第三章　磁路分析

- 3.1　　磁路近似解析
- 3.2　　磁路之非線性解析
- 3.3　　電樞反應與去磁效應

永磁馬達分類

- 依產生的反電勢波形可區分為兩大類：方波式及弦波式
- 方波式具有以下特性：
- (1) 氣隙磁通為方波分佈；
- (2) 電流為方形波；
- (3) 定子為集中繞組。
- 弦波式具有以下特性：

(1) 氣隙磁通為弦波或半弦波分佈；

(2) 電流為弦波或半弦波；

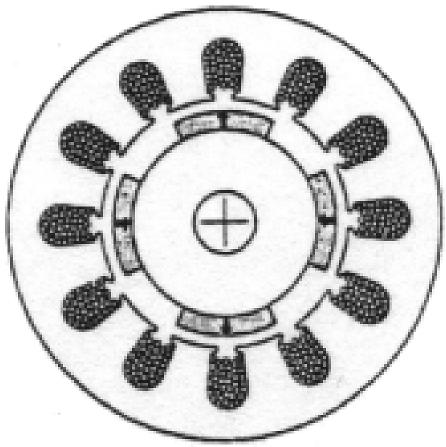
- (3) 定子導體為半弦波式分佈,即短節距及分佈或集中繞組

三種不同的轉子結構

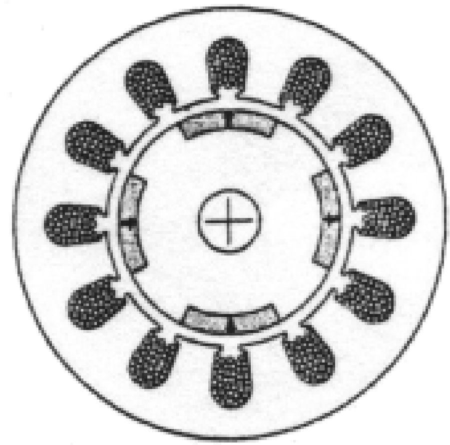
- 表面型(Surface-magnet rotor)
- 嵌入型(Inset-magnet rotor)
- 內藏型(Interior-magnet rotor)

