

35 GHz 三次谐波低电压回旋管理论研究

黄 勇,李宏福,杨仕文,杜品忠,谢仲怜,周晓岚,张宏斌,王华军

(电子科技大学高能电子学研究所,成都 610054)

摘 要: 用动力学理论分析了三次谐波复合腔回旋管中的注-波相互作用,选取了工作点;建立了突变复合腔回旋管的自洽非线性理论模型,该模型既考虑了电子和高频场的自洽相互作用又考虑了复合腔过渡部分模式的耦合,基于该理论模型,对一只三次谐波 35 GHz 突变结构复合腔回旋管中电子注与 H_{61} - H_{62} 高频场相互作用进行了数值模拟,当电流 20A,磁场为 0.442T 时,相互作用效率为 24%,输出功率为 210kW。

关键词: 回旋管;复合腔;高次回旋谐波;模式耦合;非线性相互作用

中图分类号: TN129 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2000) 03-0073-04

Study of a 35 GHz Third-Harmonic Low-Voltage Complex Cavity Gyrotron

HUANG Yong, LI Hong-fu, YANG Shi-wen, DU Pin-hong

XIE Zhong-ling, ZHOU Xiao-lan, ZHANG Hong-bin, WANG Hua-jun

(Research Institute of High Energy Electronics, University of Electronics Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: In this paper, kinetic theory of ECRM is used to analyze third harmonic complex cavity gyrotron. A self-consistent nonlinear theoretical model for a complex cavity gyrotron with abrupt transitions is presented. The model accounts for mode coupling in the transition region of the complex cavity. The interaction between the electron beam and H_{61} - H_{62} RF field in the complex cavity with abrupt transition for a third harmonic gyrotron is simulated. A 35 GHz third harmonic complex cavity gyrotron is predicted to yield a efficiency of 24% and an output power of 210kW with a 45kV 30A $v_{\perp} / v_{\parallel} = 2.0$ beam.

Key words: gyrotron; complex cavity; high cyclotron harmonic; mode coupling; nonlinear interaction

1 引言

回旋管是一种发展迅速的优秀的高平均功率高效率毫米波源,技术发展和实际需求推动了回旋管理论和技术的发展,回旋管在等离子体回旋谐振加热(ECRH)、高能物理、毫米波通信、高分辨率雷达、毫米波炉中致密陶瓷材料的烧结等领域的应用是它发展的推动力,工作应满足回旋谐振条件^[1]

$$= s_c + k v \quad (1)$$

普通回旋管由于工作在基波, $s = 1$, 因此需要很强的工作磁场,这就使电磁铁系统过于庞大、造价昂贵,如 35 GHz 回旋管约需要 1.3 T 磁场,这无论是使用普通的还是超导的电磁铁系统都不利于许多领域的实际应用。因此,降低回旋管工作磁场是目前国际上回旋管研究的重点之一。理论上,让回旋管工作在高次回旋谐波可有效地降低工作磁场,当回旋管工作在 s 次回旋谐波时,需要的磁场为工作在基波时的 $1/s$ 。然而,普通回旋管工作在高次回旋谐波时,获得高效率 and 抑制模式竞争是很困难的。为了有效地工作在要求的回旋谐波,高次谐波回

旋管主要采用两种方案:开槽波导腔结构大回旋电子注方案;光滑波导腔结构小回旋电子注方案。目前我国电子科技大学的三次谐波回旋管采用渐变复合腔在 35 GHz 已获得了 52kW 的功率,效率为 12%^[2],比国际上三次谐波回旋管的最高效率(10%)还高,为了进一步提高效率和功率,作者详细分析了三次谐波渐变结构复合腔小回旋电子注回旋管^[3,4]。突变复合腔与渐变复合腔相比,一方面去掉过渡段可以使腔体缩短,使腔体结构更紧凑,便于回旋管的永磁包装;另一方面,恰当设计突变复合腔尺寸可以使突变复合腔回旋管比渐变复合腔回旋管具有更低的起振电流、更高的相互作用效率、更高的模式转换效率^[5]。本文研究了一只三次谐波突变复合腔回旋管,突变复合腔的结构如图 1 所示,其中 $\alpha_2 = 90^\circ$ 。

