

調速管原理

張肅文編著

科学出版社



調 速 管 原 理

張 肅 文 編 著

科 学 出 版 社

1 9 5 7

內 容 提 要

本書討論了两种調速管——双諧振器式及回復式——的基本工作原理,如調速,感应电流及功率效率等,进行了数学分析.

在双諧振器式調速管中,还討論了間隙过渡時間对感应电流的影响,介紹了它的構造及各种主要用途,如放大器、倍頻器、多腔級联放大、振盪器等,并对各种用途进行了分析,特别是較詳細地討論了双諧振器式振盪器的工作.

在回復式調速管中,还詳細地討論了起始振盪条件、电子導納、电子調諧法及滯后現象等;介紹了它的構造及主要用途,并列举了一些典型回復式調速管的特性数据,可供实用参考.

書末附有符号表及参考文献(只限于本書中所涉及者).

調 速 管 原 理

編著者	張	肅	文
出版者	科	学	出 版 社
	北京朝陽門大街117号 北京市書刊出版业營業許可証出字第061号		
印刷者	上	海	启 智 印 刷 厂
总經售	新	华	書 店

1957年3月第一版

1957年3月第一次印刷

(滬)0001-5,355

書号: 0721 印張: 4 3/16

开本: 850×1168 1/32

字數: 103,000

定价: (10) 0.70 元



序 言

調速管的發明還不滿二十年，但是由於微波技術的飛躍發展，它也發展得很快，並已成為微波技術中的一個重要電子元件了。本書的目的就是想將它的最根本的工作原理予以概括的介紹，並且适当地介紹它的主要用途，希望讀者們看過此書後，能夠對調速管獲得一個較全面的概念。關於這方面的中文書籍似乎還沒有，外文書也不很多，如果它能對我國的微波及電子學工作者起一點參考幫助的作用，那就將是我最大的奢望了。

這本書的基礎是幾年以前在許宗岳教授的指導下所寫的一篇讀書報告。幾年來我繼續注意並收集了這方面的有關資料，作了若干修改。去年經科學出版社請中國科學院黃武漢先生審閱後，又提出極為寶貴的修改意見，我盡力之所及，加以較大的補充修改，才成了現在的樣子。我謹在此對許宗岳及黃武漢二先生致以衷心的謝忱。

本年1月14日周恩來總理在“關於知識分子問題的報告”中指示說：“我們必須趕上這個世界先進科學水平。我們要記着，當我們向前趕的時候，別人也在繼續迅速地前進。因此我們必須在這個方面付出最緊張的勞動。只有掌握了最先進的科學，我們才能有鞏固的國防，才能有強大的先進的經濟力量，才能有充分的條件同蘇聯和其他人民民主國家在一起，無論在和平的競賽中或者在敵人發動的侵略戰爭中，戰勝帝國主義國家。”這是黨和人民所交付給我們的極為艱鉅、但又極其光榮的責任。這本書無論在科學水平或思想水平方面都還是遠遠不能符合這崇高的目標的，但我希望它能成為向科學進軍中的一個小小的貢獻，我熱望在這場向科學大進軍的宏偉戰鬥中作一個小卒，緊緊地跟着大軍永遠前進。

為了使讀者對調速管先獲得一個概念，因此在第一章中對兩種型式的調速管予以簡要地介紹。第二章討論雙諧振器式調速管的工

1102080

作原理及主要用途，特別着重討論了間隙过渡時間的影响。主要用途中只討論了放大器及倍頻器，而將振盪器放在第四章中討論，因为在討論过回复式振盪器的工作原理后，可以帮助我們更好地来理解双諧振器式振盪器。

回复式振盪器目前应用很广，因此在第三章之末列举了一些典型的回复式調速管特性，可供参考。至于更詳尽的数据，讀者可參閱参考文献[1]。

关于这两种調速管的較詳細的構造情形都是放在“構造与主要用途”一节內講的，这是因为作者考虑到在第一章內先簡略地介紹一下它們的構造，使讀者获得一个初步概念后，再来討論它們的工作原理，最后在这基础上再来討論它們的較詳細構造及主要用途，可能更为合适些。如果讀者希望先知道調速管的較詳細構造，然后再来看它的工作原理，那么也可以先看“構造与主要用途”一节中討論構造的部分，不必受本書次序排列的限制。