轉子結構圖

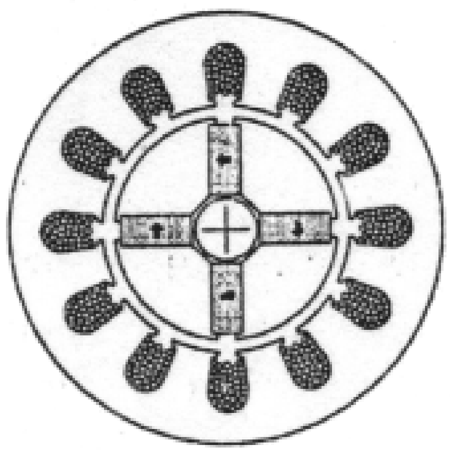
本章將先介紹表面型的磁路模型



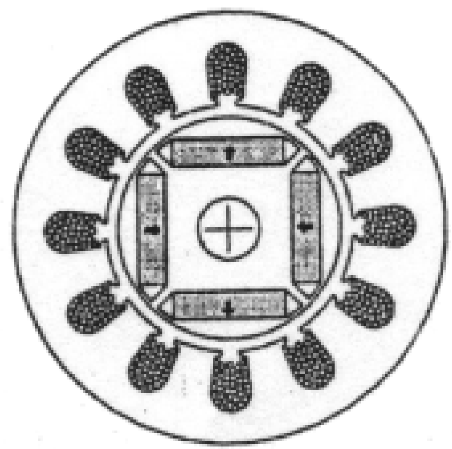
Surface magnet



Inset magnet

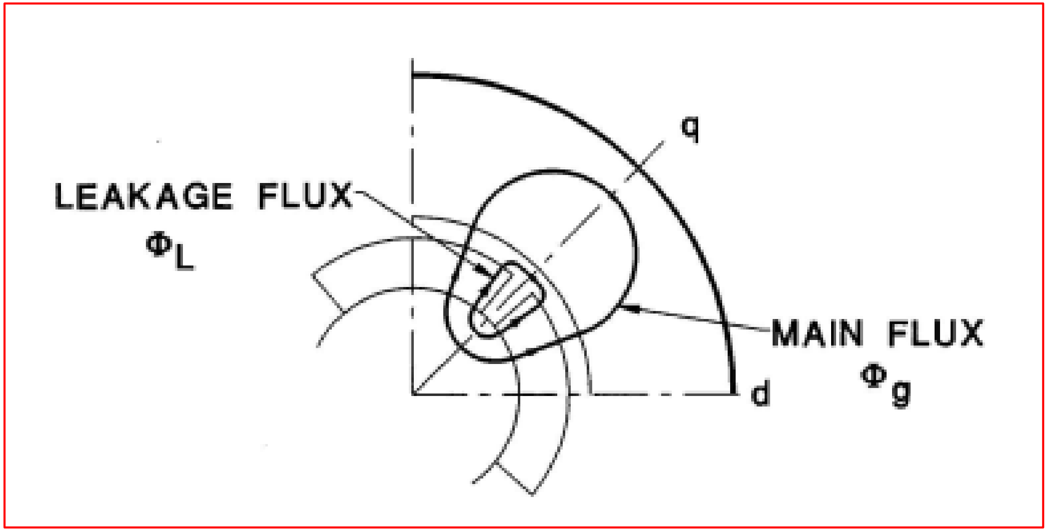


Interior magnet:
Circumferentially magnetized



Interior magnet:
Radially magnetized

磁路近似解析



- 上圖為一四極馬達之簡要主磁通路徑。主磁通或稱氣隙磁通穿過氣隙，並交鏈到相繞組之線圈。磁極產生之磁通是流出磁石之部分，漏磁通是磁極之磁通未交鏈到相繞組線圈之部分。

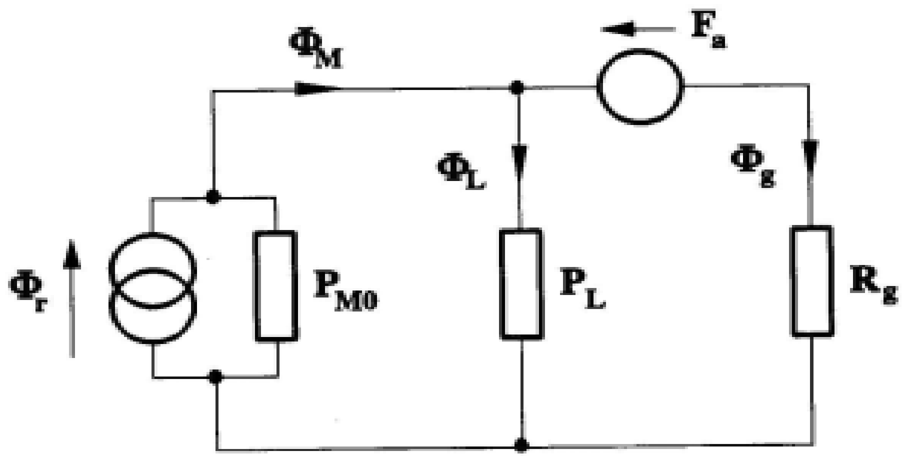
- 以上這些磁通均以每極為基礎，定義
磁係數(Leakage coefficient)，f_{LKG}為：

$$f_{LKG} = \frac{\phi_g}{\phi_M} = \frac{\phi_g}{\phi_g + \phi_L}$$

(3.

