

直线感应加速器加速腔物理设计与研究

王华岑 文 龙 章文卫 闫小玲 邓建军 丁伯南 陶祖聪

(中物院流体物理研究所, 成都 523 信箱, 610003)

摘 要 简要介绍直线感应加速器(LIA)加速腔物理设计的几个关键问题。讨论了加速电压及其平顶和腔参数的关系。对腔的耦合阻抗与束流不稳定性的关系作了概念性介绍, 分析了降低耦合阻抗的途径, 并给出两个加速腔设计原型。

关键词 直线感应加速器 加速腔 尾场与阻抗 束崩溃

ABSTRACT The key points in cell design of Linear Induction Accelerator are presented. The equations of the accelerating voltage and its flattop versus parameters of the cell are given. The measures taken to reduce the transverse coupling impedance of the cell are described. Two prototype cells are also presented as a practice of the idea on cell design.

KEY WORDS linear induction accelerator accelerating cavity wake and impedance BBU instability

1 加速电压幅度与宽度设计

直线感应加速器是强流带电粒子束的重要加速设备, 广泛应用于闪光 X 射线照相、等离子体共振加热、重粒子惯性约束聚变实验。这种加速器是积木式结构, 主机是由一个个加速腔及相应脉冲功率系统串接而成。要获得高品质加速束流, 加速腔的设计无疑是十分重要的, 但目前尚无全面的论述。本文是这方面的尝试和探索。所介绍的原型腔是准备实际使用的, 其工作电压 250kV, 电压平顶 $\geq 60\text{ns}$, 加速电子束流 $\geq 3\text{kA}$, 经过 60 个左右加速腔加速后, 束崩溃 (Beam Break - Up) 增长因子 ≤ 20 。

加速腔的基本功能是产生一定形状和幅度的加速电压, 其幅度受绝缘材料耐压性、加速间隙击穿场强制约, 其形状取决于被加速束流品质的要求和被加速粒子种类。利用磁感应原理的带铁氧体磁芯加速腔, 在驱动脉冲结束或磁芯饱和前, 加速间隙中将存在强度为 E 的电场, 带电粒子束通过加速腔时, 被该电场加速。腔的加速电压因而为

$$U_c = \int_{l'} E dl' = - \int_S (dB/dt) / dS \quad (1)$$

式中, l' 为电场积分回路长度, S 为磁芯截面积, dB/dt 为磁通密度变化率, 如果该变化在整个磁芯截面积 S 上是均匀的, 磁芯在时刻 τ 饱和, 则有 $U_c \tau = \Delta BS$, ΔB 是时间 τ 内总磁通密度变化, 约为磁芯饱和磁感应强度 B_s 的两倍, 即 $\Delta B \approx 2B_s$ 。

1995 年 12 月 31 日收到原稿, 1996 年 7 月 25 日收到修改稿。

使用的铁氧体环 $B_s=0.38\text{T}$ 。折衷考虑束管道、聚焦螺线管尺寸、磁芯外径与漏电感诸因素后, 选定其外、内径及厚度尺寸分别为 $d_0=508\text{mm}$, $d_i=237\text{mm}$, $\delta=25.4\text{mm}$, 每腔装11块, 取 $\Delta B=0.75\text{T}$, 可产电压为 250kV , 脉宽为 $\tau=S\cdot\Delta B/U_c=114.0\text{ns}$ 。若采用轴向驱动结构时, 加速腔所形成的载磁芯同轴线电长度为

$$T=l(\mu_r\epsilon_r\mu_0\epsilon_0)^{1/2}=60l/c=55.9\text{ns} \quad (2)$$

式中, l 为磁芯长度, c 为真空中光速, μ_r 、 ϵ_r 分别为磁芯材料相对磁导率和介电常数, 分别为 450 及 8。 μ_0 、 ϵ_0 是相应的真空值。

图 1 是原型腔示意图。图 1(a) 中, 磁芯置于油中, 油与真空界面是聚苯乙烯绝缘环, 与加速间隙电位线约成 42° 倾角。电子与环不发生直接相互作用, 以避免绝缘材料因充电或紫外光照射引起高压击穿。也可不用绝缘环, 磁芯置于真空中, 形成图 1(b) 的加速间隙, 并构成另一种腔。两者的加速间隙均为 19.5mm 。

用 ELECAF2D 及自编程序, 算得两种加速间隙不锈钢电极表面最大场强分别为 18.9 和 18.5MV/m , 绝缘环中最大场强 7.0MV/m 。工作于 0.1mPa 以上真空条件下, 预计不会有电击穿问题。

