = 0$ ) 运行时,  $E - u_{cc}$  的下降速率较快. 这样即构成上述过程. 当到达  $R_1$ ,  $i_m$  达最大值,  $di_m/dt \leq 0$ ; 故  $d\phi/dt \leq 0$ ,  $u_{bc} \leq 0$ , 晶体管立即截止. 此时  $i_m$  发生立刻跳降的趋向—— $d^2i_m/dt^2 \rightarrow -\infty$ , 故  $E - u_{cc}$  一直跳降至能使  $i_m$  保持连续的相点.

我们将基本单元  $I$  中, 导通着的晶体管在  $R_1R_2$  段上突然截止, 整流元件同时或提前关断,  $E - u_{cc}$  发生跳变的现象称作“跳变现象  $I$ ”.

它发生的根本原因是, 当运行到  $R_1R_2$  段上任一点, 线路提供的磁化电流已达最大值. 由于  $R_0R_1R_2$  曲线与负载  $r$  无关, 故不论负载大小, 跳变点将保持在  $R_1R_2$  段上. 这一事实对变换器设计是非常重要的. 在实际变换器中, 正常运行时跳变点发生在  $R_1$ ; 启动过程中跳变点将发生在  $R_1R_2$  上.

显然, 跳变现象  $I$  和基本单元  $I$  中  $D$  和  $C_2$  的存在是紧密联系的, 因此这一跳变现象是变换器中特有的; 变流器中不存在.

图 1.5 (中、右) 为实测的跳变现象 I, 分别与图 1.4 a、b 相应, 上侧为  $(i_c, E - u_{ce})$ , 下侧为  $(i_m, E - u_{ce})$ .

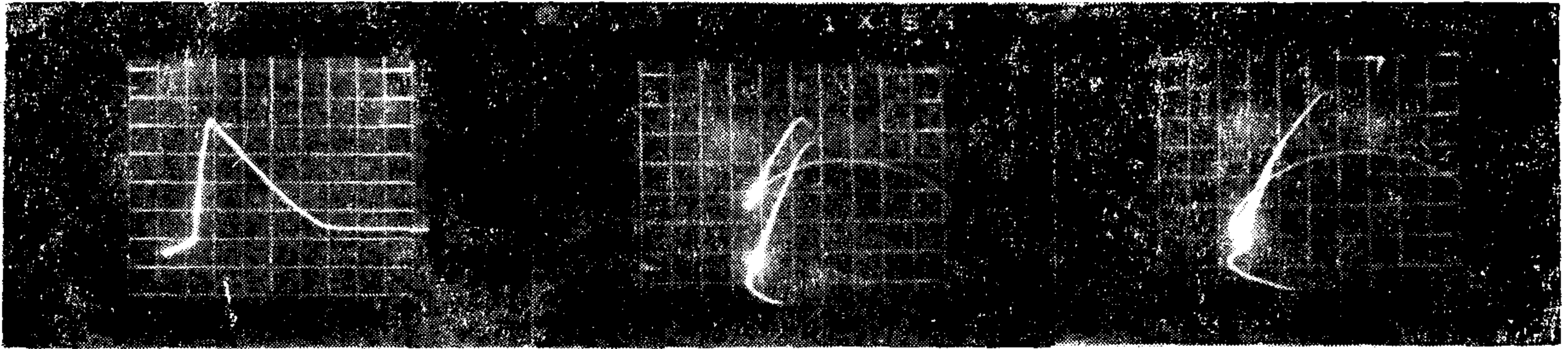


图 1.5

## 二、跳变现象 II

令图 1.1b 线路中  $D$  短接、 $C'_2 \rightarrow +0$ , 则构成图 2.1; 我们称作“基本单元 II”。当其中  $r' \rightarrow +\infty$ , 则它等效于半波整流式推挽变换器(图 3.2a)在  $T_1$  截止时的情况; 当  $r'$  取有限值, 则等效于变流器(图 3.1a)带负载  $r$  时任一晶体管导通时的情况。因此分析基本单元 II 是有意义的。

根据 (1.8a), 基本单元 II 的动态方程是

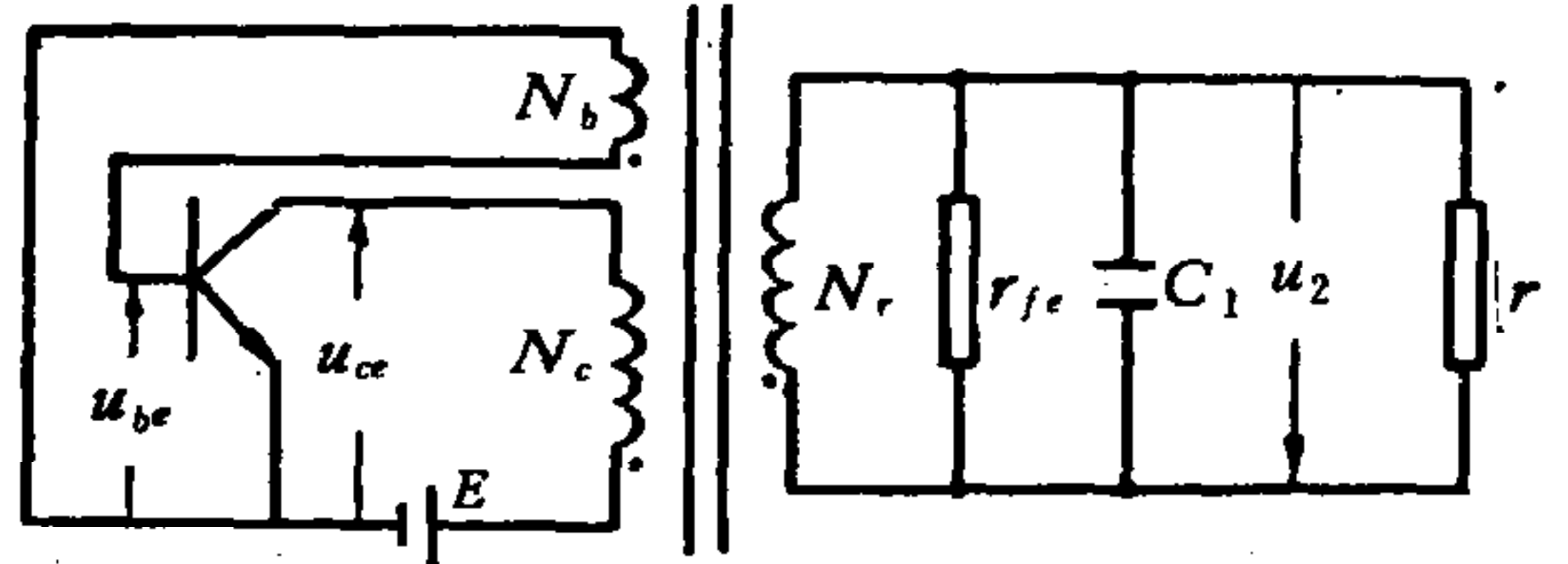


图 2.1

$$\left. \begin{aligned} L(i_m) \frac{di_m}{dt} &= E - u_{ce}, \\ C'_1 \frac{d(E - u_{ce})}{dt} &= M_{on}(u_{ce}) - i_m; \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

其中起始状态  $i_m(0)$ 、 $E - u_{ce}(0)$  任意给定。

因  $C'_1$  很小, 为了便于揭示(2.1)的动态特征, 令  $C'_1 \rightarrow +0$ 。这时(2.1)由下列“退化”方程和跳跃条件代替。

