

電子線型 加速器의 製作과 國際的 利用 現況 (I)

鄭 萬 永*

1. 序 論

한 나라의 科學 水準이 rocket 技術이나 加速器의 出力 energy 로서 云云 되었을 때가 있었는데 그 때의 加速器는 原子核 反應을 人工的으로 實驗해 보는데 없어서는 안되는 것이기 때문이었다.

二次 大戰中 原子爆彈의 出現을 보게 한 原子爐의 發展은 大戰後에는 平和的인 利用面에 따르는 應用 分野가 活潑하게 되었다. 그러나 이러한 原子爐에서 할 수 없는 高 energy 의 素粒子 研究라든지 isotope 生産, 高分子化學 및 醫療用等에는 大戰中에 發展된 電子 技術의 利用으로 더 큰 加速器의 出現이 必要 하였다. 특히 이 가운데서도 radar 技術의 發展으로 Microwave Linear Electron Accelerator(以下 Linac 라고 함)는 높은 高壓과 큰 磁石을 쓰지 않는 면에서 손쉽게 우리 身邊에서 超高壓 X線 以上の 效果로 쓸 수 있게 해 주어서 그 利用面은 매우 多岐해졌다.

여기서 우리나라의 立場에서 이러한 것을 살펴볼 때 첫째의 radar 技術이 充分히 있으면서 이러한 것을 平和的 生産面에서 아직 活用하지 못하고 있으며 한편에서는 外國으로부터 強力 同位元素를 導入하여 오고 있는데 Linac 을 製作하여 여기에 利用하면 이러한 同位元素의 強度 以上の 것을 우리 나라 技術로서 製作할 수 있다. 여기서 그 原理와 製作面에 있어서의 問題點 및 國際的인 利用 現況을 紹介해 보겠다.

2. 基本原理

荷電粒子를 電界에 依해 加速하는 境遇, 容易하게 생각되는 方法의 하나는 加速 energy 에 相當하는 直流 電壓을 發生 시켜서 그 電界에 依하여 直線上에서 加速하는 方法이다. 따라서 從來의 X線裝置와 같은 것도 原理上으로는 加速器라고 할 수 있으나 加速 電壓이 낮아서 加速器라고는 암하며 加速 電壓이 100萬 Volt 以上이 될 때 慣例的으로 加速器라고 한다. 지금 이와 같은 電壓을 얻기 위해서 먼저 倍電壓 整流型의 그림 1 과 같은 Cockcroft Walton type 의 加速器의 出現을 보았다.

그러나 이와 같이 倍壓 整流를 重疊해 나가면 整流管 및 그 附屬品 하나 하나는 耐壓이 낮아도 되나 加速管 部分에 印加 되는 電壓은 發生 energy 에 該當하며 거기에 견딜 수 있는 絶緣을 하여야 하므로 2Mev 以上の 高 energy 의 加速을 行하는 것은 어렵게 된다.

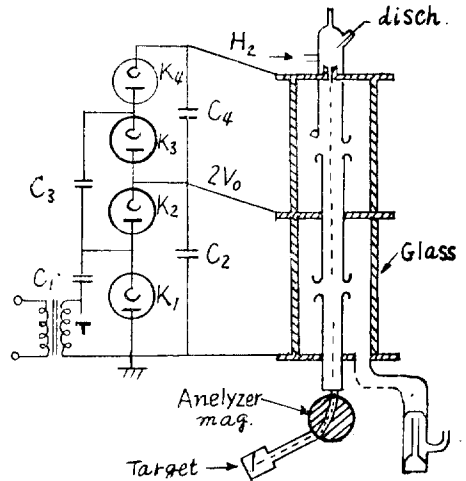


그림 1. Cockcroft Walton type acclerator

여기에 對하여 생각되는 것은 加速方式을 直流電界에 依存하지 않고 交番電界를 利用하여 加速하는 方法으로 Cyclotron type, Synchrotron type 등이 強磁界에 依하여 圓軌道運動을 하면서 gap 를 지날때 마다 어떤 交番周期로 加速을 하는 그 一例이다. 이들 裝置는 強磁場을 利用하여 荷電 粒子를 圓軌道로 加速하기 때문에 高 energy 를 얻는 데는 適合하나 큰 出力 電流를 얻는 데는 適合하지 않다는 缺點이 있다.

Linac 는 上記 兩者의 長點을 採擇하여 交番電界를 利用해서 荷電粒子를 直線上에서 加速 시키는 裝置이다. 이러한 생각은 特別히 새로운 것이 아니라, 이미 1928년에는 Wideröe 가 이 方法으로 K⁺ 加速에 成功하고 있으며 1931년에는 Sloan 과 Lawrence 가 水銀 ion 을 加速하여 1.26Mev 까지 올릴 수 있었다. 高周波의 周波數는 7MC 로 한 개의 間隙間에 걸리는 電壓은 40 KV 程度였다. 이와 같이 高周波를 使用할 때는 어떤 瞬間에 一段當의 加速 電壓 以上の 電壓이 累積 되어서

* 原子力研究所 電子工學研究室 · 王博

결리는 것이 없으므로 絶縁에 關한 문제가 간단해져서 高 energy 를 쉽게 얻을 수 있다.