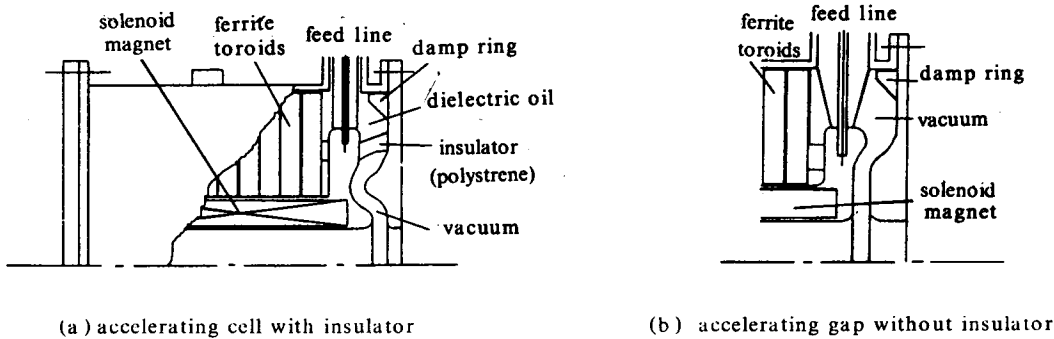


Fig.1 Schematic of the prototype cells

图 1 原型腔示意图

2 改善加速电压平顶的途径

加速电压平顶的波动, 会导致束流能散增大。太大的能散会使束流失去应用价值。所以限定加速电压平顶变化 $\leq \pm 1\%$ 。直线感应加速器加速腔及其驱动回路可等效如图 2。图中, V_0 、 Z_0 是 Blumlein 充电电压和特性阻抗, I_b 是被加速束流, Z_f 是磁芯阻抗, C_{gap} 为加速间隙和腔体分布电容, 它只在加速电压上升、下降沿起作用, 讨论电压平顶时可忽略其影响。 Z_c 是外接补偿回路阻抗, 它既要在有束流和磁芯偏压不断变化情况下, 为驱动回路提供一个匹配阻抗, 又要保证 Blumlein 充电过程中磁芯能获得适当复位电流。同时, 由于它的补偿作用, 加速电压平顶也会有较大改善。这些参数中, Z_f 对平顶影响最大。由图 2 可得加速腔电压

$$U_c = (2V_0/Z_0 - I_b)(Z_f \parallel Z_c \parallel Z_0) \quad (3)$$

由此可知, 存在补偿阻抗 Z_c 时, Z_f 变化引起加速电压 U_c 的相对变化为

$$\delta U_c/U_c = [(Z_f \parallel Z_c \parallel Z_0)/Z_f] [\delta Z_f/Z_f] \quad (4)$$

若无补偿 ($Z_c \rightarrow \infty$), 相应变化为

$$[\delta U_c / U_c]_{Z_c \rightarrow \infty} = [(Z_f || Z_0) / Z_f] [\delta Z_f / Z_f]$$

显然, 补偿使 U_c 的相对变化减小了, 并且 Z_c 越小效果越明显。不过 Z_c 太小, 会使大量驱动功率消耗在腔内, 导致腔体发热, 还可能使磁芯复位电流过小, 引起加速电压波形严重畸变。

束流 I_b 若有一变化 ΔI_b , 引起加速电压相对变化在有、无 Z_c 时均为 $\Delta U_c / U_c = -\Delta I_b / (2V_0 / Z_0 - I_b)$, 说明束流变化引起加速电压的变化, 不能靠补偿来改善, 加速过程中保持 I_b 的稳定, 是十分重要的。