在編写本書时是假定讀者已具有一定的(大專程度)无綫电、电子学及数学的理論基础，因此在关于工作原理的分析方面对初学者看来可能有些困难，但只要耐心仔細地看，是一定可以看得懂的。所使用的数学并不难，只是有些地方較为麻煩(例如第二章第三节)而已，耐心地看下去是并不难的。

由于本書中采用的符号較多，因此在書末列了一个符号表，以便讀者查閱。最后还列举了編写本書时所參閱的文献，以便讀者参考。

在編写的过程中，作者尽了自己的努力来搜尋了可能找到的关于調速管的資料，加以融会整理。但毕竟由于各方面的基础还很差，因此錯誤与不妥在所难免。請讀者发现后及时予以批評与指正，并通知出版社或作者，以便改正，將甚为感謝。

在編写过程中，复承許宗岳教授的热心关怀与鼓励，又承審閱全稿，并提出寶貴的修正意見。完稿之后，又承中国科学院的黄武汉及謝家馨二先生再度審閱，并細心帮助，提出不妥及应修改之点。謹再致深切的謝意。

張肅文 1956年6月于武昌华中工学院

目 录

序言	
第一章 緒論	1
1-1. 普通电子管不能用于超高频率的原因	1
1-2. 調速管的特点及类别	1
第二章 双諧振器式調速管	5
第一节 基本原理	5
2-1. 假設	5
2-2. 調速的物理意义	5
2-3. 电子在聚束間隙及收获間隙处所需的时间关系	6
2-4. 收获間隙处的电荷密度	8
第二节 图解法	15
2-5. 假設	15
2-6. 图解法	15
第三节 間隙过渡時間的影响	17
2-7. 聚束間隙过渡時間的影响	17
2-8. 由于电子运动在諧振器上所感应的电流	19
2-9. 收获間隙的过渡時間对收获諧振器感应电流的影响	21
2-10. 收获諧振器电流的波形	27
第四节 功率及效率	29
2-11. 收获諧振器的输出功率	29
2-12. 效率	30
2-13. 由于过渡時間所引起的电子負載	32
第五节 構造及主要用途	33

2-14. 構造	33
2-15. 电压放大器	37
2-16. 功率放大器	40
2-17. 多諧振器調速管	45
2-18. 噪声問題	49
2-19. 倍頻器	52
2-20. 空間电荷的影响	56
第三章 回复式調速管	58
第一节 基本原理	58
3-1. 假設	58
3-2. 調速的物理意义	58
3-3. 减速电場的作用	62
3-4. 通过調制間隙的电流	64
第二节 諧振器上的感应电流及电子导納	68
3-5. 諧振器上的感应电流	68
3-6. 空腔諧振器的等效电路	69
3-7. 电子导納	71
第三节 功率及效率	75
3-8. 功率	75
3-9. 效率	78
第四节 起始振盪的条件及电子調諧法	80
3-10. 起始振盪的条件	80
3-11. 电子調諧法	80
3-12. 頻率稳定度	88
第五节 滞后現象	90
3-13. 振盪的电压方式	90
3-14. 滞后現象	93
3-15. 滞后現象的产生原因	94
3-16. 滞后現象的实例及其消除方法	98

第六节 構造及主要用途	100
3-17. 構造	100
3-18. 主要用途	101
第四章 双諧振器式振盪器	103
4-1. 振盪器的等值电路及起始振盪的条件	103
4-2. 耦合电路导納及調速管的跨导納	106
4-3. 振盪的电压方式	111
4-4. 負荷的影响及頻率稳定問題	113
4-5. 調制与檢波	115
附录	119
(甲)符号表	119
(乙)参考文献	125

第一章 緒 論

1-1. 普通电子管不能用于超高频率的原因

普通电子管用于超高频率时,將发生下述的弊病:

1. 电子过渡时间的影响:由于频率过高,因此电子由阴极飞渡到阳极所需要的时间已可与每一週波的週期相比拟,而不能再象工作于較低射頻时,可以略去这过渡时间.这就使得电子管的工作特性改变,不能再根据普通的板流-板压或板流-栅压等特性曲线来决定它的工作情况,工作遂发生困难.

2. 极間电容的影响变强:在低频率时,电子管各极間的相互电容可略而不計,或只計算一部分,影响并不太大.但频率越高,极間电容的影响就越强.在射頻时,三极管的工作已产生困难,但是还可以采用中和电路或改用四极管、五极管等来解决这困难.可是在波長只有若干厘米的超高频率时,以上的办法已完全失敗,普通电子管的工作几乎已不可能.