- $f_{LKG} < 1$，其值與馬達之構造有關，本
所用之值為0.9。

一極之等效電路

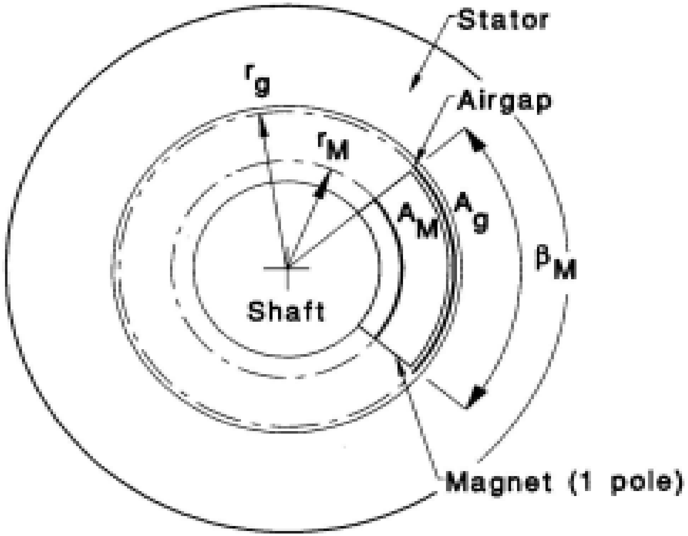


- 上圖是一極之等效電路，使用諾頓等效回路來代表磁石。
- 漏磁導P_L與磁石內部磁導P_{MO}並聯，由相電流產生之電樞反抗磁動勢，F_a與氣隙磁阻R_{MO}串聯，但在起始時，設$F_a = 0$，即開路狀態。

- 圖中，磁導*P*與磁阻*R*混合使用，反應了漏磁轉移了部分磁通使它無法交鏈相繞組，而磁（特別是氣隙）對磁通呈現的阻力。
- 為了簡化計算而忽略了定轉子上鐵心之磁阻磁石之磁導為

$$P_{MO} = \mu_{rec}\mu_0 \frac{A_M}{L_M} = \mu_{rec}\mu_0 \frac{\beta_M}{p}\frac{r_M L_{stk}}{L_M} \qquad Wb/At \quad (3.2)$$

- 其中 β_M 為磁極之極弧寬度，單位為電機徑度 p 為對極數，A_M 為磁石之極面積，L_{stk} 為積厚上度，L_M 為磁石在極化方向之長度。



極弧標么值(per-unit pole-arc)或極弧/極距比(pole-arc/pole-pitch ratio)為β_M/π。如上例中即為90%或0.9。參數r_M為磁石之有效半徑，如上圖，r_M是磁石內徑量起1/3處之半徑。

- 磁石之磁導P_{MO}為一理想之假想。它是由ψ$_r$ /
之比推導而來，並假設去磁曲線為直線且特
均勻。氣隙磁阻R_g為

$$R_g = \frac{g'}{\mu_0 A_g} = \frac{1}{\mu_0 L_{stk}} \times \frac{p}{\beta_M} \times \frac{g'}{r_g} \qquad (3.$$

- 其中A_g為磁極部分之氣隙面積，取氣隙中間r
為半徑，g'並非實際氣隙長度g，必須使用卡
特係數來考慮因槽所造成之影響。對表面型
達而言，因磁石已有效加大氣隙大小，故槽效
應之影響並不重要，可以將g'視為g。

- 從圖3.3顯示總剩磁通中只有 $P_g/(P_{MO}+P_L+P_g)$部分跨越氣隙，其中 $P_g = 1/R_g$，故
- $$\phi_g = \frac{P_g}{P_{MO}+P_L+P_g}\phi_r = \frac{\dfrac{P_g}{P_g+P_L}}{\dfrac{P_{MO}+P_L+P_g}{P_g+P_L}}\phi_r = \frac{f_{LKG}}{1+\dfrac{P_{MO}}{P_g+P_L}}\phi_r = \frac{f_{LKG}}{1+f_{LKG}P_{MO}R_g}\phi_r \qquad (3.4)$$

- 因$\psi_r = B_r A_M$及$\psi_g = B_g A_g$，再利用式(3.2) (3.3)，代入(3.4)式可求得氣隙磁通如下，

$$B_g = \frac{\phi_g}{A_g} \frac{f_{LKG}}{1 + f_{LKG} \times \mu_{rec}\mu_0 \frac{A_M}{L_M} \times \frac{g'}{\mu_0 A_g}} \cdot \frac{A_M}{A_g} B_r$$

$$= \frac{f_{LKG} \frac{A_M}{A_g}}{1 + \mu_{rec} f_{LKG} \cdot \frac{A_M}{A_g} \cdot \frac{g'}{L_M}} B_r \approx f_{LKG} \frac{A_M}{A_g} B_r \quad (3.$$