退化方程:

$$\left. \begin{aligned} i_m &= M_{on}(u_{ce}), \\ \frac{d(E - u_{ce})}{dt} &= -\frac{E - u_{ce}}{L(i_m) \frac{dM_{on}(u_{ce})}{du_{ce}}}; \end{aligned} \right\} \quad (2.2a)$$

跳跃条件:

$$\left. \begin{aligned} i_m &= \text{常数}, \quad \frac{d(E - u_{ce})}{dt} \rightarrow -\infty, \quad \text{当 } i_m > M_{on}(u_{ce}), \\ i_m &= \text{常数}, \quad \frac{d(E - u_{ce})}{dt} \rightarrow +\infty, \quad \text{当 } i_m < M_{on}(u_{ce}). \end{aligned} \right\} \quad (2.2b)$$

根据上式, 我们在图 2.2 示出全部相迹。当  $i_m \neq M_{on}(u_{ce})$ , 按 (2.2b), 相迹是  $i_m =$  常数的直线,  $d(E - u_{ce})/dt \rightarrow +\infty$  (或  $-\infty$ )。因此全部水平直线描述了基本单元 II



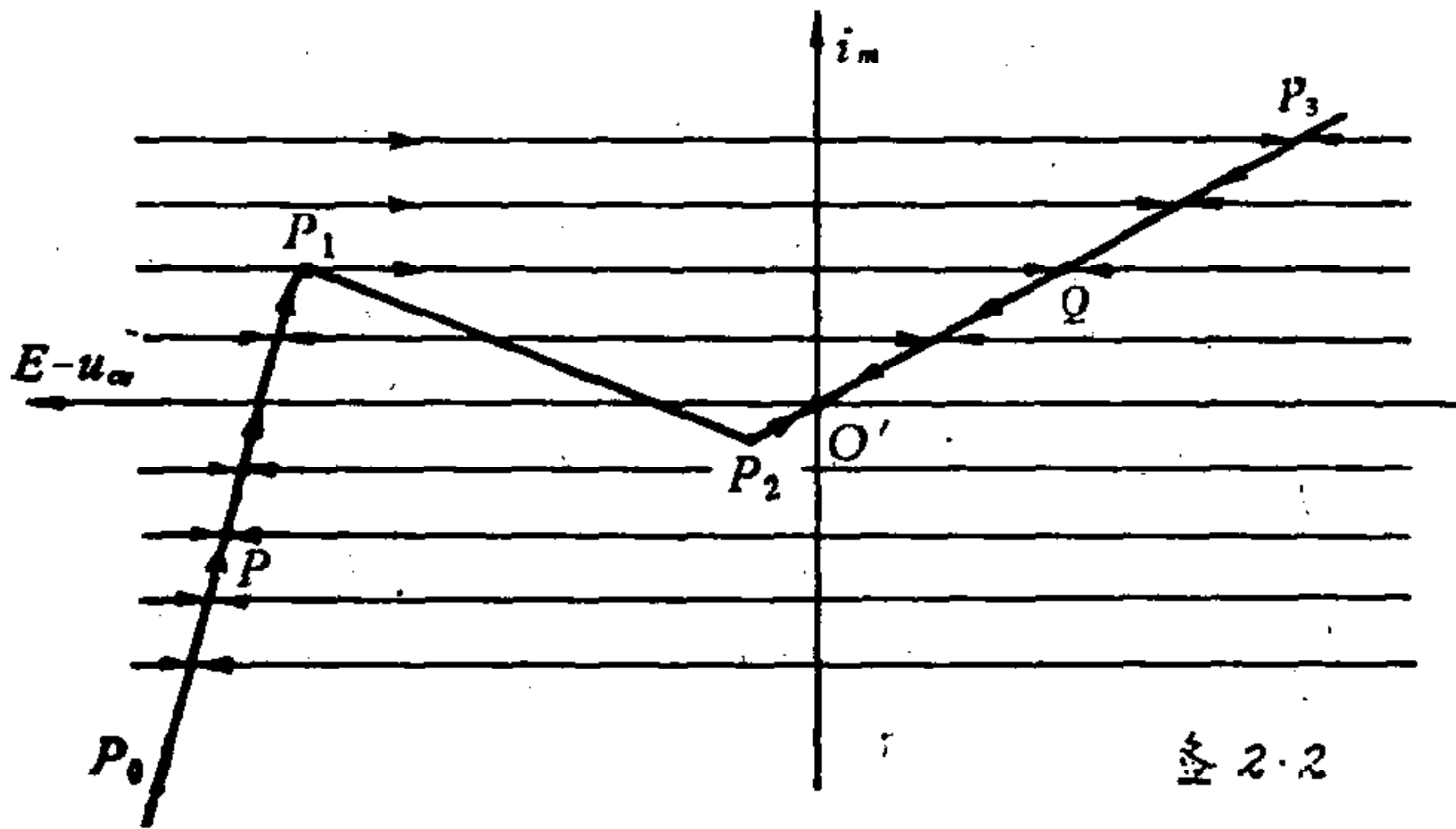


图 2.2

中存在的“跳跃”过程。在图中  $M_{on}(u_{ce})$  函数的  $P_0P_1$ 、 $P_2O'$  和  $P_3O'$  段上，按 (2.2a)，相点以有限速率按所示方向运行；它们描述了基本单元 II 中存在的“缓慢”运行的过程。  $P_1P_2$  段，因邻近相点向两侧跳跃，故实际不能构成一根“缓慢”的相迹。

这图表明，基本单元 II 具有这样的能力：当起始相点位于能水平跳至  $P_0P_1$  段的区域内，基本单元 II 将立即在  $P_0P_1$  段上一点（与起点的  $i_m$  相同）开始缓慢的运行过程；它以不断下降  $E - u_{ce}$  来获得  $i_m$  不断增长，以保持晶体管继续处于导通状态。但当到达  $P_1$ ， $i_m$  达最大值；磁化电流无法继续增长，故  $d\phi/dt \leq 0$ ， $u_{bc} \leq 0$ ，晶体管立即截止。这时  $N_c$  中  $i_m$  发生立即跳降的趋向—— $d^2i_m/dt^2 \rightarrow -\infty$ ，它感应产生  $d(E - u_{ce})/dt \rightarrow -\infty$ 。因此  $E - u_{ce}$  跳降，直至  $i_m$  能保持连续的  $E - u_{ce}$  值（即到达  $P_3O'$  段上  $Q$ ）。这一跳降将  $N_c$  中全部磁能转移至  $N_r$ ，由  $r_{jc}$  和  $r$  消耗； $E - u_{ce}$  由负不断上升（相点沿  $QO'$  段运行）。当  $E - u_{ce} = 0$ ，动态过程结束。

我们将基本单元 II 中，导通着的晶体管在  $P_1$  发生突然截止， $E - u_{ce}$  发生跳变的现象称作“跳变现象 II”。

应当指出，跳变点  $P_1$  的位置随负载  $r$  改变而变化。这与跳变现象 I（图 1.4b 情况）跳变点  $R_1$  不随负载  $r$  改变而变化根本不同。

图 2.3（左半侧）是实测的跳变现象 II；其中近似矩形的闭环是  $(i_m, E - u_{ce})$  相迹，其它为  $(i_c, E - u_{ce})$  相迹。跳变现象在最大  $i_m$  处发生，跳变相迹近似直线。