3. 引入綫长度的影响:因为波長极短,所以电极的引入綫虽极短,仍可与波長相比拟,而具有輸送綫的性質.它的电感与电容成为不可忽視的因素,益增工作的困难.

1-2. 調速管的特点及类别

由上节所述的种种原因可知普通电子管根本不能用于微波.这样就促使人們来研究适用于微波的电子管,于是就有磁控管、調速管及行波管的发明.磁控管的顛值功率极大,可达几百万瓦之巨,但因輸出功率的脉冲时间极短,故平均功率并不太大,在雷达发送机中用

之，最为适宜。但如用在雷达接收机中，則其功率似嫌太大，此时最好用調速管。这种管子的优点即工作电压不太高，頻率調節便利，輸出功率小¹⁾，故极适用于雷达接收机中，其工作波長通常为 9—11 及 3—3.3 厘米，也有設計在 0.7—0.8 厘米的。

調速管与普通电子管有如下的三个基本区别：

1. 調速管的工作原理全系利用电子的过渡時間，因此电子的过渡時間不但不再是使它不能在微波工作的因素，相反地，却成为它工作的主要因素。由此可知它仅能应用于微波。

2. 調速管利用空腔諧振器来代替普通电子管所用的諧振电路，而且这諧振器成为調速管本身組成的一部分，因此极間电容等不再是有害的因素。空腔諧振器的銅損失极小， Q 值甚大，而且管的内部为这空腔的壁所屏蔽，可以不受外界电場的干扰，又无輻射損耗。

3. 調速管的电子来源完全与高頻率电路无关。当电子束达到控制它們的射頻电場之前，其中的电子已得到很高的速度。由于这高速度的結果，調速管輸入間隙(聚束間隙)可以相当大，而不致引起多么严重的过渡時間。与此相反，三极管的柵极是在一个电子速度非常低的区域，因此如果用于极高頻率时，它的极間距离必須非常之小。

此外，調速管的輸出功率是利用同軸輸送綫或波导管送出去，沒有輻射損耗。由上述諸点可知，在上节中所述普通电子管在超高頻率工作时的种种缺点，在調速管中几已完全除去。

調速管可分为两种主要型式即双諧振器式及單諧振器式(或称为回復振盪器)。今將这二种管子的構造約略分述如下：

(1) 双諧振器式

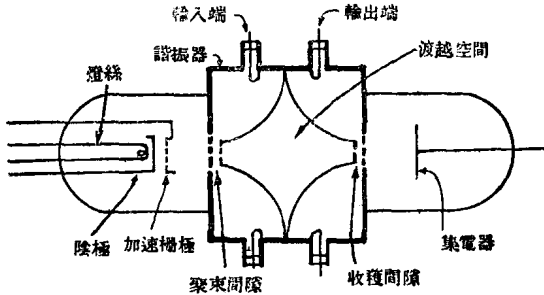
这种形式的調速管構造簡图見第 1·1 图。它的主要部分可分为

1) 調速管放大器的巔值功率輸出也有很大的，例如在原子物理研究中，有些用于直綫电子加速器的調速管的輸出可以高达几万千瓦之巨！

四部:

(a) 阴极: 发射电子.

(b) 聚束諧振器: 變更自阴极发射来的电子速度, 使它們产生速度变化. 这作用称为“速度調制”, 或簡称为“調速”.



第 1·1 图 双諧振器式調速管簡图

(c) 收获諧振器: 經過聚束間隙受到調速后的电子穿过渡越空間, 到达收获間隙. 此时电子所具有的高频率电能即为收获間隙所吸收而轉送至負載.

(d) 集电器: 它的功用是將經過收获間隙后的电子收集起来, 以完成电流的合閉通路.

聚束間隙的电压或者由外界供給, 或者由收获間隙反饋一小部分輸出电能而得.

加速栅极的功用是將尚未达到聚束間隙之前的电子先提高到一定的运动速度. 通常这加速作用往往由聚束諧振器本身来兼任.

双諧振器式的構造較复杂, 频率的調节也比較麻煩. 因此近来多采用下面所講的單諧振器式来代替它作为振盪器, 但双諧振器式的效率通常較單諧振器式为高, 而且它还可以作放大器, 倍頻器, 調制器等, 用途較多. 單諧振器式則只能用作振盪器.