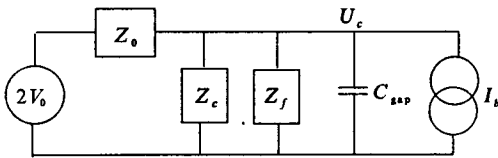


Fig.2 Equivalent circuit of the LIA cells

图 2 加速腔等效电路

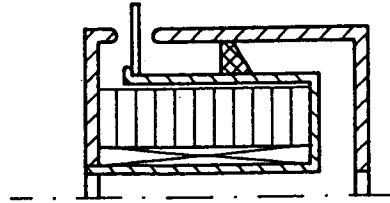


Fig.3 Schematic of the radial drive cell

图 3 径向驱动加速腔示意图

补偿电路的结构形式, 可为电阻 - 电容或电阻 - 电感 - 电容网络^[1], 也可为纯电阻。轴向驱动腔则采用腔外的电阻补偿箱。

载有磁芯的加速腔, 有径向和轴向两种驱动方式。在径向驱动情况下 (图 3), 磁芯部分等效为集总电感

$$L = [\mu_r \mu_0 l / 2\pi] \ln (R_0 / R_i) \tag{5}$$

式中, l, R_0, R_i 分别为磁芯长度和内、外半径, μ_r, μ_0 同 (2) 式。因而, $L = 17\mu\text{H}$ 。此时 (3) 式中的 Z_f , 就是该电感在腔中所呈现的感抗。由图 2, 加速电压将随时间 t 指数下降, 即

$$U_c(t) = [2V_0 R / (R + Z_0)] e^{-t/\tau'} \tag{6}$$

式中, $\tau' = L / Z_{eff}, Z_{eff} = Z_0 || Z_c || R_b, R = Z_c || R_b, R_b$ 是加速电压和束流保持恒定时, 束负载等效电阻。 Z_0, Z_c 定义如图 2。加速电压的这种变化, 理论上可以用一个阻抗随时间指数上升的回路予以补偿, 但当 Z_0 较大时, 这种补偿实现起来十分困难。

轴向驱动时 (图 1), 磁芯激励电流沿其中心导体引入, 整个腔体可以视为磁性同轴线, 在磁芯饱和前, 呈现纯电阻的特性阻抗

$$\begin{aligned} Z_f \equiv R_f &= \{ [(\mu_r \mu_0 / 2\pi) \ln (R_0 / R_i)] / [2\pi \epsilon_r \epsilon_0 / \ln (R_0 / R_i)] \}^{1/2} \\ &= 60 (\mu_r / \epsilon_r)^{1/2} \ln (R_0 / R_i) \end{aligned} \tag{7}$$

式中各量同前。代入数字, 可得 $R_f = 343\Omega$ 。由 (4) 式可知, 此时 $\delta U_c = 0$ 。说明在一定的磁芯磁通量的变化范围内, 轴向驱动有利于获得较好的加速电压平顶。

加速腔工作时, 阻抗应和脉冲功率系统的输出阻抗匹配, 以避免无束流时的高电压反射系数, 获得良好加速电压波形, 降低系统绝缘要求。由图 2, 阻抗匹配时, $Z_0 = Z_f || Z_c || R_b = R_f || Z_c || R_b$ 。容易解得

$$Z_c = [1/Z_0 - 1/R_b - 1/R_f]^{-1} \quad (8)$$

由 $Z_0 = 21.5\Omega$, $R_b = 250\text{kV}/3\text{kA} = 83.3\Omega$. 得 $Z_c = 31.7\Omega$, 无束流时, 电压反射系数 $\rho_r = (R_f || Z_c - Z_0) / (R_f || Z_c + Z_0) = 0.15$.

磁芯每次驱动之后, 必须把磁化状态恢复到 $|B_s|$ 状态, 方可进行下一次驱动, 产生另一个加速电压脉冲, 实现 $\Delta B \approx 2B_s$ 磁通密度变化. 因而复位电流 I_r 应足够大, 保证最外层磁芯充分复位, 即 $I_r \geq 2\pi R_0 H_s$. H_s 是磁芯饱和驱动磁场强度 (800A/m), 故 $I_r \geq 1.27\text{kA}$. 这个电流可以由独立电路提供, 更多的则是利用 Blumlein 充电电流自动提供 (图 4). 充电过程中, Blumlein 线中筒电位变化为

$$U_B(t) = U_g C_g / (C_g + C) [1 - e^{-\beta t} (\cos \omega t - \beta \sin \omega t / \omega)] \approx U_{g0} (1 - \cos \omega t) \quad (9)$$

式中, $U_{g0} = U_g C_g / (C_g + C)$, $C = C_{B1} + C_{B2}$, U_g 为 Marx 输出电压, C_{B1} , C_{B2} 分别是 Blumlein 外、内水线电容; $\beta = R_g / 2L_g$, R_g , L_g 分别为充电电阻和电感, C_g 为 Marx 发生器冲击电容; $\omega = [(C + C_g) / C_g L_g C]^{1/2}$. 通常 $L_g \geq 50\mu\text{H}$, $R_g \approx 1\Omega$, t 为数微秒, 因而 $e^{-\beta t} \approx 1$.