그러나 線型 加速器的 한 가지 問題는 energy 를 올릴려면 그에 따라서 段數를 올려 多段加速을 하기 위하여 긴 距離가 필요하다는 것이다. 특히 energy 가 높아짐에 따라 粒子的 速度가 增大하므로 그에 따라서 l_i 를 길게 하지 않으면 안된다. 그것은 그림 2 와 같은 關係에서 $A_1, A_2, A_3, \dots, B_1, B_2, B_3, \dots$ 間隔을 지날 때

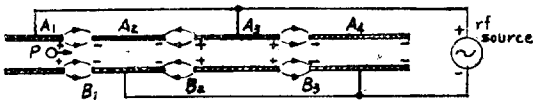


그림 2. 高周波 線型加速器

마다 加速 되려면 그 때의 各 板間을 지나는 속도는 각각 $v_1 < v_2 < v_3, \dots$ 가 되기 때문에 各板의 길이도 $l_1 < l_2 < l_3, \dots$ 라야 한다.

이때

$$\frac{l_1}{v_1} = \frac{l_2}{v_2} = \dots = \frac{T}{2}$$

여기서 粒子的 運動 energy k 가 그 靜止時의 質量 energy m_0c^2 에 比하여 充分히 작으면

$$K = \frac{1}{2} m_0 v^2$$

따라서

$$l_i = T \sqrt{\frac{k}{2m_0}} = \frac{1}{f} \sqrt{\frac{k}{2m_0}}$$

水銀 ion 과 같이 무거운 ion 을 加速할 때는 7 Mc 程度의 高周波라도 1 Mev 에서는 $l_i = 7$ cm 이나 proton 일 때 1 Mev 를 얻으려면 $l_i = 1$ m 의 길이가 必要하다. 이 以上 energy 를 더 올린다면 電子와 같은 더 가벼운 粒자를 加速 하려면 到底의 이러한 方式으로서는 안 되게 되었다. 여기서 加速 周期 T 를 크게 하기 위하여 加速 周波數를 올리려고 했으나 그 때는 10 Mc 以上에서 高周波의 大出力을 얻을 수 있는 發振管을 얻기가 困難했기 때문에 結局 이러한 方法에는 限度가 생겼다. 이 때 마침 Lawrence 는 磁界를 利用해서 圓軌道 運動을 시키므로써 이 困難을 免해서 加速 間隔을 두개로써만 되는 Cyclotron 의 原理를 1930 年에 發見하여 이것이 큰 成功을 거두자 線型 加速器的 研究도 잠시 中斷되었었다. 그러다가 2次 大戰中 radar 의 技術이 進歩하여 3000 Mc 帶에서 數 MW 의 電力을 낼 수 있는 超 高周波 電源이 開發 되게 되어서 이 型式의 加速器가 다시 注目되게 되어서 積極的으로 研究 開發 되었다.

이와 같은 micro 波의 強電界를 利用하여 電波의 進行 速度와 電子의 速度를 同期시켜서 micro 波 電界의

最高 正電壓值 때마다 어떤 位置의 電子에 對하여 恒常 加速 시키려는 것이다. 이런 micro 波 電界로서 電子를 加速해서 光速에 까지 直線方向으로 加速 시키려면 電子流를 金屬製의 管(導波管)속으로 誘導하면 되나, 그때의 導波管 斷面의 型狀 및 寸法에 따라서 micro 波電界는 여러가지 型의 波動 姿態를 나타낸다. Linac 에서는 圓筒導波管을 使用해서 micro 波의 進行 方向만에 電界가 存在하는 TM₀₁₀ mode 가 使用된다.

그러나 이 圓筒 導波管의 半徑이 micro 波의 波長보다 작을 때는 마침 直流 電界를 圓筒으로 遮蔽한 境遇와 같이 micro 波 電界는 管內에 들어가서 甚하게 減衰하여서 속까지 傳播되지 못한다. [그림 3(a)] 여기서 波長을 차차 짧게하여 가면 電界는 속까지 分布되어 가서

$$\lambda_0 = 2.61 r = \lambda_c$$

但 λ_0 : 眞空中에서의 波長

r_c : 圓筒의 半徑

λ_c : 遮斷 波長

가 되면 管속에서는 그림 3(b)와 같이 管軸에 平行한 電界가 생겨서 導波管 內에서의 電波의 波長(管內波長 = λ_g)은 無限大가 된다. 또 λ_0 를 더 짧게 하면 λ_g 가 有限하다고 그림 3(c)와 같은 電界 分布를 가진 波動이 管內에 傳播된다. 이 때 $\lambda_0, \lambda_c, \lambda_g$ 사이에는

$$\frac{1}{\lambda_c^2} = \frac{1}{\lambda_0^2} + \frac{1}{\lambda_g^2}$$

라는 關係가 있다. 이와 같이 해서 $\lambda_0 < \lambda_c$ 일 때는 軸對稱으로 軸 方向에 電界 成分을 갖게 되는 TM₀이 mode 가 생겨서 軸近處에 入射된 電子를 軸 方向으로 加速할 수 있는 電界 成分이 나타난다.