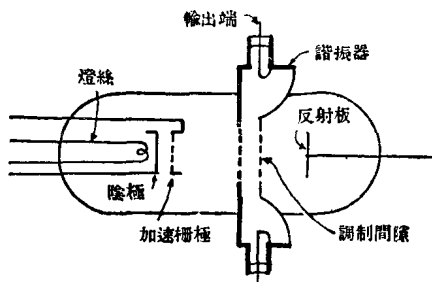
(2) 單諧振器式(回復振盪器)

这种形式的調速管構造簡图見第 1·2 图. 它的特点是利用一个諧振器来兼有聚束諧振器及收获諧振器的双重作用, 这諧振器的間

隙通常称为調制間隙。此式構造的主要部分有三：

(a) 阴极：发射电子。

(b) 調制諧振器：当电子自阴极发出，第一次經過它的間隙时，由于这間隙內的高頻率电場而使电子速度产生变化，产生調速，这时它相当于聚束諧振器。当产生調速后的电子被反射器(位于負电位)所排斥，重新經過这間隙时，电子中所含有的高頻率电能又被它吸收，而傳送到負載。这时它又相当于收获諧振器。



第 1·2 图 單諧振器式調速管簡图

(c) 反射板：它对阴极而言是在負电位，因此它与調制諧振器之間有減速电場存在。这就使得自調制間隙出来的电子速度逐漸减少，終至于零，繼而运动方向反轉，复向調制間隙方面跑回去。这种現象很象在地心引力場中向上方抛去的球受地心引力作用，速度漸減至零，繼而反轉向地面落下的情形。电子就象这向上抛的球，減速电場就相当於地心引力場。

回復式的优点是構造簡單，工作电压可以相当低。又因它只用一个諧振器，調諧頻率很方便。它的缺点是效率太低(大約只有 0.03% 至 3%)，但通常它的輸出功率很小，因此这个缺点在实用上并不重要，但由这个缺点可知回復式調速管不能作成大功率輸出式的。

第二章 双諧振器式調速管

第一节 基本原理

2-1. 假設

在討論速度調制的基本原理以前，我們須假設下列条件成立：

1. 自阴极发射至聚束諧振器的电子速度均匀一致，且为常数。
2. 电子的速度都是由电位差得来，自阴极受热所生的速度很小，可以略去不計。
3. 空間电荷的作用略去。
4. 电子的速度远低于光速，因此它的質量可視為不变。
5. 电子經過聚束間隙所需的过渡時間很小，可視為零。这是最重要的一点假設，我們在本章第三四节中將討論这过渡時間不能略去时所生的影响。
6. 因撞击柵极所損失的电子数目很少，可以略而不計。
7. 間隙之間的电場分布均匀，而且它的梯度为常数。
8. 电子速度的变化是在剛剛离开聚束間隙时开始的。

2-2. 調速的物理意义

聚束間隙系由諧振器电場集中的相对平面所構成，它与阴极間的直流电位差为 U_0 。（參見后面的第 2·1 图）。由阴极发出的电子得到加速度向聚束間隙飞来。当它剛剛开始进入聚束間隙时，其速度达到 v_0 。进入聚束間隙后，由于受到交流电压 $U_1 \sin \omega t_1$ 的影响，电子速度即产生变化，这叫“調速作用”。經過过渡空間（聚束間隙至收获間隙之間的自由空間）后，就产生了电荷密度变化的現象，形成所謂“电

子束流”。在經過收获間隙时，收获諧振器就將这电子束流中所包含的高頻率功率吸收而傳送至負載，最后电子抵达集电器，完成一个整个通路。調速的目的就是將电子由 U_0 中所吸取的直流功率轉变为高頻率交流功率，然后再將这交流功率經收获間隙而傳送至負載。

电子在未达到聚束間隙之前(即未受到調速作用之先)，其密度是均匀的。假設电子在 $U_1 \sin \omega t_1 = 0$ 1)，而且是在由負(減速電場)向正(加速電場)变化时抵达聚束間隙，这时它在間隙內沒受到交流電場的影响，因此在离开聚束間隙时它的速度未变，仍为 U_0 。但在 Δt_1 時間之前，間隙內有減速電場，故电子速度减低，小于 v_0 。而在 Δt_1 時間之后，間隙內有加速電場，故电子速度增加，大于 v_0 。由此可知，先出发的电子速度变慢，后出发的电子速度变快，这样就使电子以 $U_1 \sin \omega t_1 = 0$ ，而且電場是由負向正变化时出发的电子为中心而聚合。反之，如果電場是由正向負变化，則最先出发的电子速度最大，这就使得电子以自 $U_1 \sin \omega t_1 = 0$ ，而且電場是由正向負变化时出发的电子为中心而散开。这样一来，原来在聚束間隙处是密度均匀的电子群由于聚束間隙的作用，在渡越空間行进时就产生了疏密不同的密度变化。看起来好象电子集成一束一束似的，所以叫作电子束流，这种作用叫“聚束作用”。在这电子束流中含有了高頻率的交流电，这將在后面再詳細討論。