由上面的讨论可知, $R_f \gg Z_c$, 复位电流可近似认为全部流经 Z_c . 于是

$$I_r \approx C_{B2} dU_B / dt = C_{B2} U_{g0} \omega \sin \omega t$$

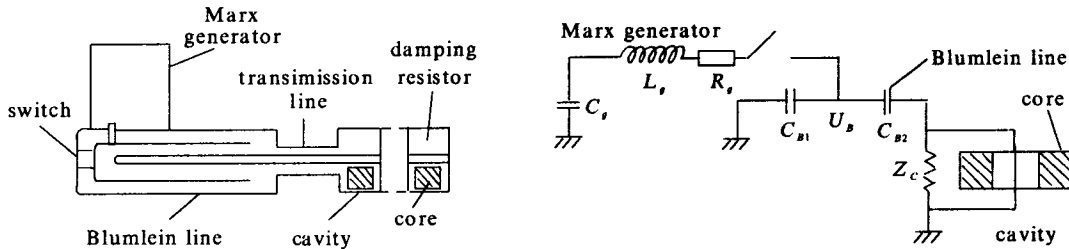


Fig. 4 Core auto-reset in the cells driven by Blumlein line

图 4 磁芯自动复位示意图

复位电压因而是

$$U_r(t) = I_r Z_c = Z_c C_{B2} U_{g0} \omega \sin \omega t \quad (10)$$

在 $t = \pi/\omega$ 时主开关动作, 可得复位磁通数为 $\int_0^{\pi/\omega} U_r(t) dt = -2C_{B2} U_{g0} Z_c$. 它应不小于使磁芯复位到 B_s 的磁通量数值, 即 $2C_{B2} U_{g0} Z_c \geq (B_s + B_r) S$, 于是

$$Z_c \geq (B_s + B_r) S / (2C_{B2} U_{g0}) \quad (11)$$

式中, B_s , B_r 为磁芯饱和磁感应强度和剩磁.

当然, 复位电流可以进行更精确的计算. 由图 4 及式 (9) 可得

$$d^2 I_r / dt^2 + (1/Z_c C_{B2}) dI_r / dt + I_r / C_{B2} L = U_{g0} \omega \sin \omega t \quad (12)$$

把解得的数字结果制成图表, 随时选用.

3 降低加速腔横向耦合阻抗

相对论带电粒子束在加速过程中与周围环境 (束管道、加速间隙、波纹管、偏转磁

铁等)相互作用而辐射电磁波,这种波总是尾随于被加速的相对论粒子之后,被称作尾场^[2]。束流中前面粒子产生的场,作用到后续粒子上,会造成束流运动的不稳定。定量描述尾场的量是尾场函数或耦合阻抗,它们所指的是同一个量在时域或频域的表达形式。耦合阻抗是加速结构的特性,和束流性质无关,是衡量加速腔性能的重要指标之一。知道了加速腔的耦合阻抗,便可由束流初始特性和外加输运磁场,导出加速过程中束流不稳定性发展情况。但即使最简单几何形状的加速腔,耦合阻抗的计算也十分繁冗^[3]。只能依靠 Urmel、Mafia 等计算机程序。

直线感应加速器和其他直线加速器一样,最主要的不稳定性是束崩溃(BBU)现象。其本质是偏离加速器几何轴线的束流,在加速结构中激起 $TM_{1,0}$ 模式的电磁场对后续束流施加一个横向力,使其横向运动不断发展,直至碰上束管壁而损失掉。衡量这种不稳定性发展快慢的量是加速腔的横向耦合阻抗。 $TM_{0,0}$ 模式的场,使束流头部能散增大,其影响程度由腔的纵向耦合阻抗来衡量。

直线感应加速器中,加速腔数 $N \geq 60$ 时,束流出口处横向振幅最大值

$$\xi = \xi_0 \exp(NZ_{\perp} \omega \rho I_b / I_a) \approx \xi_0 \exp[(1.16 \times 10^{-13} N I_b \omega Z_{\perp}) / B_s] \quad (13)$$

式中, ξ_0 为束流初始横向振幅, $\rho = pc / B_s e$ 是束流中粒子在磁场 B_s 中的回旋半径, $B_s = 0.13T$, c 是光速, p, e 为粒子的总动量和电荷; ω 是加速腔 $TM_{1,0}$ 模谐振频率,图 1 的腔 $\omega = 5 \times 10^9/s$, $I_a = 17\gamma\beta$ 是 Alfvén 电流, kA; Z_{\perp} 是腔的横向耦合阻抗,腔结构确定后,只是频率的函数。加速器总体目标要求 $\xi / \xi_0 \leq 20$, 由式 (13) 得 $Z_{\perp} \leq 37.3\Omega$ 。许多文献中,把横向阻抗定义为 $\omega Z_{\perp} / c$, 该值相应变为 $622\Omega/m$ 。