그러나 管內에서의 micro 波 電界의 位相 速度는 恒常 光速보다 크다. 한편 電子의 速度는 光速보다 크지 못하므로 電子를 電界의 波動上에 실기 爲해서는 어떠한 方法으로써 管內에서의 micro 波 傳播速度를 光速度 이하로 할 必要가

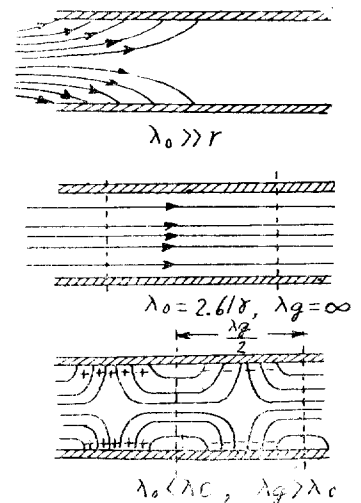


그림 3. 圓筒導波管內에서의 波長에 따르는 電界分佈

있다. 이렇게 하기 위해서는 管内에 減速用 圓板을 그림 4(a)와 같이 넣어 주면 管内 波長이 짧게 된 것과 같은 分布를 한다. 이와 같이 해서 導波管의 半徑, 圓板의 孔徑 및 두께를 變化시켜서 micro 波電界의 進行

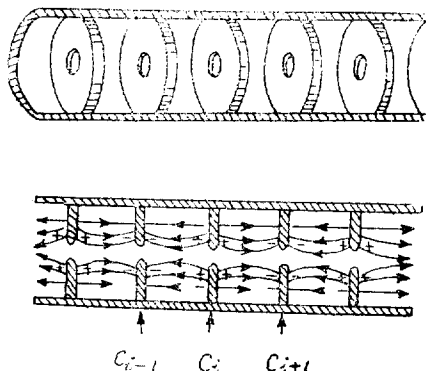


그림 4. 圓板裝荷된 圓筒導波管內 電界分布

速度를 遲延 시키므로서 電子의 速度와 같게 해주면 한번 加速 電界를 받게 되는 位置에 들어선 電子는 다른 加速器 처럼 加速 間隔을 通過할 때만 加速力을 받는 것이 아니라 電子가 進行함에 따라서 恒常 加速 되어서 能率이 좋아진다.

3. 設計方法

가. 無負荷 特性

加速管의 到達 energy는 大略 2 Mev 以上으로부터 電子의 速度가 光速에 가까와져서 그以後는 거의 光速 加速管部分에서 決定된다. 一般의으로 加速管에 供給되는 micro 波 電力을 P_0 라 하면 加速管 中心軸上에 있어서 電子의 加速에 有效한 電界 E_0 는 $\frac{2}{3}\pi$ mode에서

$$E_0 = 0.75 \times (480P)^{1/2} \cdot \frac{\lambda}{\pi a^2} \quad (1)$$

이 電界는 加速管 內를 進行하는데 따라서 加速管 壁의 ohmic loss에 依하여 指數 函數的으로 減衰하기 때문에 어떤 z 方向의 位置에서의 電界 強度는

$$E = E_0 e^{-\alpha z} \quad (2)$$

但 α : 減衰 定數

따라서 電界의 位相速度와 電子의 進行速度가 同期해서 L 만큼 進行했을 때에 얻어지는 電子 energy V 는

$$V = \int_0^L E dz = E_0 L \left(\frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha L} \right) \quad (3)$$

여기서 電界의 減衰 定數 α 는 圓筒 導波管의 Q 및 群速度 v_g 와 다음과 같은 關係에 있다. 即

$$Q = \frac{2\pi W_s}{WL} \quad (4)$$

$$L = \frac{vg}{f} \quad (5)$$

但 W_s : stored energy

WL : dissipated energy

$$\therefore \alpha = \frac{\omega}{2v_g Q} = \frac{\pi}{\left(\frac{vg}{c}\right) \cdot \lambda \cdot Q} \quad (6)$$

$$= \frac{\pi}{g(2a)^4 \cdot \lambda \cdot Q} \quad (6')$$

여기서 式 (6)'은 實驗的으로 $\frac{vg}{c}$ 는 直徑 $2a$ 의 4乘에 比例한다는 것이 알려져 있으므로 $\frac{vg}{c} = g(2a)^4$ 라 한다 한편 加速管의 單位長當의 並列 impedance r 는