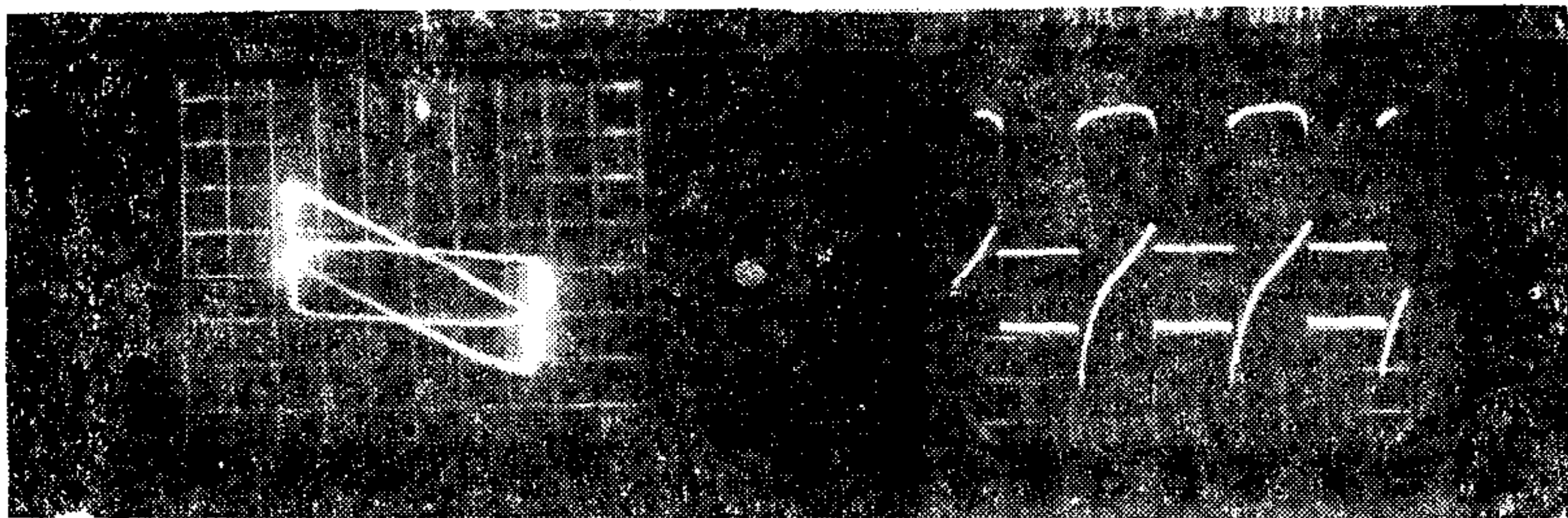


图 2.3

发生这一跳变现象的根本原因是  $i_m$  已达线路能提供的最大值。这一最大值的存在，与晶体管输出特性  $i_c$  是否随  $u_{ce}$  增加而达“极限值”无关，因特性

(1.2)中我们未作这一限制. 因此最大值点(即  $P_1$ )可发生在输出特性的饱和区内. 设基本单元  $II$  从  $P$  点(图 2.2)开始运行,  $i_m$  达最大值一定发生在  $i_c$  达最大值之后. 这是因为  $i_b$ 、 $i_c$  和  $i_{fc}$  随  $u_{ce}$  单调下降, 故  $i_c$  达最大值后,  $i_m$  可继续增长; 这就使晶体管可继续导通一段时间. 这段时间通常很短, 不易观察; 一定条件下易于显示, 图 2.3 右是实测结果: 上图  $i_c \sim t$  (以上侧间断出现的直线段为零轴的近似正矩形波), 下图  $i_m \sim t$  (以下侧间断出现的直线段为零轴). 显然跳变点发生在  $i_m$  达最大值, 而不是  $i_c$  达最大值(实测时取  $N_b = 50$ 、 $N_c = 10$ ,  $N_r$  开路,  $E = 0.2$  伏, 3AX31C 晶体管). 因此文献 [3—7] 所谓集电极电流达极限值发生“反转”的概念在物理上是不严格的.

这一最大值与磁芯导磁率无关.

在图 2.2 的  $P_0P_1$  段上, 由 (1.3) (1.7a) 知  $i_m$  和  $d\phi/dt$  之间存在着不受导磁率影响的关系

$$i_m = M_{on} \left( E - N_c \frac{d\phi}{dt} \right).$$

因此对于图 2.4 所示不同材料的磁芯(设长度、截面相同), 当  $i_m$  相同, 尽管工作点分别在  $A$  和  $A'$ , 磁芯中  $d\phi/dt$  却相同; 即  $d\phi/dt$  (因而  $u_{bc}$ ) 不因工作点  $A'$  位于饱和段而下降. 跳变现象将在同一磁化强度发生; 可发生在饱和区或非饱和区. 图 2.5 所示实测的  $i_m \sim t$  (上侧)、 $u_{ce} \sim t$  (下侧)证实这一结论: 由上侧图知, 磁芯在  $i_m$  正方向尚未饱和(因  $i_m$  未显尖峰), 负方向已饱和(因  $i_m$  显尖峰), 但  $u_{ce}$  均发生跳变现象. 因此以文献 [1, 2] 为代表, 认为跳变现象是由磁芯特性具有饱和特性产生的观点, 是不对的. 磁芯特性仅影响起点  $P$  至跳变点  $P_1$  经历的时间.