首先用动力学理论分析了三次谐波突变复合腔回旋管的特性,然后建立了突变结构复合腔回旋管的自洽非线性理论,并对三次谐波注-波相互作用进行了自洽非线性数值模拟,分析了多种因素对注-波相互作用的影响,非线性计算的结果证实和补充了动力学理论得出的结论,为制管提供了理论依据。

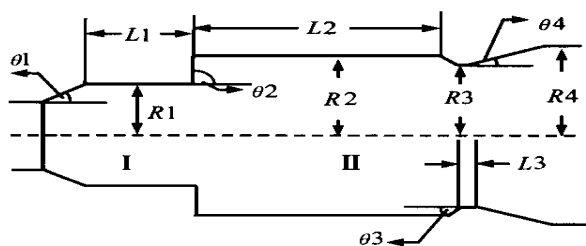


图1 突变复合腔结构示意图

2 三次谐波复合腔回旋管动力学理论分析

用贝塞尔函数的加法定理将电子的运动方程由波导轴坐标系变换到引导中心坐标系,可得到代表 TE_{mn} 模式的 s 次谐波作用强度的耦合系数^[6]

$$H_{ms} = J_m^2 - s (k_{mn} R_0) J_s^2 (k_{mn} R_c) \quad (2)$$

上式右边第一项决定电子注引导中心半径对相互作用强度的影响,第二项给出了作用强度和电子横向速度的关系.三次谐波耦合系数随电压 U_0 变化的关系如图2所示,其中式(2)右边第二项被乘以 $v^2 = (v/c)^2$,从图中可以看出作用强度随电压的增大而增强,然而,对于不得不考虑重量和体积的实际应用,减小工作电压也是人们所希望的,幸运的是,当 $v = v/c$

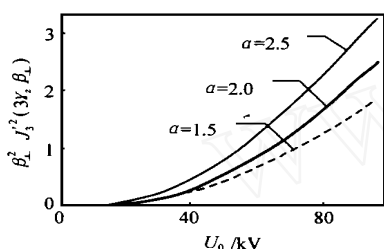


图2 取不同时,注波耦合强度和工作电压的关系

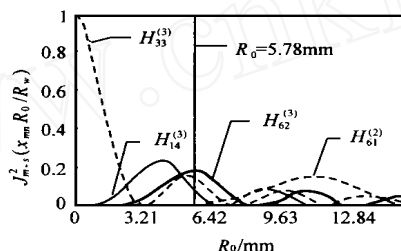


图3 不同模式与电子注的耦合强度随电子注引导中心半径变化的关系,模式上标表示谐波次数

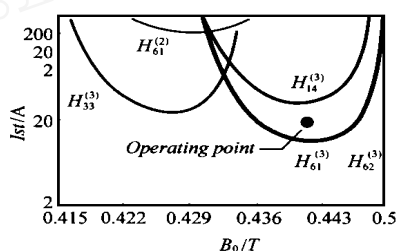


图4 不同模式起振电流随磁场变化的关系,实心圆点处为工作点

3 突变复合腔回旋管自治理论模型

突变复合腔回旋管的自治非线性理论模型既考虑了电子注与高频场的自治相互作用又考虑了在波导突变处的模式变换作用,模式变换是通过场匹配实现的.为了得到设计所需要的计算模型,引入以下两点近似:(1)假定电子注在一个腔中只和一个 TE_{mn} 模式作用,因为其它模式的场相对很小,在两个腔中的场只有径向指标不同.(2)假定在波导突变处产生的非谐振模式无反射地传播出谐振腔,这和这些模式远离截止很少受腔半径变化影响的事实是相符的.

3.1 自治场理论

描述注-波相互作用的自治非线性方程组可由处理渐变复合腔回旋管的方程组去掉模式耦合项而得到^[4],在复合腔波导突变处两边,电子注只分别和一个 TE_{mn} 模式相互作用,该模式的场可表为

$$E = f_{mn}(z) e_{mn}(r) e^{j t} \quad (3)$$

e_{mn} 是波导的矢量波函数,满足无源波方程

$$\nabla_{mn}^2 e_{mn}(r) = -\frac{\mu_{mn}}{a} J_m \left(\frac{\mu_{mn}}{a} r \right) \left[\frac{m}{r} + (j \frac{m}{r}) J_m \left(\frac{\mu_{mn}}{a} r \right) \right] e^{-j m} \quad (4)$$