式 (13) 意味着,增加 B_s 可降低横向耦合阻抗的影响。但束传输中另一个称做束心旋进(corkscrew)运动的效应,则阻止使用太强的 B_s 。原型腔 $TM_{0,0}$ 模谐振频率 $\omega_1 = 3.6 \times 10^9/s$, Urmel 程序预期纵向耦合阻抗 $Z_l = 12\Omega$, 假定束流随时间变化为 $I = I_{b0}(1 - e^{-\mu t})$, 腔内将产生减速电压

$$V(t) \approx -(\mu I_{b0} Z_l / \omega_1)(e^{-\mu t} - \cos \omega_1 t) \quad (14)$$

束流上升时间 20ns, $\mu = 1.1 \times 10^8/s$, 束流幅值 $I_{b0} = 3kA$, 则 (14) 式第一括号内之值是 1.1kV, 第二个括号内的值在 $\omega_1 t = \pi$ 时达最大, 为 1.76, 故 $V(\pi/\omega_1) = -1.94kV$ 。该电压约 9ns 后降至 $1/e$ 。相比 250kV 加速电压, $V(\pi/\omega_1)$ 影响很小, 只增加束头部粒子能散 0.7%。下文只讨论降低横向耦合阻抗的途径。

降低束崩溃不稳定性的根本措施是减小束流偏心。如能做到加速器束轴、磁轴、几何轴“三轴合一”, 束崩溃也就不会发生。这要从加速腔机械设计、聚焦螺线管设计、加速器整体布局上加以考虑。

此外,束管道要光滑平整,材料电导率 σ 要大,管道内半径 b 要尽可能大。因为管道的横向阻抗^[9] $Z_{\perp p} \propto \sigma^{-1/2} b^{-3}$, 且任何管内壁不连续,都会使其增加。

在加速腔与束管道间插入同轴传输线,可以衰减掉最强的束崩溃模。通常的 LIA 腔(图 5a)是 pill-box 腔,宽度为 g 的加速间隙形成半径为 R_0 的圆柱谐振腔,两边带有半径 r_i 的束管道。若把它变形成图 5(b)所示的形状,谐振腔中的电磁波,需经过外径 r_0 、内径 r_i 、长 l 的同轴线才能到达加速间隙 d' , 合理选择 r_0 、 r_i 、 l 的值,可降低腔的

横向耦合阻抗。 R_0 相同时, 两腔谐振频率相同, 这时, TM 模: $f_{mn0}^m = \mu_{mn}c/2\pi R_0$; TE 模: $f_{mn0}^e = \nu_{mn}c/2\pi R_0$ 。 μ_{mn} 是 m 阶 Bessel 函数的第 n 个根, ν_{mn} 是该函数导数的第 n 个根。下标 m, n 是模指数, c 是光速。而当同轴线截止频率在 $r_0 \approx r_i$, $r_0 - r_i \ll r_i$ 时^[6], 对于 TM 模: $f_{MC} \approx cn/[\pi(r_0 - r_i)]$; TE 模: $f_{EC} \approx cn/[\pi(r_0 + r_i)]$ 。原型腔中, $R_0 = 20\text{cm}$, $r_0 = 10\text{cm}$, $r_i = 8\text{cm}$, 因而, 当 $n = 1$, $f_{EC} = 1.2\text{GHz}$, $f_{110}^m = 0.92\text{GHz}$ 。就是说束崩溃模 TM₁₁₀ 将在同轴线截止频率之下, 经长度 l 的衰减方可与束流发生作用, 大大降低腔的横向阻抗。