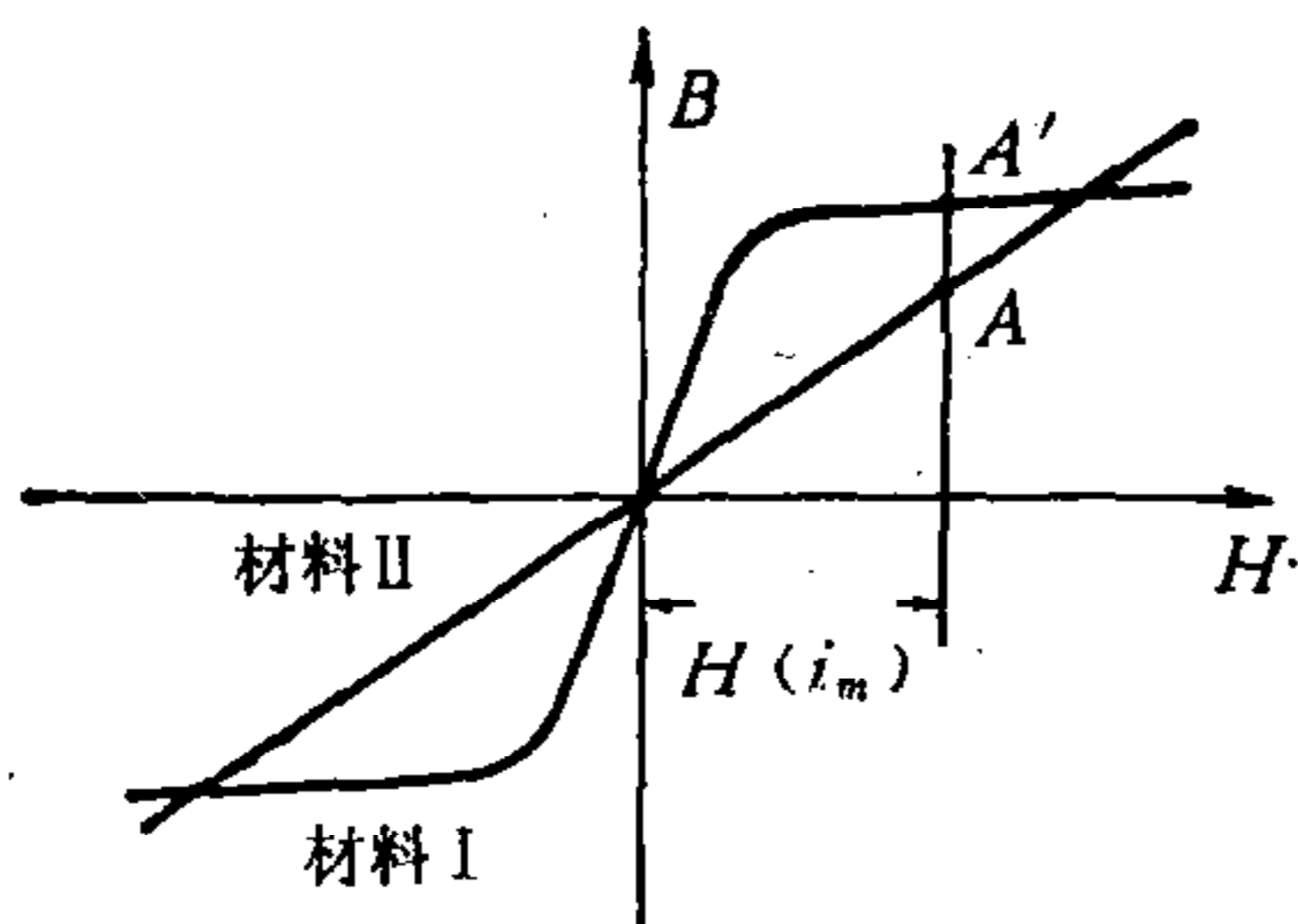


图 2.4

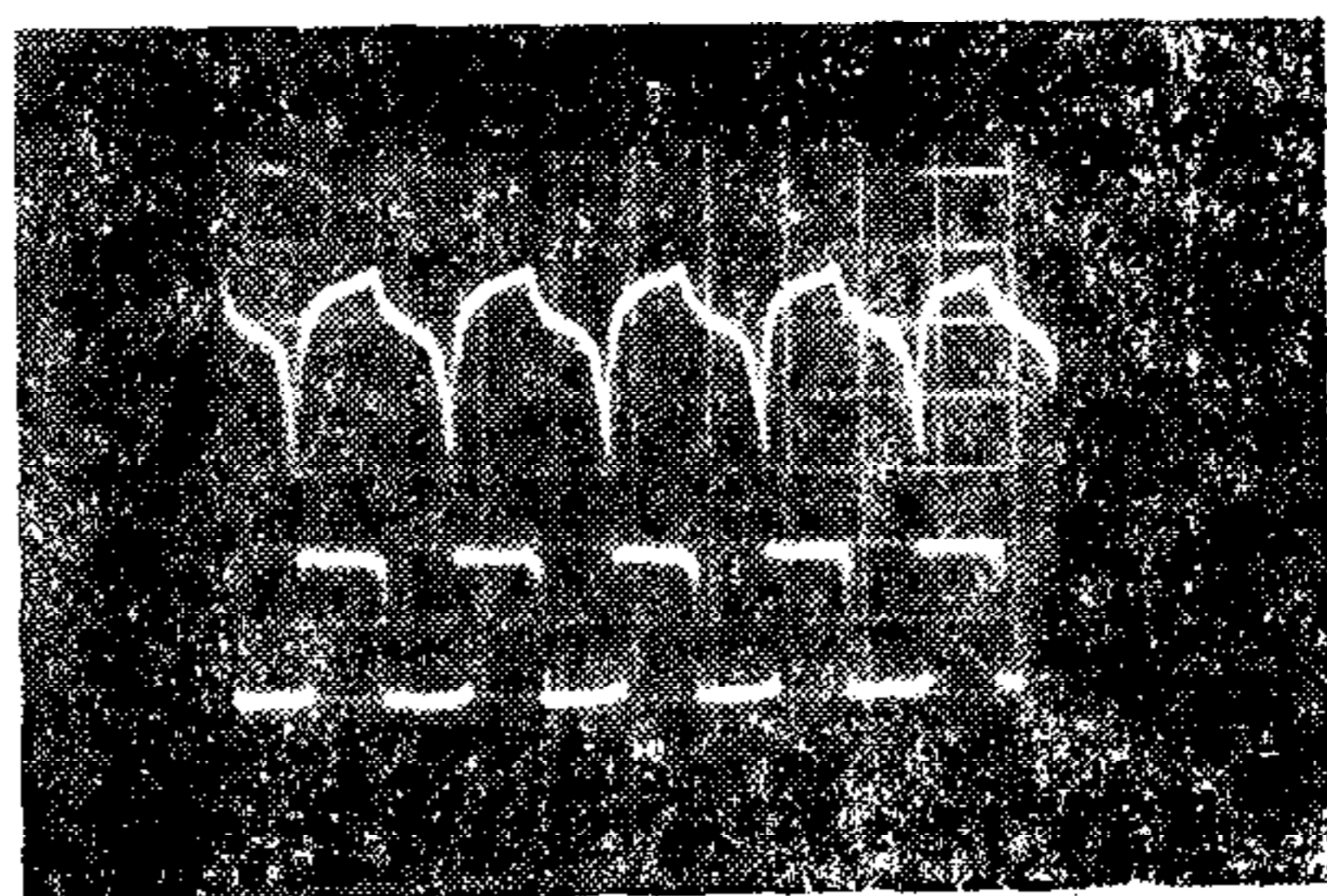


图 2.5

### 三、变换器的不连续振动

为了便于比较, 先叙述用两个基本单元  $II$  对称组成图 3.1 a, 即构成推挽变流器情况.

设  $T_1$  和  $T_2$  特性相同, 忽略  $C_1$  (下同).

当  $E - u_{ce} \geq 0$ , 因  $T_2$  截止, 故图 3.1a 等效于基本单元  $II$ . 当  $E - u_{ce} \leq 0$ , 因  $T_1$  截止, 故图 3.1a 仍等效于基本单元  $II$ ; 但  $T_1$  和  $T_2$  提供的  $i_m$  对磁芯的磁化方向相反, 因此整个变流器的运行过程如图 3.1b 所示; 其中: 曲线  $P_0P_1P_2O'P_2'P_1'P_0'$  称作变流器的  $M(u_{ce})$  函数 ( $P_0P_1P_2O'$  段与图 2.2b 相同,  $P_0'P_1'P_2'O'$  与  $P_0P_1P_2O'$  对称于  $O'$ );  $QP_1'Q'P_2Q$  包围的区域