$v = 2.0$, $U_0 = 45\text{kV}$ 时作用强度已相当强.谐波耦合系数随电子注引导中心半径变化的关系如图3所示,第二腔中的工作模式和可能的竞争模式的耦合系数都已给出,当电子注引导中心半径 $R_0 = (x_{31}/x_{61}) R_1 = 5.78\text{mm}$ 时,电子注和第一腔中的工作模式 $H_{61}^{(3)}$ 有最强的耦合,且电子注和第二腔中的工作模式 $H_{62}^{(3)}$ 的耦合也接近最强,强于电子注与其它寄生模式的耦合.由动力学理论计算出的工作模式对 $H_{61}^{(3)} - H_{62}^{(3)}$ 、三次谐波寄生模式 $H_{33}^{(3)}$ 、 $H_{14}^{(3)}$ 、二次谐波竞争模 $H_{61}^{(2)}$ 起振电流随工作磁场变化的关系如图4所示,如果工作点放在电流为 20A ,磁场为 0.442T 处,由于 $H_{33}^{(3)}$ 和 $H_{61}^{(3)} - H_{62}^{(3)}$ 的工作磁场相差较远, $H_{14}^{(3)}$ 的起振电流大于工作电流, $H_{61}^{(2)}$ 由于 Q 值较小,起振电流很大,它们都不可能对工作模式对构成威胁.

在本方案中仅存在一个模式对 $H_{61}^{(3)} - H_{62}^{(3)}$,其它模式对不存在,引导中心半径取为 5.78mm 使电子注和工作模式对 $H_{61}^{(3)} - H_{62}^{(3)}$ 耦合比寄生模式都强,包括工作在基波和二次回旋谐波的竞争模式只能分别存在于腔 I 和腔 II 中,由动力学分析计算发现竞争模式的起振电流远大于工作模式对 $H_{61}^{(3)} - H_{62}^{(3)}$ 的起振电流,甚至大于管子的工作电流,所以可得到稳定的三次谐波输出.

归一化常数由下式给出

$$c_n = (-1)^{n+1} \sqrt{[(\mu_{mn}^2 - m^2)] J_m(\mu_{mn})}^{-1} \quad (5)$$

μ_{mn} 是 $J_m = 0$ 的第 n 个根, a 是波导半径,除了在波导突变处之外, a 是随 z 缓慢变化的,谐振腔中场的轴向分布函数是一个复函数

$$f_{mn}(z) = |f_{mn}(z)| e^{j \phi(z)} \quad (6)$$

不考虑电子和低频磁场的作用,用于计算的归一化自治非线性方程组最后为

$$\frac{d}{dz} = - \frac{1}{\omega} [\bar{E} \sin(\phi -) + \bar{E}_c \cos(\phi -)] \quad (7a)$$

$$\frac{d}{dz} = - \frac{1}{\omega} [\bar{E} \sin(\phi -) + \bar{E}_c \cos(\phi -)] \quad (7b)$$

$$\frac{d\phi}{dz} = \frac{1}{d} \bar{B}_0 - \frac{1}{\omega} [\bar{E} \cos(\phi -) - \bar{E}_c \sin(\phi -)] \quad (7c)$$

$$\frac{d\bar{E}}{dz} = - \bar{E} \cos(\phi -) \quad (7d)$$

$$d / dz = (\bar{r} / \bar{r}) \sin(\phi -) \quad (7e)$$

$$d\bar{r} / dz = \bar{r} \quad (7f)$$

$$l \frac{\partial^2}{\partial z^2} + (\bar{k}^2 - \bar{k}_{cmm}^2) \bar{f}_{mn}(\bar{z}) = - \frac{j \bar{I}_0}{N_1 N_2} \prod_{i=1}^{N_1} \prod_{l=1}^{N_2} \prod_{s=0}^{M-1} \frac{e^{-j \bar{\tau}_{ils}}}{e^{-j \bar{\tau}_{ils} - \bar{\tau}_{0ils}}} \quad (7g)$$

边界条件在腔的入口 ($\bar{Z} = \bar{Z}_0$) 为

$$\bar{d}\bar{f}_{mn}(\bar{z}) / \bar{d}\bar{z} - jk_{zm}\bar{f}_{mn}(\bar{z}) = 0 \quad (8)$$