$$r = -\frac{E_0^2}{\frac{dP}{dz}} = \frac{E_0^2}{2\alpha P_0} \quad (7)$$

$$= 240 \frac{\lambda^3}{\pi^3} \cdot \frac{h^2}{a^4} \cdot Q \cdot \left(\frac{vg}{c}\right)$$

$$= 3840 \frac{\lambda^3}{\pi^3} \cdot h^2 \cdot Q \cdot g \quad (7')$$

但, h 는 基本波 含有率로서 $\frac{2\pi}{3}$ mode 일 때는 $h=0.75$ 라고 한다. 式 (7)'에서 圓筒導波管의 半徑 a 가 決定되면 r 와 $vg \cdot Q$ 가 定해지고 거기서 α 가 定해진다.

지금 $Q=12,000$, $\lambda=10.5$ cm ($f=2856$ Mc)라고 하면 式 (3)은 α , 即 加速管의 孔徑 $2a$ 를 parameter로 하여서 加速管長 L 가 變化하였을 때의 到達 energy V_0 는 그림 5와 같다. 따라서 加速管의 孔徑이 작을수록 같은 길이에 對해서 到達 energy는 높아지나 2 m 도부

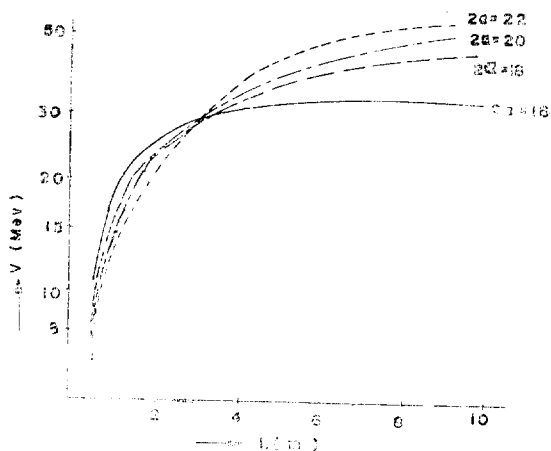


그림 5. 加速管의 길이에 따른 無負荷 energy 特性

터 3 m 以上에서는 次次 加速할 電界가 적어져서 빨리

飽和하는데 비하여 孔徑이 큰 것의 energy 增加는 그대로 繼續되다가 더 긴 길이에서 飽和한다. 그러나 어떤 경우이던 加速할 電界가 式 (3)에서 V_{max} 가 되기 위해서는

$$\alpha L = 1.26 \quad (8)$$

이 값을 넘어서는 加速 效果를 最大로 發揮할 수가 없기 때문에 孔徑 $2a$ 에서 決定되는 α 와 加速管 길이 L 의 相乘이 式 (8)을 만족하는 臨界長 보다 짧은 範圍內에서 그러한 區間을 連續적으로 連結하여 各 區間別로 多重 饋電 하여서 energy를 올리는 것이 가장 能率의 이다. 한편 勵振 micro 波 周波數가 變動하면 到達 energy의 減衰率은

$$\frac{\delta V}{V} = 1 - \frac{e^{-\alpha L} - \cos\left(2Q\alpha L \frac{\Delta f}{f}\right) + 2Q \frac{\Delta f}{f} \sin\left(2Q\alpha L \frac{\Delta f}{f}\right)}{\left\{1 + \left(2Q \frac{\Delta f}{f}\right)^2\right\} \left\{e^{\alpha L} - 1\right\}} \quad (9)$$

와 같이 變化한다.

여기서 $f=100$ Kc, 200 Kc 變動에 對해서 그것을 到達 無負荷 energy 值(V_0)와 綜合 하여서 孔徑 $2a$ 를 變化시켰을 때의 各各의 值들을 表示한 것이 表 1이다.

表 1.

$2a(m/m)$	22	20	18	16
αL	0.26	0.38	0.58	0.93
$V_0(Mev)$	10.9	12.0	13.2	14.0
$\left(\frac{\Delta V}{V}\right) (\%)$ 100Kc	1.1	2.3	4.5	9.2
$\left(\frac{\Delta V}{V}\right) (\%)$ 200Kc	3.4	7.5	16	35

但 $P_0=5$ MW, $L=120$ cm 라고 함.

여기서 到達 energy를 크게 하기 위하여 孔徑을 작게 하던 $\alpha L=1.26$ 以內에서 孔徑이 16 m/m 때 $V_0=14$ Mev 까지 되어서 가장 無負荷 energy는 높아지나, 周波數 變動에 대한 micro 波와 電子의 位相 shift 間의 量이 너무 커져서 不安定하게 된다. 따라서 100 Kc 變動에 對해서 3%, 200 Kc 變動에 對해서 10% 以內에 energy 減衰率을 抑壓하려면 $2a=20$ m/m 以上이 宜하다. 그러나 反對로 너무 孔徑이 커지면 電子流가 micro 波 電界와 作用하는 空間이 적어져서 到達 energy가 높아지지 않기 때문에 約 20 m/m 程度가 가장 適合하다.