2-3. 电子在聚束間隙及收获間隙处所需的時間关系

在下面討論中，凡是符号脚註有“1”的，即表示在聚束間隙处所量的值；凡是符号脚註有“2”的，即表示在收获間隙处所量的值。

參閱第 2·1 图，由能量守恒定律得：

$$\frac{1}{2} m v_0^2 = + q U_0, \quad (2 \cdot 1)$$

此处 $m =$ 电子質量， 9.1066×10^{-28} 克；

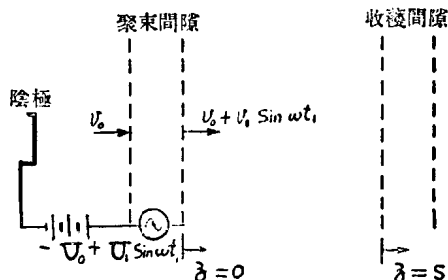
$q =$ 电子电荷(絕對值)， $+4.803 \times 10^{-10}$ 靜电單位；

1) 電場为正或負可任意假設，此处假設使电子加速的電場为正。

v_0 = 电子刚刚进入聚束间隙时的速度, 厘米/秒.

將 m, q 的值代入(2.1)式并化簡得:

$$v_0 = 5.96 \times 10^7 \sqrt{U_0} \text{ (伏) 厘米/秒.} \quad (2.2)$$



第2.1图 双谐振器式调速管电路

电子穿过聚束间隙后, 由于 $U_1 \sin \omega t_1$ 存在的緣故, 它的速度变为 v . 仍由能量守恒定律得:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} m v^2 &= + \frac{q}{300} (U_0 + U_1 \sin \omega t_1) \\ &= + \frac{q U_0}{300} \left(1 + \frac{U_1}{U_0} \sin \omega t_1 \right), \end{aligned} \quad (2.3)$$

式中, 右方除以 300 的原因乃是由于电压 U_0, U_1 等采用了实用的伏特作單位, 而在(2.1)式中的电压乃是采用静电單位的緣故.

由(2.3)式得:

$$v = \sqrt{+ \frac{q U_0}{150 m} \left(1 + \frac{U_1}{U_0} \sin \omega t_1 \right)} \approx v_0 \left(1 + \frac{k}{2} \sin \omega t_1 \right), \quad (2.4)$$

式中 $k = \frac{U_1}{U_0} \ll 1$.

电子抵达 $z = s$ (即收束间隙处) 所需的時間为:

$$t_2 = t_1 + \frac{s}{v_0 \left(1 + \frac{k}{2} \sin \omega t_1 \right)} \approx t_1 + \frac{s}{v_0} - \left(\frac{ks}{2v_0} \right) \sin \omega t_1, \quad (2.5)$$

式中 t_1 代表电子是在什么时候离开聚束间隙的,

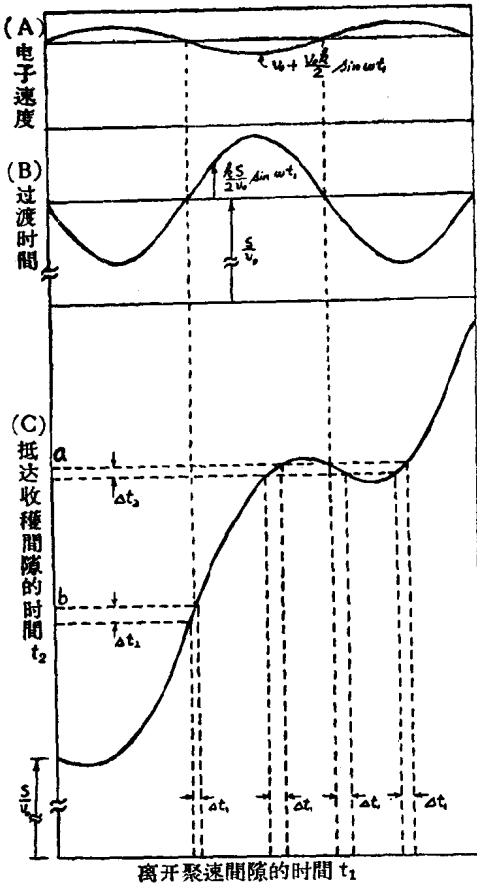
第 2·2 图表示电子速度在渡越空間的过渡時間及抵达收获間隙总共所需的時間 t_2 与 t_1 的关系. 图(A)是根据(2·4)式繪出, 图(B)及(C)則是根据(2·5)式繪出的.