- 因$f_{LKG} < 1$，故氣隙磁通比其在無漏磁下還小

- 磁石的磁通密度B_M，可由

$\psi_M = (P_L + P_g)\,\psi_g / P_g$之關係求得如下：

$$B_M = B_g \frac{1}{f_{LKG}} \frac{A_g}{A_M} = \frac{\phi_g}{f_{LKG} A_M} \qquad (3.6)$$

- 因$f_{LKG} < 1$，對已知氣隙磁通而言，磁石之磁通密度比其在無漏磁下還大。這是正確的，因磁石磁通在通過氣隙時有漏磁。

- 磁石的工作點可用圖1.6以圖解求得，
用下面之去磁特性方程式(2.15)來決定，

$$B_M = \mu_{rec}\mu_0 H_M + B_r$$ ； $B_M > B_k$ (3.

- 不等式$B_M > B_k$表示需要檢查工作點是否
在曲點之上。

PC相關的方程式

- 由以上方程式，可以計算磁導係數PC的大小，其簡化之公式為，

$$PC=\frac{B_M}{-\mu_0 H_M}=\frac{\mu_0 H_g}{-\mu_0 H_M}\times\frac{1}{f_{LKG}}\times\frac{A_g}{A_M}$$

$$=\frac{1}{f_{LKG}}\times\frac{L_M}{g'}\times\frac{A_g}{A_M}$$

(.8)

- 上式中忽略鐵心之磁阻，所有磁石之磁動勢$H_M L_M$均有效氣隙之磁位降$H_g g'$，即

$H_M L_M + H_g g' = 0$。

- 在表面型馬達情況，$A_M \approx A_g$ 故 $PC \approx L_M / g'$。
- 為了提高PC，使工作點更接近磁石之剩磁，必須使磁石之磁化方向長度L_M比氣隙長度大很多。

PC相關的方程式

- 另外，與PC相關的方程式如下：

$$B_M = -PC\,\mu_0 H_M = -PC\,\mu_0\left(\frac{B_M - B_r}{\mu_{rec}\mu_0}\right)$$
$$= \frac{PC}{\mu_{rec}}(B_r - B_M) = \frac{PC}{PC + \mu_{rec}}B_r \qquad 3.9)$$

- 因對大部分用在永磁馬達之磁石，μ_{rec}約等於
故從上式可知大的PC可以保證磁石之工作點
來愈接近B_r。若$PC = 5$，則$B_M = 0.83B_r$ μ_{rec} =
時)。但若$PC = 1$、$\mu_{rec} = 1$，則$B_M = 0.5B_r$此
時磁石之BH乘積最大。

磁極體積與能量

- 由以上分析，對一磁極而言，其厚度L_M相對氣隙長g'關係到磁通密度B_M，及BH能量積有關開路情況下，磁極每極之體積滿足方程

$$V_M = \frac{2W_g}{\left|B_M H_M\right|} \qquad (3.10)$$

其中儲存在氣隙中每極之能量 $W_g = B_g H_g / 2 \times A_g \times g$

- 為使磁極體積更小，勢必在 $\left|B_M H_M\right|$ 大下操作，去磁曲線為直線，此點即在$B_M = B_r/2$的位置此時$PC = 1$，實際設計時不能使用。但$(BH)_m$可代表磁石的等級。

磁路之非線性解析

- ◎上節所討論的磁路分析僅在磁通密度很小才成立。
- ◎ 使用高能積之磁石，就必須將鐵心也考慮去，因鐵心的飽和特性，使得磁路分析必須非線性的計算。
- 此處作非線性分析是應用安培定律來計算，圖3.2中之磁通路徑之磁位降，包括外圈的氣隙磁通及內圈的漏磁通所造成之磁位降。驟是將磁路的所有磁位降加起來。並考慮鐵的非線性*B/H*曲線所產生之磁位降。