나. 負荷特性

集群 區間에서 micro 波 電力에 依하여 集群된 電子流가 光速 區間을 通過하게 되면 micro 波 勢力은 電子

流 集群에 變換되어 加速 電界는 管의 下流 部分일 수록 弱해진다. 即 이러한 것을 負荷 特性이라고 하며 그것은 micro 波 電界와 作用하는 電子流가 많아질 수록 많은 micro 波 勢力이 여기에 變換되어서 energy level은 떨어지며 그 率은 並列 impedance, 即 加해 준 micro 波 勢力과 孔徑에 依해서 決定되는 減衰 定數에 依해서 달라진다. 그 때의 到達 energy V 는

$$V = E_0 L \left(\frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha L} \right) - irL \left(1 - \frac{1 - e^{-\alpha L}}{\alpha L} \right) \quad (10)$$

$$= V_0 \left\{ 1 + \frac{V_0 \times i}{2P_0(1 - e^{-\alpha L})^2} (1 - e^{-\alpha L} - \alpha L) \right\} \quad (10')$$

이러한 關係를 $P_0=5$ MW, $Q=12,000$, $L=120$ cm 일 때 孔徑 $2a$ 를 parameter로 하여서 電子流 變化에 對해서 그려 본 것이 그림 6이다.

여기서 孔徑 $2a$ 가 작을 때 無負荷 energy는 높아지지만 並列 impedance도 높아져서 큰 電子流를 뽑아 낼 수록 energy 減衰率은 커져서 200~300 mA 附近에

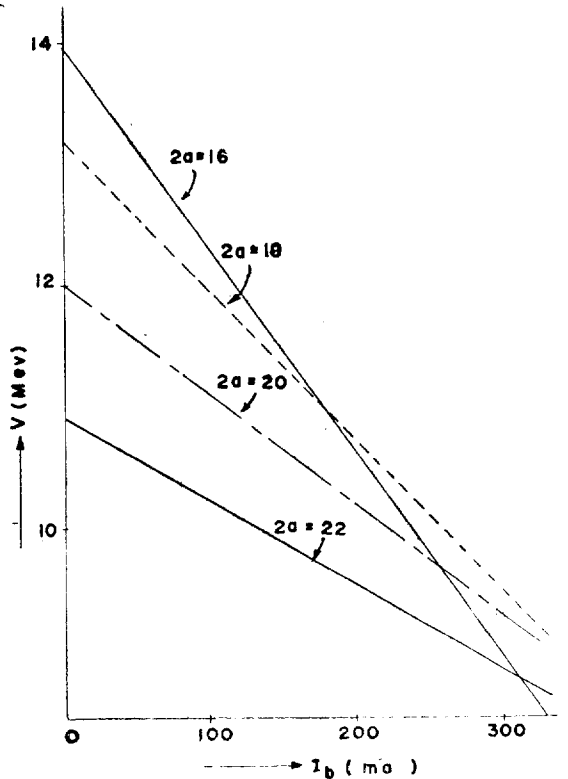


그림 6. 孔徑이 다른 加速管의 負荷特性

서 beam power는 孔徑 $2a=20$ m/m 때나 $2a=16$ m/m 때가 거의 같게 된다. 따라서 周波數 變動이나 溫度 變化에 依한 空洞의 Q 의 影響이 적은 것이면서 所望의 beam energy가 적지 않은 $2a=20$ m/m 것을 擇하는

것이 負荷特性 面에서도 좋다고 할 수 있다.

4. 加速方式의 選擇과 裝置의 構成

가. 加速方式의 選擇

(1) Micro 波管과 使用 周波數帶

加速 方式에서 첫째로 問題가 되는 것은 micro 波勵振 電源인데 初期에 있어서는 radar에서 使用되었던 magnetron이 主의 使用되었으나 이것으로서는 高 energy를 얻기 위해서 몇 段이나 多重勵振을 할 수가 없고 自動 發振 方式이기 때문에 周波數 安定도가 좋지 못하다. 여기서 最近에는 高 電力 Linac用 klystron이 開發되어서 多段勵振用으로서 30 MW 出力의 것이 나와 있으며 電子銃 部分과 空洞 回路 部分이 完全히 獨立 되어 있어서 壽命이 길고 周波數는 아주 安定된 進行波管이나 水晶 發振 回路에서 遞倍한 것을 增幅하여서 勵振함으로써 周波數 安定도가 아주 좋다. 따라서 後述하는 바와 같이 國際적으로 高 energy Linac을 構成하는 micro 波 源에서는 klystron이 使用되며 一段 또는 二段 程度로서 高 energy를 必要로 하지 않는 데서는 magnetron이 簡便하기 때문에 現在도 使用 되고 있다. 특히 우리나라 같이 軍에서 magnetron을 radar