边界条件在腔的出口 ($\bar{Z} = \bar{Z}_L$) 为

$$\bar{d}\bar{f}_{mn}(\bar{z}) / \bar{d}\bar{z} + jk_{zm}\bar{f}_{mn}(\bar{z}) = 0 \quad (9)$$

所有参量按下式归一化

$$\begin{aligned} \bar{R} &= R / a, \bar{t} = t, \bar{v} = v / c, \bar{z} = z / a, \bar{a} = a / c, \bar{E} = (a / c^2) E \\ \bar{B} &= (a / c) B, \bar{k} = ka, \bar{I}_0 = (\mu_0 / c) I_0, \bar{f}_{mn}(\bar{z}) = (2 / c^2) f_{mn}(z) \end{aligned} \quad (10)$$

是高频场的角频率, \bar{m} 是电子的荷质比, c 是光速. 式 (7) 加上边界条件 (8) (9) 构成自治非线性方程组.

3.2 波导突变处场匹配方法

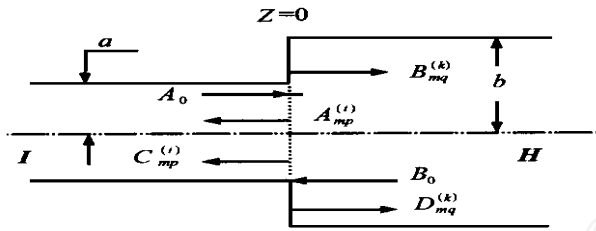


图 5 波导突变结构场匹配示意图

采用一个面向计算的场匹配方法来处理突变结构处的场匹配问题^[7]. 突变结构复合腔突变结构如图 5 所示, 它实际上是一段具有轴对称性、半径具有大的阶梯变化的圆波导. 为简化分析, 设两边波导半径分别为 a, b , 并向左、右无限延伸. 设自左边有一列 TE_{mn} 波向右入射, 其幅值为 A_0 , 则由于波导的轴对称性, 在突变两边必然仅产生一系列角向指标也为 m 的 TE_{mp}, TM_{mp} 高次模式向 $-z$ 与 $+z$ 方向传输, 且总的横向电磁场可表示为

$$E_r^-(r, z) = A_0 e_{mn}^{(2)}(r, z) e^{-j m n z} + \sum_{i=1}^2 \sum_{p=1}^{\infty} (A_{mp}^{(i)} + C_{mp}^{(i)}) e_{mp}^{(i)} e^{j m n z}, \quad (z \leq 0) \quad (11)$$

$$E_r^+(r, z) = B_0 e_{mn}^{(2)}(r, z) e^{j m n z} + \sum_{k=1}^2 \sum_{q=1}^{\infty} (B_{mq}^{(k)} + D_{mq}^{(k)}) e_{mq}^{(k)} e^{-j m q z}, \quad (z \geq 0) \quad (12)$$

$$-i_z \times H_t^-(r, z) = A_0 Y_{mn}^{(2)} e_{mn}^{(2)}(r, z) e^{-j m n z} - \sum_{i=1}^2 \sum_{p=1}^{\infty} (A_{mp}^{(i)} + C_{mp}^{(i)}) Y_{mp}^{(i)} e_{mp}^{(i)}(r, z) e^{j m p z} \quad (13)$$

$$-i_z \times H_t^+(r, z) = B_0 Y_{mn}^{(2)} e_{mn}^{(2)}(r, z) e^{j m n z} - \sum_{k=1}^2 \sum_{q=1}^{\infty} (B_{mq}^{(k)} + D_{mq}^{(k)}) Y_{mq}^{(k)} e_{mq}^{(k)}(r, z) e^{-j m q z} \quad (14)$$

上标 i (或 k) = 1, 2 分别代表电波和磁波. $A_{mp}^{(i)}$ 是轴向传播常数, $A_{mp}^{(i)}$ 是 A_0 产生的反向波幅值. $B_{mq}^{(k)}$ 是 B_0 产生的透射波幅值. $e_{mp}^{(i)}(r, z)$ 是波导中的正交归一化电矢量波函数, $Y_{mp}^{(i)}$ 是波导纳, 带上标 i 的量属于波导. 横向电磁场在波导阶梯处