磁位降

- 總 磁 位 降 等 於 磁 石 之 顯 在 開 路 磁 動 勢 (Apparent open-circuit *MMF*)，表示如下：

$$F_{ca}=H_{ca}L_{M} \tag{3.11}$$

- 其中H_{ca}為磁石之顯在抗磁力，如圖1.6所示。H_{ca}比H_c大，因為在第二象限可能出現曲點。與前節一樣，所求之B_M不得小於曲點值B_K，針對此要求單獨再作審查。

各部分磁位降計算

首先是氣隙部分，氣隙磁通密度B_g如(3.5)式，故

$$F_g = g' \times \frac{B_g}{\mu_0} \qquad (3.12)$$

定子軛鐵磁位降

- 若定子軛鐵部分之磁通，B_{sy}等於通道氣隙一半極面氣隙磁通，則

$$B_{sy} = B_g \times \frac{A_g}{A_{sy}} \quad (3.13)$$

- 上式A_{sy}為軛鐵截面積，且

$$H_{sy} = H_{sy}(B_{sy}) \quad (3.14)$$

- 上式可由鐵心B/H曲線求得。故

$$F_{sy} = H_{sy} \times L_{sy} \quad (3.15)$$

- 其中L_{sy}為磁通路徑之長度，在此處為定子半極距之鐵長度。

其他磁位降

同理可寫出定子齒部及轉子軛鐵之磁位降分別; F_{st}及F_{ry}。

由(3.1)式磁石之磁通為

$$\phi_M = \frac{\phi_g}{f_{LKG}} \qquad (3.16)$$

又由式(3.6),

$$B_M = \frac{\phi_M}{A_M} = \frac{B_g A_g}{f_{LKG} A_M} \qquad (3.17)$$

如使用(3.7)式從B_M求得H_M, 則

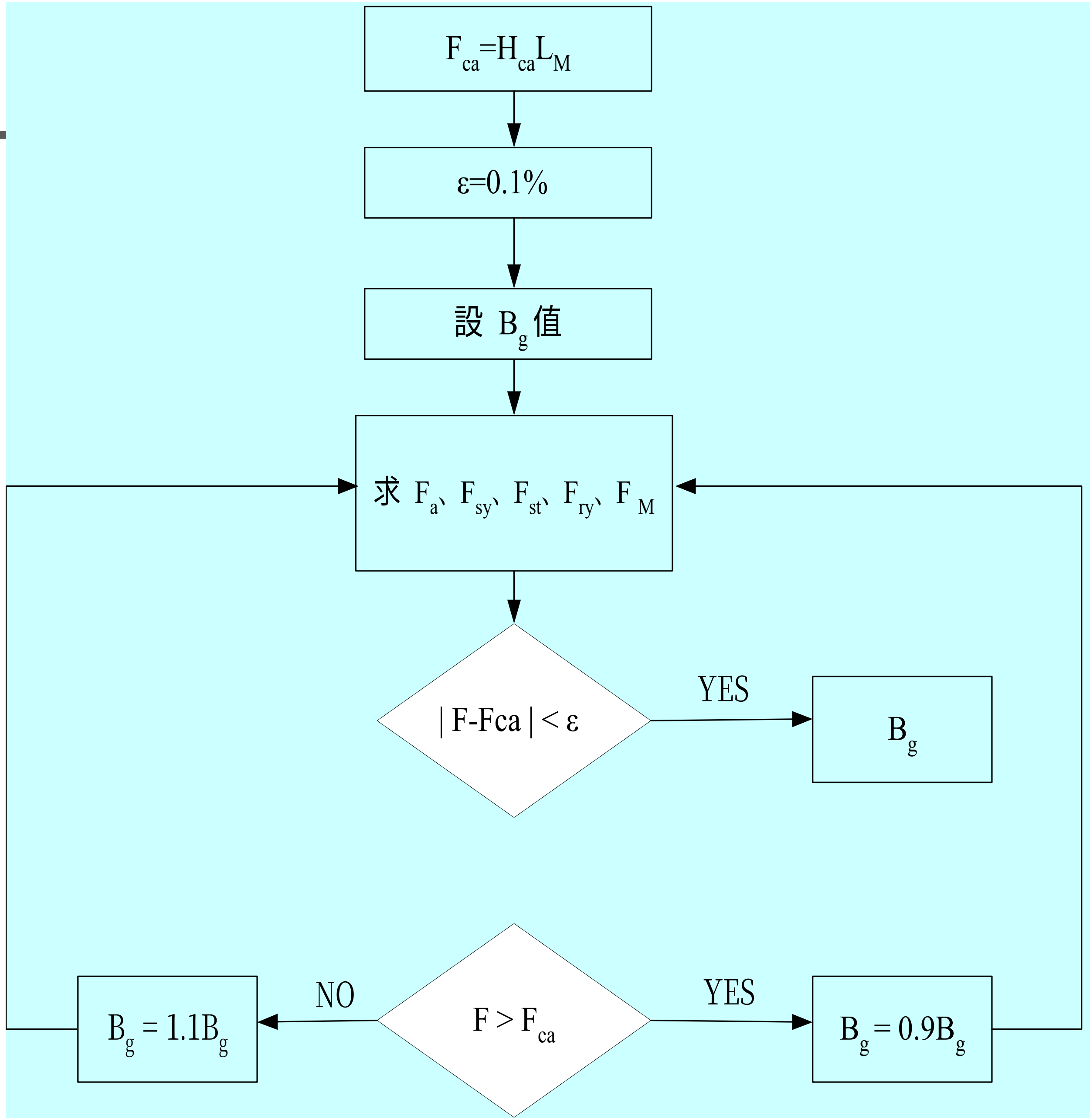
$$F_M = H_M \times L_M \qquad (3.18)$$

磁位降計算

- 將所有的磁位降加起來得,

$$F = F_g + F_{sr} + F_{st} + F_{ry} + F_M$$ (3.19)