用으로 使用하고 있는 技術을 그대로 살리려면 後者가 便宜할 것이다. 한편 使用 周波數帶에 있어서는 美國이 2856 Mc 帶, 歐羅巴 系統이 2998 Mc 帶로 모두 S band의 radar用 magnetron에서 始作 되었으나 大 電力用 klystron을 使用해서도 이 周波數帶가 가장 먼저 開發되었고 또 使用 하기에 管球나 micro 波 回路의 構造가 가장 適合 하다고 할 수 있다. 그後 X band radar에서 一部 X band가 醫療用으로 使用되고 있다. 그것은 回路의 構造나 管球에 있어서 小型化 되기 때문에 一部 將次에도 使用 될 것이나 大 電力用 micro 波 源으로서 는 形態가 작기 때문에 絶緣 問題로 出力의 制限을 받아 1 MW의 magnetron 以上은 生産되는 것이 없어서 큰 energy는 낼 수가 없다. 反對로 L band에서는 magnetron이나 klystron이 다 生産되며 出力도 더 커지나 加速管의 크기가 多段 加速에서는 너무 크므로, 따라서 材料費가 많이 들게 된다. 一段 또는 二段式에서도 形態가 너무 크기 때문에 簡便한 裝置에는 適合치 못해서 一部 使用되는 것도 있으나 大部分은 S band가 가장 많이 使用되며 우리 나라에서도 이 S band가 가장 손 쉽게 求할 수 있는 部品이 많아서 이 周波數帶를 擇하기로 했다. 이러한 것을 各 周波數帶에 關해서 比較한 것이 表 2이다.

表 2.

	L band		S band		X band
	klystron, (50 MW)	magnetron (10 MW)	klystron, (30 MW)	magnetron (5 MW)	magnetron (1 MW)
最大 導波管 傳送 電力	50 MW		20 MW		1 MW
加速管의 크기	大		中		小
工作精變	普 通		精 密		超 精 密
Beam 出力 電流(尖頭)	大(數 10 A)		中(1 A 以下)		小(100 mA 以下)
應用面	原子核 研究用		萬 能		醫 療 用

(2) 加速管內 電波姿態

加速管內에 圓板의 數를 $\lambda_g/4$ 마다 한 장씩 두면 한 空洞 區間 端面에서의 反射波 位相이 180° 달라져서 全 micro 波 勢力은 反射 方向 勢力은 없고 進行 方向으로만 傳播 된다. 따라서 이럴 때는 勵振 하는 饋電線이 길어도 定在波가 안서므로 初期에 있어서는 거의 이 型을 使用했다. 한편 이 以外로도 $\lambda_g/3$, $\lambda_g/5$ 마다 圓板을 넣는 方法도 생각 되나 $\lambda_g/5$ 때는 너무 單位長當의 表面積이 많아져서 Q가 低下되며 反對로 너무 적어도 全 電子 走行時間 中에 尖頭 電界에 있을 수 없으므로 그 區間에서 作用되는 電界의 영향이 적어져 r/θ 가 低下되어서 좋지 못하다.

여기서 가장 適合한 r가 얻어지는 것이 $\lambda_g/3.5$ 이다. 그러나 實際에 있어서는 波長의 整數倍가 便宜해서 $\lambda_g/4$ 또는 $\lambda_g/3$ 가 되는데 前者를 $\pi/2$ mode 라면 後者는 $2\pi/3$ mode 가 되어서 다 같이 進行波型에 屬한다. 이 가운데서도 2~3年 前까지의 것은 모두 $\pi/2$ mode를 擇했으나 大電流를 흘리게 되자 pulse shortening effect 라는 것이 일어나서 幅이 넓은 pulse는 못 쓰게 된다. 그것은 pulsed microwave는 基本波 뿐만 아니라 高調波로 發生되어서 高調波는 反對方向으로 進行할 수 있게 되기 때문인데 $2\pi/3$ mode에서는 高調波가 일어나기 困難해서 그러한 影響이 적다. 따라서 最近의 大電流用은 $2\pi/3$ mode의 加速管이 거의 다 使用된다. 그리고 圓板

數도 적어져서 經濟적이다. 따라서 우리의 경우에 있어서도 進行波型의 $2\pi/3$ mode를 擇했다.

나. 裝置의 構成

Micro 波 線型 加速裝置의 構成에 있어서는 micro 波 電源系에서 magnetron을 使用한 것과 klystron을 使用한 것에서 若干의 差異가 있고 low energy 用과 high energy 用に 對해서는 線型 加速器의 特徵으로서 加速區間을 延長해 나가면 되나, 前者에서는 自動 發振型이므로 2段 以上 多段은 어렵기 때문에 주로 low energy 用に 使用되나 여기에 比해서 後者에서는 2段 以上 無制限으로 段數를 올릴 수 있으므로 多段型 high energy 用に 使用 된다.