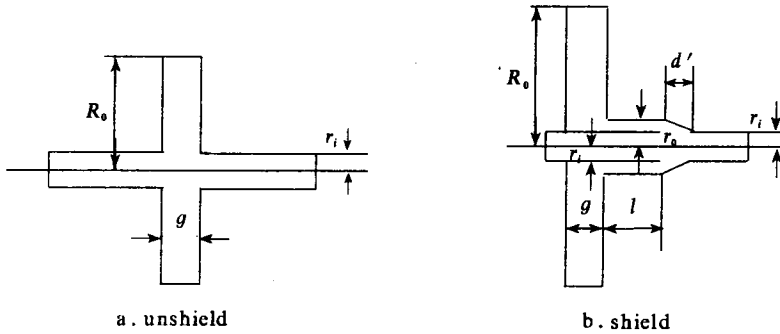


Fig. 5 Schematic of the unshield and shield cavities

图 5 非屏蔽和屏蔽腔示意图

铁氧体磁芯可强烈吸引电磁波, 原型腔中, 有意把磁芯暴露于腔中, 并在腔内放置了铁氧体半环。同时, 在腔周围开了 8 个测量和驱动孔, 让腔中存贮的电磁能可沿孔向外辐射, 以降低横向阻抗。

带轴向绝缘环的原型腔, 选用与变压器油介电常数 ($\epsilon_r = 2.3$) 相近的聚苯乙烯 ($\epsilon_{rp} = 2.3 \sim 2.5$) 制做绝缘环, 来自真空管道方向向外传播的电磁波, 大体以 $\arctg(\epsilon_{rp}/\epsilon_r)^{1/2} \approx 57^\circ$ 角入射到绝缘环上, 大部分进入油区, 被那里的铁氧体吸收掉。

加速间隙 g 越宽, 束管道半径 b 越小, 横向耦合阻抗越大, 即 $Z_{\perp} \propto g/b$ 。原型腔中 $g = 19.5\text{mm}$, $b = 74\text{mm}$, 比以前的加速腔 ($g = 45\text{mm}$, $b = 73\text{mm}$) 有所改进。此外, 加速腔对称驱动、绝缘环尽量靠近束轴都对降低腔的耦合阻抗有好处。若在绝缘环内表面镀一层导电物质 (以不降低耐压性能为度), 也将大幅度降低 Z_{\perp} 。采取以上措施后, 由 Urmel 程序预期, 有绝缘环的腔, $Z_{\perp} = 600\Omega/\text{m}$, 无绝缘环的腔, $Z_{\perp} = 560\Omega/\text{m}$ 。 Z_{\perp} 实验测量正在进行。

总之, 两种原型腔均可满足设计要求。无绝缘环的腔, 耦合阻抗更低些, 但散热性能差, 工作频率不如带环的腔高, 抽真空也较困难。

致谢 李献文、祝文军副研究员计算了加速腔静电场分布, 清华大学袁建生副教授提供了 ELECAF2D 软件, 多次与张恩官、刘承俊研究员, 戴光森、曹国高副研究员进行过讨论, 刘锡三、程念安研究员提出许多宝贵意见, 一并表示衷心感谢。

参考文献

- 1 Humphries S Jr. Principles of Charged Particle Acceleration. New York: John Wiley & sons, 1986
- 2 Chao A W. Coherent Instabilities of a Relativistic Bunched Beam. SLAC-PUB-2946, 1987
- 3 Heifets S A, et al. *Rev Mod Phys*, 1991, **63** (3): 631
- 4 Neil V K, et al. Further Theoretical Studies of the Beam Breakup Instability. *Part Accel*, 1979, **9**: 213
- 5 Caporaso J G, et al. Transverse Resistive wall Instability of a Relativistic Electron Beam. *Part Accel*, 1980, **11**: 71
- 6 Miller R B, et al. *J Appl phys*, 1988, **63** (4): 977

PHYSICAL DESIGN STUDY ON LINEAR INDUCTION ACCELERATOR CELL

Wang Huacen, Wen Long, Zhang Wenwei, Yan Xiaolin, Deng Jianjun, Ding Bainan, Tao Zhucong
(*Institute of Fluid Physics, CAEP, P.O. Box 523, Chengdu, 610003*)

The key points in cell design of Linear Induction Accelerator are presented in this paper. The high voltage design principles and the results of computer simulations are given after an introduction to the design goal. The measures taken to improve the flattop of the cell voltage are detailed based on the equivalent circuit of the cell. Some expressions governing the core reset current, the compensation of the cell voltage, and the impedance match between the cell and its drive system are also introduced. The design considerations of lowering the cell transverse coupling impedance are conducted following a conceptual explanation of the wake field function, coupling impedance, and the Beam Break-Up (BBU) instabilities in the induction linac. The measures taken to reduce the transverse coupling impedance are described. The assumption to plate conductive layer on the insulator may be a potential solution to this problem. Two prototype models are presented as a practice of the design idea introduced here. Finally, a brief comparison of the two cells is made.