2-4. 收获間隙处的电荷密度

假設由阴极发出的电子束直流电流是 I_0 , 那末由假設第 8 条可知

电子在聚束間隙内的速度应当等于刚进入时的速度 v_0 , 因此每秒鐘离开聚束間隙的电子数目应等于常数 $\frac{I_0}{q}$, 在 Δt_1 時間內发出的电子数目应等于 $\frac{I_0}{q} \Delta t_1$. 但是由于电子速度在渡越空間进行时的不同的, 因此后出发的电子可能赶上甚至越过先出发的电子. 參閱第 2·2 图(c)可知在 $t_2 = a$ 时, 于 Δt_2 時間內抵达收获間隙处的电子数目是三个 Δt_1 時間內离开聚束間隙的电子数目之和. 因此, 如果設 N_2 为沿电子进行方向長度等于 Δz_2 、截面积等于电子束的体积單元所包含的电子数目, 則得:

$$N_2 = \Sigma \frac{I_0}{q} \Delta t_1. \quad (2.6)$$



第 2·2 图 調速的基本关系

本书说“截面积=电子束横截
面”就更清楚了。

注意此处 Δz_2 是电子在收获間隙处 ($z=s$) 于 Δt_2 時間內所走的距离。通常在 $U_0 \gg U_1$ 时, 后面出发的电子所能增加的速度很小, 可能不足以越过在前面出发的电子, 这时只取 $N_2 = \frac{I_0}{q} \Delta t_1$ 就够了。例如第 2.2 图(c)中 $t_2 = b$ 时所示的情形。但为范围广泛起见, 在(2.6)式中仍引入“ Σ ”号。

由于 $U_0 \gg U_1$, 因此在求电子于 Δt_2 時間內所經過的距离 Δz_2 时, 它的速度可近似地視为常数 v_0 , 因此得到:

$$v_0 \Delta t_2 = \Delta z_2. \quad (2.7)$$

在收获間隙处的單位長度内的电荷密度应等于:

$$\rho_2 = \lim_{\Delta z_2 \rightarrow 0} \frac{q N_2}{\Delta z_2}. \quad (2.8)$$

將(2.6)及(2.7)式代入(2.8)式, 即得:

$$\rho_2 = \lim_{\Delta t_2 \rightarrow 0} \frac{q N_2}{v_0 \Delta t_2} = \frac{I_0}{v_0} \lim_{\Delta t_2 \rightarrow 0} \Sigma \frac{\Delta t_1}{\Delta t_2}. \quad (2.9)$$

如令 $\theta_1 = \omega t_1$, $\theta_2 = \omega \left(t_2 - \frac{s}{v_0} \right) = \omega t_2'$, 那末由(2.5)式可以很容易地得到:

$$\theta_2 = \theta_1 - x \sin \theta_1, \quad (2.10)$$

此处

$$x = \omega \cdot \frac{k}{2} \cdot \frac{s}{v_0} = \frac{\pi f s}{v_0} \cdot \frac{U_1}{U_0}. \quad (2.11)$$

x 称为“聚束参数”, 它是調速管中最重要的参数, 以后常常要用到它。

由于 $\lim_{\Delta t_2 \rightarrow 0} \frac{\Delta t_1}{\Delta t_2} = \lim_{\Delta \theta_2 \rightarrow 0} \frac{\Delta \theta_1}{\Delta \theta_2} = \frac{1}{1 - x \cos \theta_1}$,

因此(2.9)式可改为:

$$\rho_2 = \frac{I_0}{v_0} \Sigma \frac{1}{1 - x \cos \theta_1} \left(= \frac{I_0}{v_0} \lim_{\Delta \theta_2 \rightarrow 0} \Sigma \frac{\Delta \theta_1}{\Delta \theta_2} \right). \quad (2.12)$$