여기서 構成 系統을 보면 다음과 같다.

(1) Magnetron 型

그림 7과 같이 micro 波 電源系, 立體 回路系, 加速管系, 電子銃系, 高眞空 排氣系, 集束 코일系, 冷却系, 制御系등으로 構成되나 後述하는 klystron 型과는 前記二者 即 micro 波 發振系와 立體回路系만 다르고 나머지는 共通的이다.

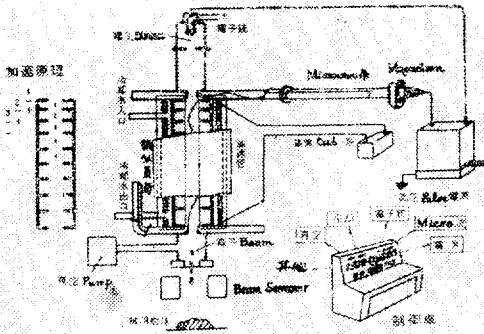


그림 7. Magnetron type Linac

특히 여기서는 magnetron 用과 加速管 電子銃用의 高壓 pulse 電源을 80 KV 程度로 共用할 수 있고 回路가 簡単하다는 長點이 있다. 反面 magnetron 이기 때문에 pulse width를 0.5 μ s 以上 延개 못하는 缺點이 있다.

(2) Klystron 型

前述한 바와 같이 micro 波源系와 立體回路系系統을 除外 하고는 magnetron 型和 大差 없으나 micro 波源에서 安定化된 主發振源이 있어서 이것이 各 出力 klystron 의 100 分之 1 以上의 驅動 增幅管(CTWT, 또는 klystron)에 供給 되거나 直接 出力 klystron을 驅動한다. 이 때는 周波數 安定度와 壽命이 긴 長點이 있는

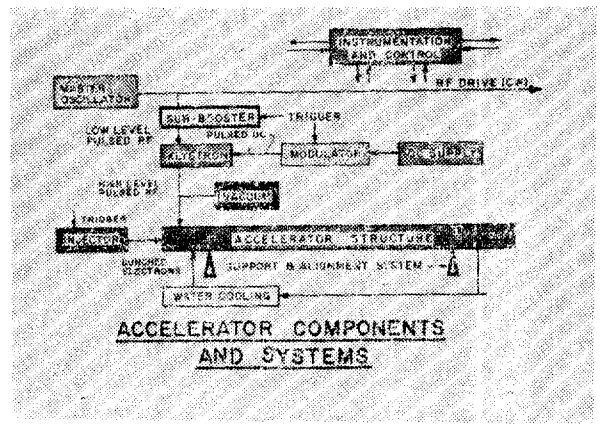


그림 8. Klystron type Linac

反面에 큰 出力을 낼 수 있는 klystron은 數 100 KV에서 數 100 A의 pulse 電源을 必要로 하기 때문에 加速管 電子銃用 電源은 80 KV로 各 別途의 pulse 電源을 必要로 하는 缺點이 있다. 그러나 多段 加速管에서는 같은 micro 波源으로서 各段에서의 加速 位相만 調整해 주면 되므로 安定하고 能率이 좋은 加速이 이루어진다. 그림 8은 klystron 型的 構成圖의 한 例이다.

(3) 加速管系

加速器의 生命이라고 할 수 있는 部分으로서 既述한 바와 같이 disk를 插入해서 圓筒導波管을 그림 9와 같이 構成한다. 이 때 加速管의 材質은 管壁에서 micro 波 損失을 적게 하기 위하여 電氣 傳導도가 높고 純度가 높은 銅(無酸素銅)이나 銀 같은 것으로 만들어진다. Micro 波와 같이 周波數가 높은 電波는 表皮效果로 表皮의 두께 δ 는 管壁 材質의 電氣傳導度 σ , 透磁率 μ 라고 하면 銅에서 $f=3000 Mc$ 일때

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \sigma \mu}} = 1.2(\mu)\text{micron}$$



그림 9. Disk load cylindrical wave guide

이 된다. 따라서 表面粗度는 0.3 μ 以內로 되어야 하며 아주 清潔히 되어 있어야 한다. 한편 加速管 속을 傳送

되는 micro 波의 位相速度는 그 幾何學的 構造에 매우 敏感하며 disk 의 間隔 및 內徑은 各 各 그림 10 과 같은 精度를 가져야 한다. 特히 disk 의 구멍 주위에는 表面 電荷가 誘導 되어서 加速管 속의 電界 分布를 決定하므로 이 部分의 寸法은 큰 役割을 한다. 放電의 原因이 될 電界集中을 避하기 위해서 그림 10 과 같이 구멍의 모를 둥글게 깎을 때는 各 圓板마다 그 型의 對稱性과 同一性에 注意 되어야 한다. 이와 같은 精密度와 清潔度를 갖기 위하여 銅 圓板을 만들어서 이것을 中間에 所定의 位置에 固定 시키기 위한 Al 의 spacer 를 넣어서 圓筒狀으로 完成해서 適當한 表面 處理를 한 後 그

外面을 電氣鍍金法으로 두껍게 銅 鍍金을 해서 된 것을 Al spacer 만 苛性소-다와 같은 alkali 로 溶解 시켜서 얻는 electro-forming method 가 가장 適合한 製作法으로서 使用되고 있다. 이와 같이 해서 얻어지는 加速管은 micro 波 電力의 損失도 적고 Q 値가 8,500 以上 있고 각 加速管空腔의 共振 周波數의 偏差도 100 KC 以下로 優秀한 것이 되고 있다.