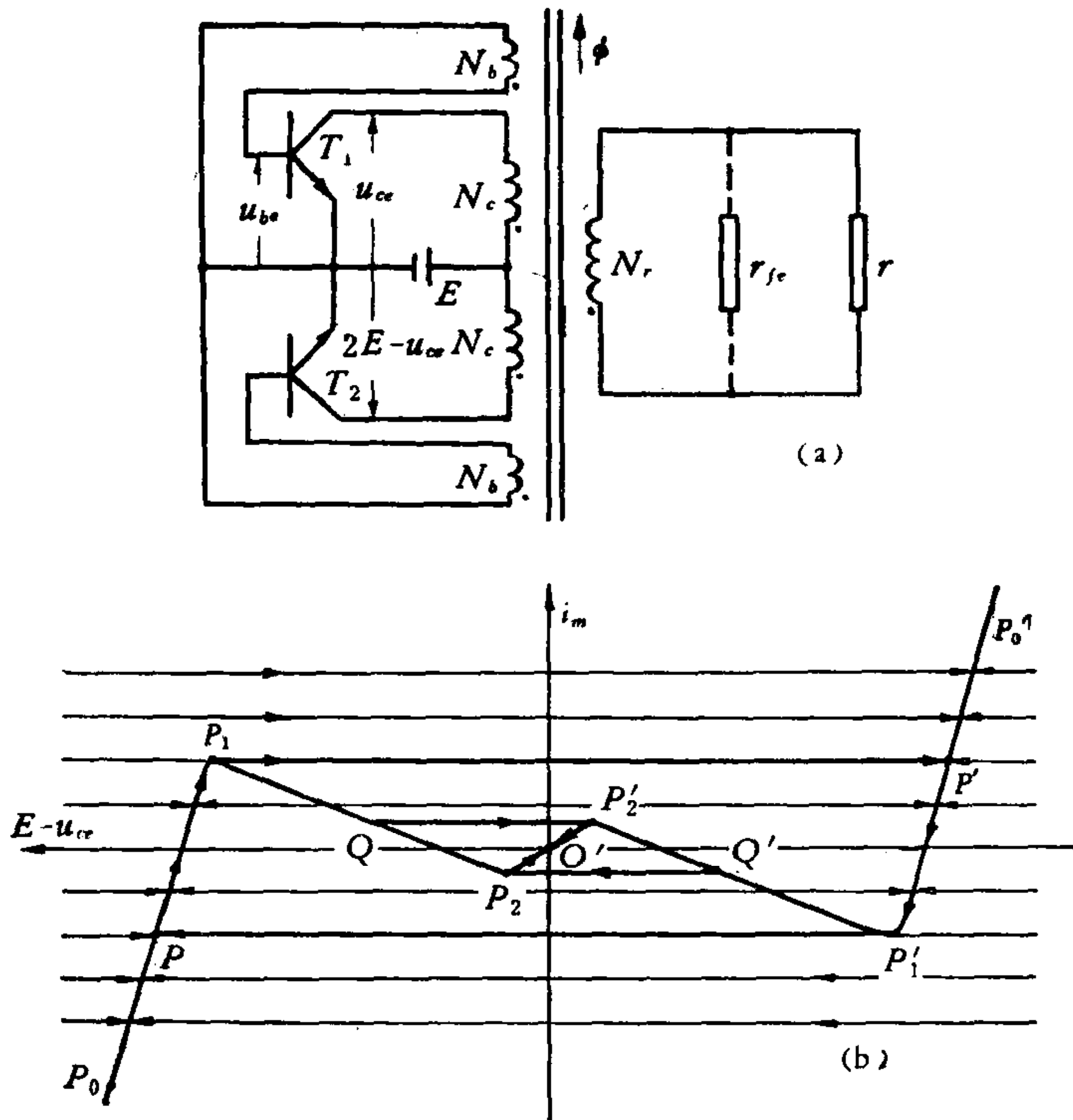


图 3.1

是稳定区——当相点  $(i_m, E - u_{ce})$  位于这一区内, 最终将到达稳定点  $O'$ 。

当起始相点在这稳定区外, 不论位置为何, 终将按稳定极限环  $\dot{P}P_1P'_1P$  运行。它描述了变换器的运行过程。显然, 在  $P_1$  和  $P'_1$  发生的跳变现象  $II$ , 在构成这一变流器中起关键作用。 $P_1$  和  $P'_1$  分别是线路提供最大磁化电流处; 其位置随负载变化而改变。

文献[6, 8]曾作过与上述类似的讨论。

将基本单元  $I$  和  $II$  ( $r \rightarrow +\infty$ ) 组合成图 3.2 a, 则构成半波整流式推挽变换器。

当  $E - u_{ce} \geq 0$ , 因  $T_2$  截止, 故图 3.2a 等效于图 1.1b ( $C_1 \rightarrow +0$ )。此时变换器的运行过程由图 1.4a 中  $O'$  左侧描述。当  $E - u_{ce} \leq 0$ , 因  $T_1$  截止, 故图 3.2 a 等效于图 2.1 ( $C_1 \rightarrow +0, r \rightarrow +\infty$ )。此时变换器的运行过程由图 2.2(当  $r \rightarrow +\infty$ ) 左侧描述。由于  $T_1$  和  $T_2$  提供的  $i_m$  方向相反, 故整个变换器的  $M_{on}(u_{ce})$  函数是  $P_0P_1P_2O'$  (图 3.2 c, 与图 1.2 同, 设  $u_2(0) = 0$ )。整个变换器的  $M_{off}(u_{ce})$  函数是  $R_0R_1R_2O'R'_1R'_2O'$  ( $R_0R_1R_2O'$  与图 1.2b 同, 与  $R'_0R'_1R'_2O'$  对称于  $O'$ )。变换器的运行相迹如图 3.2 b、c 所示; 其中相迹符号(下同):

- ..... 发生在  $(i_m, u'_2)$  相平面;
- 发生在  $(i_m, E - u_{ce})$  相平面;
- 发生在  $(i_m, u'_2)$  和  $(i_m, E - u_{ce})$  两个相平面。

现作说明如下:

设  $u'_2(0) = 0$ , 在图 3.2 b 中可作一区域——阴影线之间; 其中: 直线  $R'_2R$  和  $TR'$  平

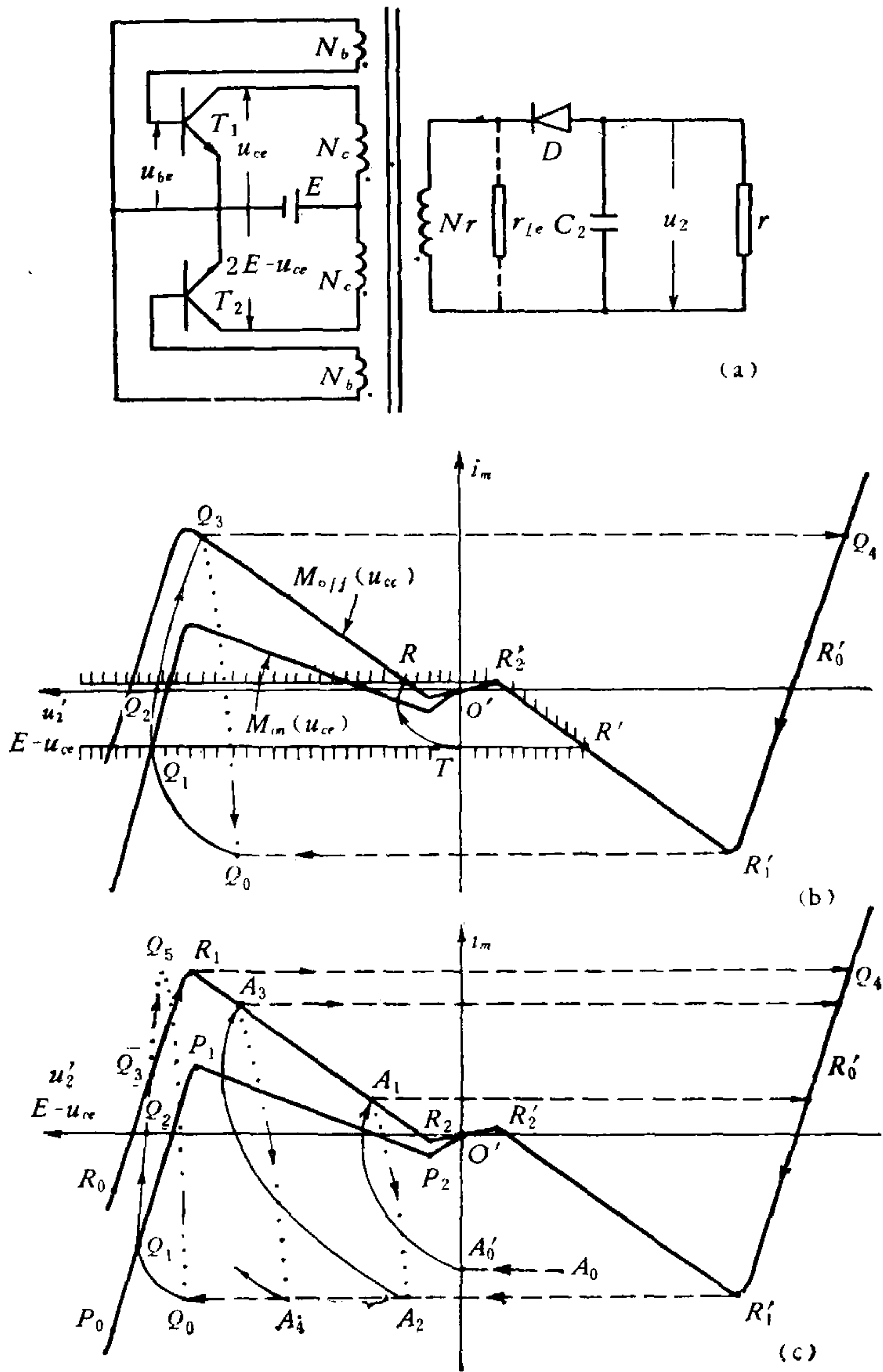


图 3.2

行于  $E - u_{ce}$  轴;  $T$  点是以  $R$  为起点按 (1.9a) 的逆相迹与  $i_m$  轴的交点. 当起始相点在这区内, 由于  $u_2'(0) = 0$ , 故相点必先水平跳至  $O'T$  或  $O'R_2'$  段上; 以后的相迹显然必最终稳定至  $O'$ . 因此阴影线之间是稳定区.

当起点不在这一区内, 在经历启动过程 (如图 3.2c 所示) 后, 最终将按稳定的极限环运行.

图 3.2 b 示出一种情况: 其中  $Q_0Q_1Q_2 \cdots Q_4R_0'R_1'Q_0$  是  $(i_m, E - u_{ce})$  相平面内稳定极限环;  $Q_0Q_1Q_2Q_3Q_0$  是  $(i_m, u_2')$  相平面内相应的稳定极限环. 它们描述了整个变换器的一种运行过程:

在  $Q_0$ ,  $D$  和  $T_1$  开始导通,  $C_2$  充电,  $E - u_{ce}$  和  $u_2'$  上升; 当到达  $Q_1$ ,  $E - u_{ce}$  和  $u_2'$  达

最大值,而后其值下降,  $C_2$  放电.

当到达  $Q_3$ , 发生跳变现象 I—— $D$  断,  $T_1$  同时截止,  $E - u_{ce}$  发生跳降. 与此同时  $T_2$  在  $Q_4$  点开始导通.

此后变换器分成两部分.  $D$  的左侧(图 3.2 a),  $T_2$  处于导通状态, 相点沿曲线  $Q_4 R'_0 R'_1$  运行. 当到达  $R'_1$ , 发生跳变现象 II—— $T_2$  截止,  $E - u_{ce}$  跳变. 于是相点从  $R'_1$  跳回  $Q_0$ . 与上述同时,  $D$  的右侧按  $rC_2$  并联运行,  $u'_2$  单调下降; 相点  $(i_m, u'_2)$  由  $Q_3$  回至  $Q_0$ .

显然, 这里状态  $E - u_{ce}$  交替发生着缓慢的变化和“跳跃的”变化; 振动理论称它为不连续振动.

图 3.2c 示出另一种情况. 其中  $Q_0 Q_1 Q_2 Q_3 R_1 Q_4 R'_0 R'_1 Q_0$  是  $(i_m, E - u_{ce})$  相平面内稳定的极限环;  $Q_0 Q_1 Q_2 Q_3 Q_5 Q_0$  是  $(i_m, u'_2)$  相平面内相应的稳定极限环. 在  $Q_0$ ,  $D$  和  $T_1$  同时导通; 当到达  $Q_3$ ,  $D$  断, 但  $T_1$  继续导通. 当相迹沿  $Q_3 R_1$  到达  $R_1$ , 发生跳变现象 I—— $T_1$  突然截止,  $E - u_{ce}$  跳变. 此后的过程与前一种情况相同.

从图 3.2 c 可得一重要结论: 当  $Q_3$  保持在  $R_0 R_1$  段上 (实际变换器为了降低晶体管功耗, 总使  $Q_3$  在这段上), 变换器中最大磁化电流不随负载电流变化而改变.