必须连续, 我们有当 $0 \leq r \leq a$ 时, $E_r^+(r, z) = E_r^-(r, z) = E_r(r, z), H_r^+(r, z) = H_r^-(r, z) = H_r(r, z), a \leq r \leq b$ 时, $E_r^+(r, z) = 0, H_r^+(r, z) = H_r(r, z), E_r(r, z)$ 可被近似表为

$$E_r(r, z) = \sum_{l=1}^2 \sum_{\tau=1}^{N_l} a_{l\tau}^{(l)} e_{m\tau}^{(l)}(r, z) \quad (15)$$

式中 N_l ($l=1, 2$) 是正整数, 适当选 N_l 可使有足够的精度, 根据磁场连续性条件, 由式 (13)、(14) 得

$$2[A_0 Y_{mn}^{(2)} e_{mn}^{(2)}(r, z) + B_0 Y_{mn}^{(2)} C_{vn}^{(u, 2)}] = \sum_{l=1}^2 \sum_{\tau=1}^{N_l} a_{l\tau}^{(l)} [Y_{m\tau}^{(l)} e_{m\tau}^{(l)}(r, z) + \sum_{k=1}^2 \sum_{q=1}^{N_k} Y_{mq}^{(k)} C_{lq}^{(l, k)} C_{vq}^{(u, k)}] \quad (16)$$

是狄拉克函数, 积分 $C_{lq}^{(l, k)}$ 由下式定义

$$C_{lq}^{(l, k)} = \iint_a^b e_{m\tau}^{(l)} \cdot e_{mq}^{(k)} ds \quad (17)$$

对于不同的 u 和 v 取值 ($u=1: v=1, 2, \dots, N_1, u=2: v=1, 2, \dots, N_2$), 由式 (16) 可得到 $N_1 + N_2$ 个方程的关于 $a_{l\tau}^{(l)}$ 的线性方程组, 该线性方程组即可求得展开系数, 然后从式 (11)、(12) 和 (15) 就可求出各模式的波幅值 $A_{mp}^{(i)}, B_{mq}^{(k)}, C_{mp}^{(i)}$ 和 $D_{mq}^{(k)}$.

4 数值模拟

用前面提出的自治非线性理论计算了一只三次谐波 35GHz 突变结构复合腔回旋管, 采用的工作模式对是 $H_{61}^{(3)} - H_{62}^{(3)}$, 腔体尺寸如表 1 所示, 该尺寸是为了使管子工作在 $H_{61}^{(3)} - H_{62}^{(3)}$ 模式对, 谐振频率为 35GHz 而设计的. 计算中没有考虑电子的速度零散和高频场在腔壁上的欧姆损耗. 求解前面推导出的微分方程组在数学上是求解一个边值问题, 求解的方法是将高频场的频率和在腔入口处的场幅值 f_{m0} 作

表 1 计算采用的突变复合腔的结构参数

结构参数	数值
L1	1.71cm
L2	4.28cm
L3	0.177cm
R1	1.045cm
R2	1.605cm
R3	1.54cm
R4	1.75cm
1	30°
2	90°
3	30°
4	8°

为自由参数, 这些参数通过从入口到出口反复积分方程组直到场幅值在腔出口满足边界条件而确定. 如果直流磁场、注电流、电压等参数选择恰当, 方程组应该有解, 该解代表突变复合腔回旋管的一个平衡态. 数值计算的目的是找到这些平衡态, 程序中用四阶龙格库塔法积分方程组, 使用最优化方法 (求 N 维极值的单形调优法) 使场幅值在腔出口满足边界条件, 优化的自由参数是角频率和 $H_{61}^{(3)}$ 模式在复合腔入口处的场幅值 f_{61} 的实部, 积分到波导突变左边 z_0^- 时, 使用面向计算的场匹配方法求出波导突变右边 z_0^+ 处 f_{62} 的实部和虚部^[5]. 为了保证计算的精度, 程序中每积分一步都验证能量守恒是否满足, 并以此为依据来调整积分步长. 我们利用该程序进行了大量的计算.

$U_0 = 45kV$ 时, 效率、输出功率随注电流变化关系如图 6 所示, 当电流 I_0 为 20A, 磁场 B_0 为 0.442T 时, 相互作用效率为 24%, 输出功率为 210kW, 计算表明 ($\theta = \theta_0 / \theta_{opt}$) 对回旋管的工作状态有很大影响, 当 θ 为 2.5 时, 可得到高的效率且起振电流较低, 但工作状态对电流太敏感; 当 θ 为 2.0 时, 可得到较高的效率且工作状态对电流不敏感; 起振电流不高; 当

为 1.5 时,工作状态对电流不敏感,起振电流较高,效率太低.通过计算我们还发现,工作状态对磁场很敏感,必须适当选取,电压取为 45kV 是较理想的.