(4) 電子銃系

電子銃은 平行熱電子流을 發生해서 加速管에 供給하는 部分으로서 大概 40~80 KV 의 pulse 電壓을 걸어서 0.4~0.5c 의 速度로 加速管에 入射된다. 이 때 平行熱電子流은 加速管 구멍의 中心을 通過 하면서 micro 波에 依해 集群된 것이다. 처음 부터 熱電子流의 平行도가 나쁘면 集群된 電子流을 出力端에서 열기전에 加速管壁에 부딪쳐서 잃어 버리고 말 것이다. 그래서 電子銃은 그 陽極 部分을 通過한 때부터 透過率이 좋게 하기 위하여 普通 Pierce gun 이 많이 使用된다. 또 大電流을 열기 위해서 spiral 型 W 陰極이 많이 使用 된다 電子流 密度가 均-하게끔 注意해야 할 것이다. 이러한 것으로 構成된 것의 具體的인 一例가 그림 11 이며 陰極端

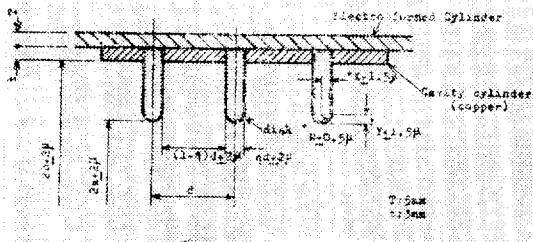


그림 10. Disk 構造의 各部 許容寸法

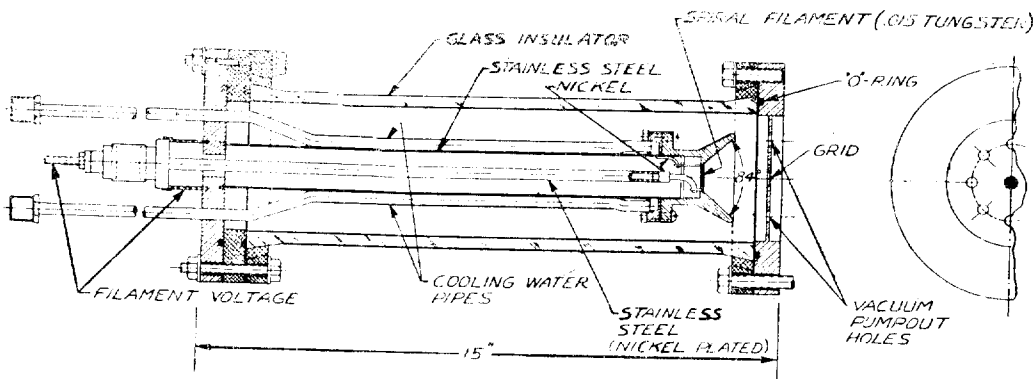


그림 11. Electron gun

子 部分은 直流的으로 絶緣 되면서 高 電力에 견딜 수 있게끔 冷却 pipe 들이 絶緣된 고무호-스스로 연결되어 있다.

한편 加速 直流 電壓도 될 수록 높은 것이 좋으나 80 KV 以上에서는 絶緣 문자에서 꽤 까다로워질에 비추어 集群部 加速管에서의 電波의 速度를 더 遅延 시키도록 해서 80 KV 에서 0.5c 를 얻어서 여기에 맞겠끔 하고 있다.

陰極으로서 W 陰極 뿐만 아니라 眞空度만 더 좋게 할 수 단 있다면 酸化物 陰極도 사용되며 放射 能率을 올

리고 壽命을 길게하기 위하여 Sr, Ba 의 matrix cathode 가 使用 되고 最近에 와서는 電極의 幾何學的 構造를 Pierce type 의 變形으로 하고 陰極 材料를 Tantalum 의 圓板狀 陰極을 使用해서 5 KV 정도로서 電子 衝擊 加熱을 한 것이 가장 放射 電子流 密度가 一樣하고 大 電流을 얻을 수 있다. 그러나 W 의 spiral filament type 은 500 時間 以上이 되면 쉽게 filament 部分만 demountable 할 수 있게 되기 때문에 實驗用으로서 가장 便宜하다. (繼續)

(1964年 8月 25日 接受)