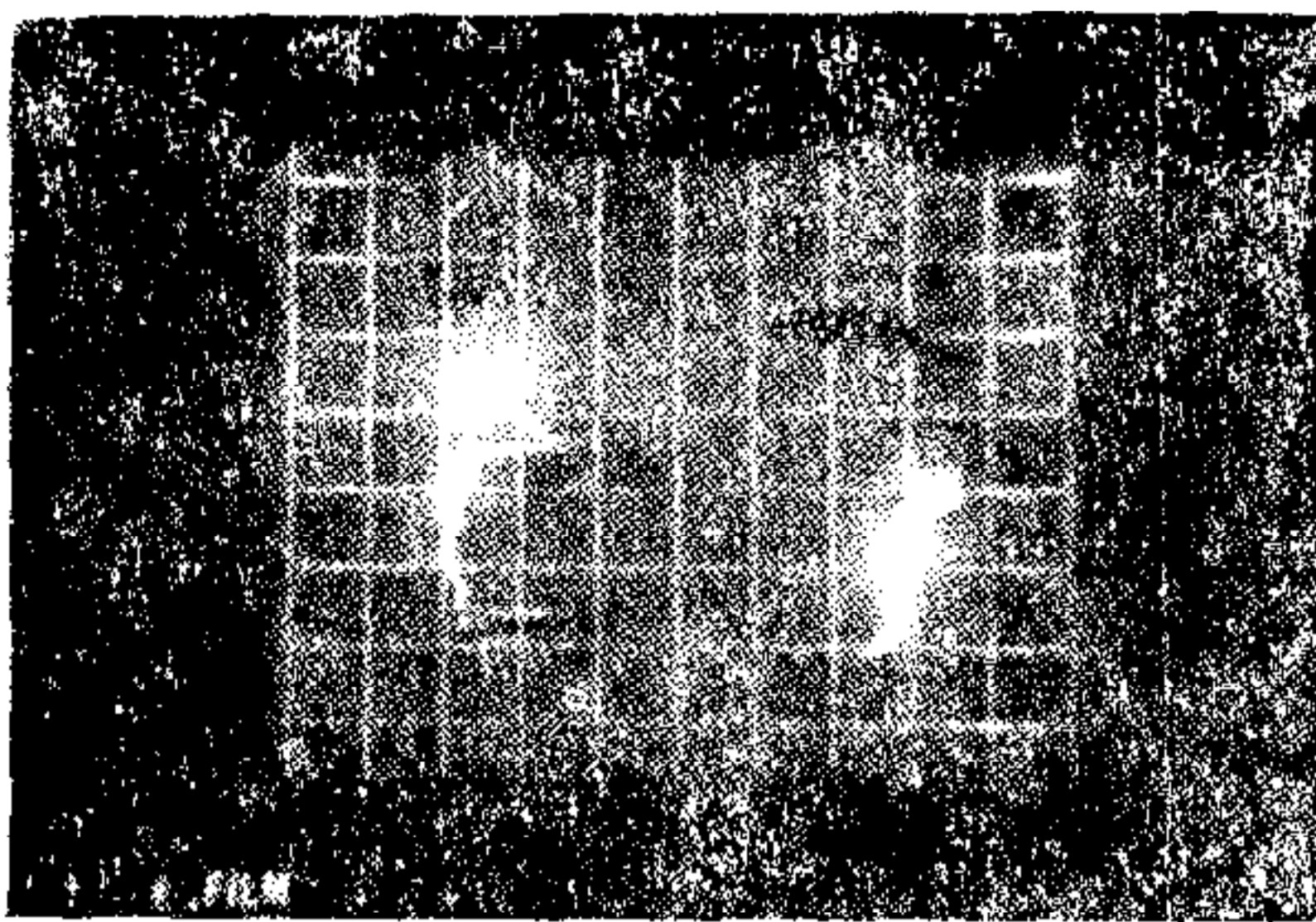


图 3.3

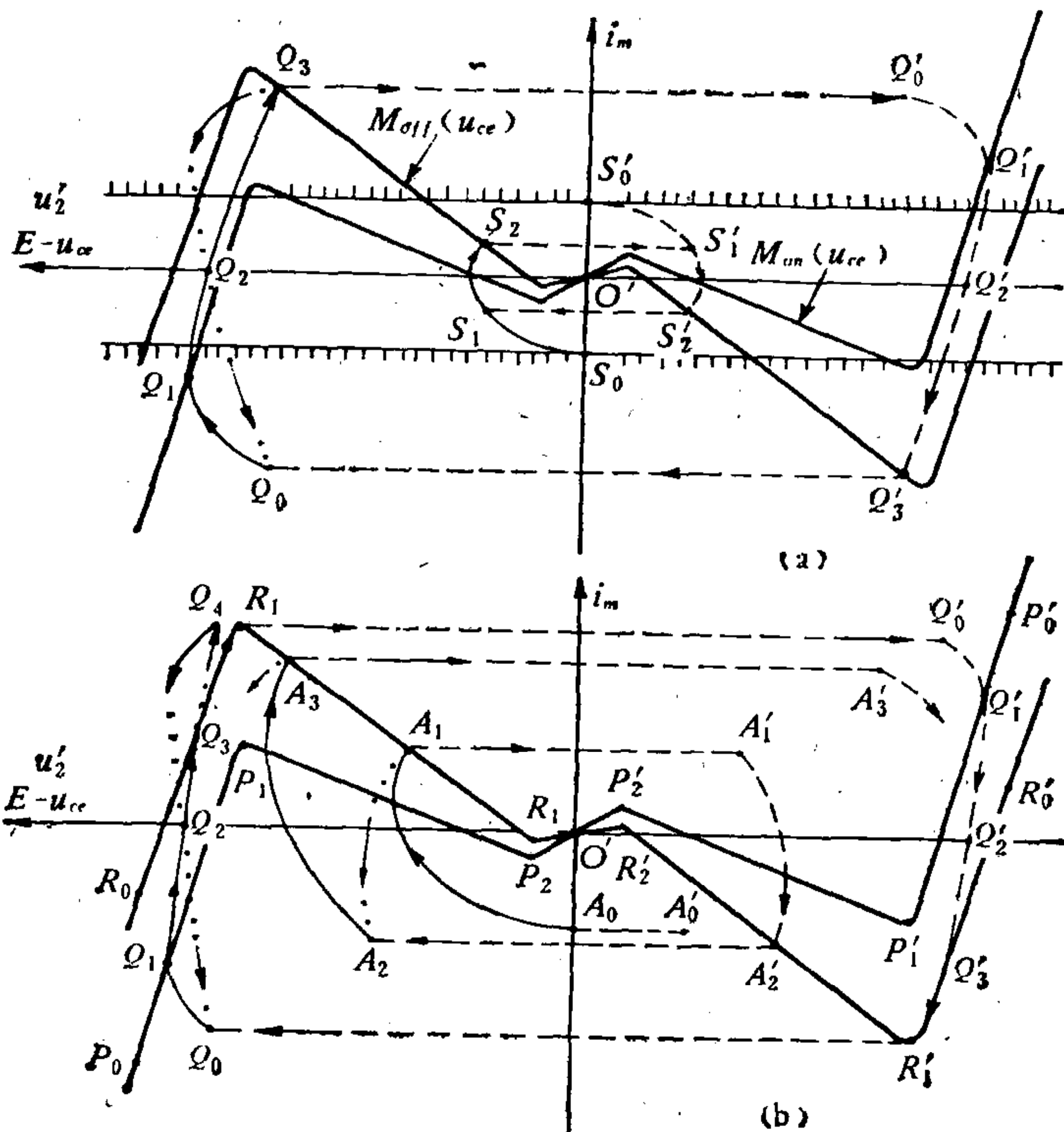


图 3.4

应当说明,为了能明显显示出变换器的运行过程,图 3.2 所绘极限环是当  $C_2$  约为实际使用值 1/10 时的情况(实际极限环  $Q_0Q_1Q_2Q_3Q_0$  和  $Q_0Q_1Q_2Q_3Q_5Q_0$  在  $u_2'$  轴方向是很窄的);实测照片图 3.3 也在这条件下得到,它相应于图 3.2b.

若将两个基本单元  $I$  对称组成图 1.1 a, 则构成全波整流式推挽变换器. 根据图 1.2b, 我们在图 3.4 中作出这种变换器的  $M_{on}(u_{ce})$  函数—— $P_0P_1P_2O'P_2'P_1'P_0'$ ,  $M_{off}(u_{ce})$  函数—— $R_0R_1R_2O'R_2'R_1'R_0'$ .

设  $u_2'(0) = 0$ . 在图 3.4a 内可作一区域——阴影直线(过  $S_0, S_0'$  平行于  $E - u_{ce}$  轴)之间;其中  $S_0$  点具有性质:以它为起点的相迹  $S_0S_1S_2$  上存在一点  $S_1$ , 它与  $S_2$  对称于  $E - u_{ce}$  轴( $S_0$  和  $S_0'$  对称于  $O'$ ). 当起点在这区内, 由于  $u_2'(0) = 0$ , 故相点必首先水平跳至  $S_0S_0'$  段上;因其后的相迹必最终稳定至  $O'$ , 故阴影线之间是稳定区.

当起始相点  $(i_m(0), E - u_{ce}(0))$  不在稳定区内, 不论位置如何, 在经历一启动过程后, 在图 3.4a 中最终将按稳定极限环  $Q_0Q_1Q_2Q_3Q_0'Q_1'Q_2'Q_3'Q_0$  和  $Q_0Q_1Q_2Q_3Q_2Q_0$  运行; 在图 3.4b 中最终将按稳定极限环  $Q_0Q_1Q_2Q_3 - R_1Q_0'Q_1'Q_2'Q_3'R_1Q_0$  和  $Q_0Q_1Q_2Q_3Q_4Q_2Q_0$  运行. 它们描述了两种典型的运行过程. 这里仅需指出与图 3.2b、c 的区别: 在图 3.4a 中  $Q_3$  处, 发生跳变现象  $I, T_1, D_1$  同时断开,  $E - u_{ce}$  发生跳变;  $Q_3$  跳至  $Q_0'$  (与  $Q_3$  对称于  $i_m$  轴),  $T_2$  和  $D_2$  同时开始导通. 由于  $C_2$  和  $r$  又立即参与从此开始的导通过程, 故在  $(i_m, E - u_{ce})$  相平面中形成相迹  $Q_0'Q_1'Q_2'Q_3'$ ; 在  $(i_m, u_2')$  相平面中也形成相应的相迹  $Q_3Q_2Q_0$ . 图 3.4 b 与上述相似. 这就是全波整流推挽变换器的特点.