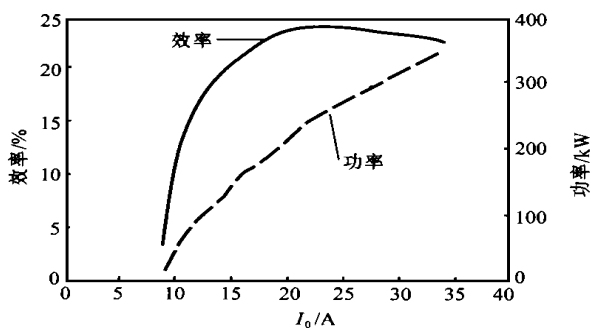


图 6 $U_0 = 45\text{kV}$, $B_0 = 0.442\text{T}$ 时,效率、输出功率与注电流之间的关系

5 结论

用动力学理论和自洽非线性理论分析计算了一只 35 GHz 三次谐波突变结构复合腔回旋管,发现三次谐波回旋管的工作状态对磁场很敏感,必须选取适当,工作电压也必须适当选取,在一定范围适当提高工作电压可增加输出功率,当磁场 0.442T,工作电压为 45kV 时,起振电流较小,可得到 24% 的效率.对工作状态影响很大,适当增大有利于提高相互作用效率和降低起振电流,计算表明取 2.0 可使三次谐波突变结构复合腔回旋管得到较理想的工作状态.

参考文献

- [1] 刘盛刚. 轴对称结构电子回旋谐振脉塞. 电子学报, 1982, 25 (2): 203 ~ 211
- [2] Li Hongfu, Du Pingzhong, Yang Shiwen et al. The study on Third harmonic gyrotron with complex cavity, The 21st International Conference on Infrared and Millimeter Waves, 1996
- [3] Huang Yong, Li Hongfu, Du Pingzhong. Self-Consistent Nonlinear Theory of Third Harmonic Complex Cavity Gyrotron with Gradual Transition. Chinese Journal of Electronics, 1997, 6(4): 43 ~ 47
- [4] Huang Yong, Li Hongfu, Du Pingzhong, Liu Shenggang. Third-Harmonic Complex Cavity Gyrotron Self-Consistent Nonlinear Analysis. IEEE Trans on Plasma Science, 1997, 25(6): 1406 ~ 1412
- [5] O. Dumbrajs, E. Borie. A complex cavity with mode conversion for gyrotron, Int J Electronics, 1988, 65(3): 285 ~ 295
- [6] K. R. Chu, Theory of electron cyclotron maser interaction in a cavity at the harmonic frequencies. Phys. Fluids, 1978, 21(12): 2354 ~ 2364
- [7] 杨仕文, 李宏福. 突变结构复合腔高频场研究, 电子学报, 1997, 25(12): 43 ~ 47

黄勇 1967 年出生, 1980 年与 1995 年分别在四川大学与电子科技大学获学士学位和硕士学位, 现在电子科技大学高能电子学研究所攻读博士学位, 主要从事相对论电子学的研究工作.

李宏福 电子科技大学高能电子学研究所教授、博士生导师. 已发表论文 90 余篇, 多次获省、部级科技进步奖和国家发明奖. 主要从事微波电子学、高功率微波、相对论电子学等领域的研究工作.

(上接第 94 页)

参考文献

- [1] R. Klemm. Current trends in SAR technology-an overview of EUSAR '96. 1996 CIE International radar conference, Beijing, China: 1 ~ 4
- [2] W. Keydel. SAR technique and technology, its present state of the art with respect to user requirements. EUSAR '96: 26 ~ 28, March, 1996: 19
- [3] D. Sicard. RAMSES airborne SAR development status and experiments. EUSAR '96: 26 ~ 28, March, 1996: 45
- [4] A. Freeman, D. Evans and J. J. van Zyl. SAR Applications in the 21st Century. EUSAR '96: 26 ~ 28, March, 1996: 25
- [5] S. Barbarossa and A. Farina. Space-time frequency processing of synthetic aperture radar signal. IEEE Trans on AES 30(2), 1994: 341 ~ 358