疊代的基本原則是：若 $F > F_{ca}$, 則 B_g 必須減小直到 $F - F_{ca} < 0.1\%$ 為止；或若 $F < F_{ca}$, 則 B_g 須增加，直到 $F_{ca} - F < 0.1\%$ 為止，疊代之程如圖3.5。以上可用under-relaxation fact乘入 F, 或用牛頓法。



$F_{ca}=H_{ca}L_M$
ε=0.1%
設 B_g 值
求 F_a、F_{sy}、F_{st}、F_{ry}、F_M
$|F-Fca| < \varepsilon$
YES
B_g
$F > F_{ca}$
NO
YES
$B_g = 1.1B_g$
$B_g = 0.9B_g$

電樞反應與去磁效應

- 定子繞組流過電流將使永磁所建立的磁場變形
  電流愈大，變形也愈嚴重。
- 直流機此種效應稱為電樞反應。
- 對表面永磁馬達而言，因其磁石對定子電流
  其上所加之磁動勢呈現低的導磁性，故電樞
  應效果很薄弱。
- 對內藏型馬達而言，其磁石外相對氣隙極套
  鐵心，對定子電流呈現高導磁性，故磁場變形
  也愈大。

磁石失磁現象

- 在永磁馬達中，電樞反應最重要的效應是磁石
有可能部分或全部遭受失磁。
- 在正常運轉下，定子電流由控制器限制其大小
故只要磁石之厚度及抗磁力夠大，就沒有失磁
的危險。
- 在不正常的情況下可能產生大電流，例如：當
轉子鎖住，無任何截流同時尚供應全壓之情況
下，電流只受到繞組電阻之限制，此時產生之
鎖住電流將比額定電流大好幾倍。

磁石失磁現象

- 另一種可能的例子是，電晶體的正確點火角度180°
才導通，且無截流，轉子也在最高轉速，此時，最
之反電勢加在外加電壓上，因兩者約同次數，只受
組電阻之限制，故會產生約二倍之鎖住電流。
- 另外一種情況也會造成大的去磁電流，此即超
(over-running)，亦即當外加直流電壓比反電勢小
當超速驅動馬達，使其轉速超過無載轉速，此時馬
變成永磁發電機，其輸出被控制器之慣性二極體所
流，因有一大的濾波電容跨再外加電壓兩端，故除
組電阻外，並無其他大的阻抗所以會產生大電流。