图 3.5 是实测结果: 左图相应于图 3.4a, 上下两峰为  $(i_c, E - u_{ce})$  相迹; 右图相应于图 3.4 b, 目的在于显示  $(i_m, u_2')$  的“8”字环.

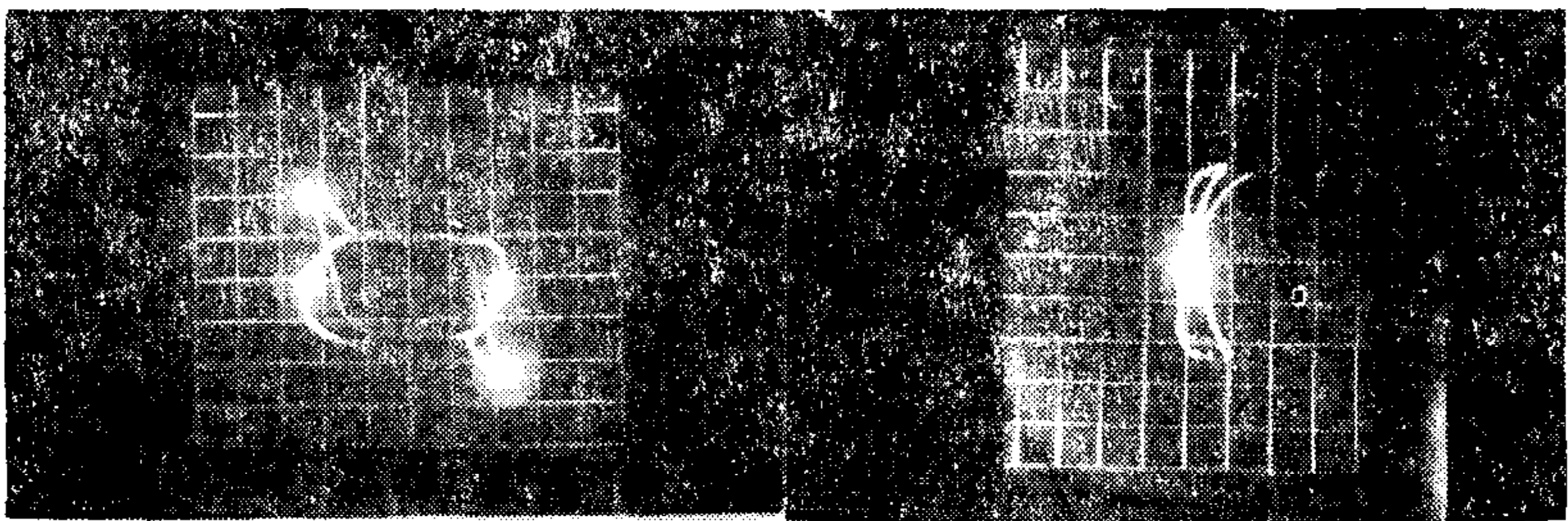


图 3.5

## 结 论

本文将变换器作为一个整体进行了研究. 相平面分析和实验结果表明, 变换器中存在着两种不同的跳变现象; 变换器的运行过程和变流器相比, 有许多重要区别. 因此, 以往文献对变换器的分析, 以及采用设计变流器的方法设计变换器是不对的. 其实际结果必然与分析或设计值相差较大.

关于寄生电容等对变换器运行的影响, 将另行讨论.

## 参 考 文 献

[1] Bright R. L., Pittman G. F. and Royer G. H., *Electrical Manufacturing*, Vol. 54 (1954), 79—

82.

- [ 2 ] Royer, G. H. A Switching Transistor DC to AC Converter Having an Output Frequency Proportional to DC Input Voltage, *Trans. AIEE, Pt. 1, Communication and Electronics*, Vol. 74 (1955), Jan., pp. 322—326.
- [ 3 ] Light, L. H. and Hooker, P. M., Transistor DC Converters, *Proc. IEE, Pt. B*, Vol. 102(1955), No. 8, pp. 775—786.
- [ 4 ] Jensen, J. L., An Improved Square-Wave Oscillator Circuit, *Trans. IRE, Circuit Theory*, Vol. CT-4 (1957), No. 3, pp. 276—279.
- [ 5 ] Nowicki, J. R. Improved High-Power DC Converters, *Electronic Engineering*, Vol. 33 (1961), No. 404, pp. 637—641.
- [ 6 ] Noordanus, J., The Balanced Transistor DC Converter, *Philips Telecommunication Review*, Vol. 18 (1957), No. 3, pp. 125—136.
- [ 7 ] Roddam, T., Transistor Inverters and Converters, London Iliffe Books Ltd., Princeton, New Jersey, D. Van Nostrand Company Inc., (1963), Chapter 6.
- [ 8 ] Lee, F. C. Y., Wilson, T. G., and Feng, S. Y. M., Analysis of Limit Cycles in a Two-Transistors Saturable-Core Parallel Inverter, *Trans. IEEE, Aerospace and Electronic System*, Vol. AES-9 (1973), Jan., pp. 571—584.
- [ 9 ] Stepheson, W. L., Morgan, L. P. and Brown, T. H. The Design of Transistor Push-Pull D. C. Converters, *Electronic Engineering*, Vol. 31 (1959), Oct. pp. 585—589.
- [ 10 ] Walstor, J. A. and Miller, J. R., Transistor Circuit Design, Macgraw-Hill, N. Y., (1963), pp. 433—446.
- [ 11 ] Журавлев, А. А. и Мазель, К. Б., Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах ГЭИ, Москва, (1960).
- [ 12 ] Грейвер, Е. С., Ключевые стабилизаторы напряжения постоянного тока, Изд. Связь, Москва, (1970).
- [ 13 ] Motorola Semiconductor Circuits Manual, *Motorola Inc., Semiconductor Products Division*, (1964), Chapter 7.
- [ 14 ] Allam Lytel, Solid-State Power Supplies and Converters, *W. Foulsham and Co. Ltd.*, (1965), Chapter 3, 4.
- [ 15 ] Hunter, L. P., Handbook of Semiconductor Electronics, Macgraw-Hill, N. Y., (1970), Chapter 15.
- [ 16 ] Hnatek, E. R., Design of Solid-State Power Supplies, *Van Nostrand Reinhold Company*, N. Y. (1971), Chapter 15.
- [ 17 ] RCA Designer's Handbook Technical Series SP-52, Solid-State Power Circuits, *RCA Corporation*, (1971), pp. 314—321.
- [ 18 ] Nowicki, J. R., *Power Supplies for Electronic Equipment*, Vol. 1, Rectifiers, Inverters and Converters, *Leonard Hill Books*, (1973), Chapter 4.
- [ 19 ] Андронов, А. А., Витт, А. А. и Хайкин, С. Э., Теория колебаний, *Физматгиз*, Москва, (1959), глава 10.

## THE THEORY OF MAXIMUM MAGNETIZING CURRENT IN TRANSISTOR DC-DC CONVERTER

SUN TING-HAO    ZHU DE-MAO    LIAO JEONG-SHENG

*(Peking Institute of Control Engineering)*

### ABSTRACT

In this paper, the transistor DC-DC converter as a whole is analysed by the theory of oscillations.

Neglecting the effect of parasitic capacitance, the discontinuous vibration, in which there are two different jump phenomena, exists in the converter. The jump phenomenon I is particular to the converter; The jump phenomenon II is the same as that happens in the DC-AC inverter. The cause resulting in both jump phenomena is that the magnetizing current reaches the maximum under the existing state of the converter.

Theoretical prediction is consistent with experimental results.