

微波毫米波功率合成中的锁频和锁相*

谢文楷 刘盛纲

(电子科技大学 成都 610054)

摘要 全面分析和评述了微波、毫米波功率合成中的锁频和锁相;研究了不同锁相方式的基本原理和方法;给出了数值计算结果;讨论了相位与锁相方式和振荡器有关参量的关系。简要介绍了微波、毫米波的腔体功率合成和空间功率合成的概念。

关键词 功率合成,锁相,锁频,主从锁相,等同锁相,固态源,相对论性器件

1 引言

高功率微波、毫米波在定向能武器、等离子体加热、粒子加速器、电子对抗、雷达和通信等领域都有重要的应用价值。由于物理机理和工艺结构的固有限制,各种微波、毫米波源均有其功率极限。长期以来,各国科学工作者都在寻找更高功率的相干电磁辐射,提出了将多个毫米波源以一定方式组合起来,以便合成(放大)单一器件的功率,得到更强的相干辐射。

在上述功率合成器方案中,锁相是一个最基本、最重要的技术。锁相这一重要物理现象早在17世纪就已发现,以后在各类振荡器中都观察到这一现象。1946年,R. Alder给出了注入锁相频宽与锁相激励信号功率的关系^[1,2]。50年代,人们研究了常规磁控管的锁相问题。稍后,又研究过常规速调管的锁相问题。70年代至今,一方面由于固态毫米波源的迅速发展和工程实际应用的需要,对此类固态毫米波源的功率合成问题,开展了广泛的理论和实验研究,取得了很好的结果^[3-7];另一方面,相对论性器件,如回旋管,相对论性磁控管、虚阴极振荡器(Vircator)的锁相问题,随着时间的推移显得愈来愈重要,目前,研究工作正方兴未艾^[8-14]。

2 腔振荡器的主从锁相

如果对已稳定工作的振荡器,注入一频率相近的外加信号,外加信号有足够的强度将改变振荡器的工作状态,使振荡频率与外加激励信号一致,输出功率信号的相位也被锁定。此类锁相问题可由下列方程描述:

$$\frac{d^2 E}{dt^2} - 2\gamma \left[1 - \frac{E_i^2}{E_{NL}^2} \right] \frac{dE}{dt} + \omega_0^2 E = \frac{2\omega_i^2}{Q} E_i \sin \omega t, \quad (1)$$

式中 E 为具有频率为 ω_0 的某个腔模的电场的时间相关部份, γ 是微波的线性增长率, E_i

1992-12-21日收到,1993-07-02定稿

* 国家自然科学基金资助课题

谢文楷 男,1954年生,副研究员,从事微波电子学,相对论电子学,微波技术和测量等研究工作。

刘盛纲 男,1933年生,教授,博士生导师,中国科学院院士,长期从事微波电子学、相对论电子学等教学和研究工作。

是幅值, E_{NL} 是非线性饱和电场, ω_i 是外加信号的频率, E_i 是外加信号电场的幅值, Q 是品质因数.

假定 E 是正弦的, 且给出为

$$E = E_0(t) \cos[\omega_i t - \varphi(t)]. \quad (2)$$

由(1),(2)式可得到描述相位和幅值的方程:

$$\frac{d\varphi}{dt} = \omega_i - \omega_0 - \frac{\omega_0 \rho}{Q} \sin \varphi, \quad (3)$$

$$\frac{1}{E_0} \frac{dE_0}{dt} = \gamma \left[1 - \frac{E_0^2}{E_{NL}^2} \right] + \frac{\omega_0 \rho}{Q} \cos \varphi. \quad (4)$$

这里 $\rho = E_i/E_0$ 表示注入与输出场的幅值比, 通常称为振荡器的反射系数.

对常数 ρ , 锁相发生于 $d\varphi/dt = 0$, (3)式给出锁相条件:

$$\sin \varphi = |\omega_i - \omega_0| Q / (\omega_0 \rho) \quad (5)$$

或表示为

$$|\omega_i - \omega_0| \leq \omega_0 \rho / Q. \quad (6)$$

此即著名的 Adler 公式, 它给出了锁相频宽与锁相激励信号功率的关系.

对时间相关 ρ , 需要数值求解(3)和(4)式. 如果应用来自实验的 E_i , E_0 或 ρ 的脉冲形状, 则仅需使用相位方程.

我们取样计算由 5 个随机的初始相位条件开始的相位变化, 其结果示于图 1. 注入信号功率、振荡功率的脉冲形状如图 1(a) 所示, φ 的时间演化示于图 1(b). 计算的参量是 $\Delta f = (\omega_i - \omega_0)/(2\pi) = 10\text{MHz}$, $f_0 = \omega_0/(2\pi) = 10\text{GHz}$, $Q = 50$.

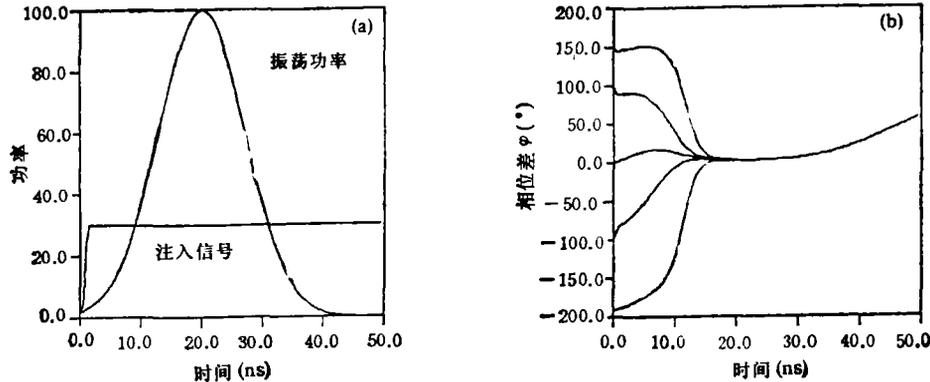


图 1 主从锁相相位 φ 随时间的演化 ($\rho =$ 常数)

还计算了不同 ρ 值时, 由 5 个随机初始相位条件开始的相位变化. 使用(4)式需要 γ 和 E_{NL} , 我们处理它们作为输入参量. 对 $\gamma = 0.05\omega_0$, E_{NL}^2 等于最大入射功率的 1/4, 自洽地求解(3)和(4)式, 其它参量仍与上述相同, 计算结果示于图 2.

图 3 表示由磁控管激励虚阴极振荡器 (virator) 实验的相位测量值与理论计算值的比较. 这里 $f_0 = 2.8\text{GHz}$, $\Delta f = 150\text{MHz}$, $Q = 25$. 由图可见, 在磁控管功率脉冲期内, 相位(理论值含 3 个不同的初始条件)被锁定于大约 -50° 左右, 与测量值符合.

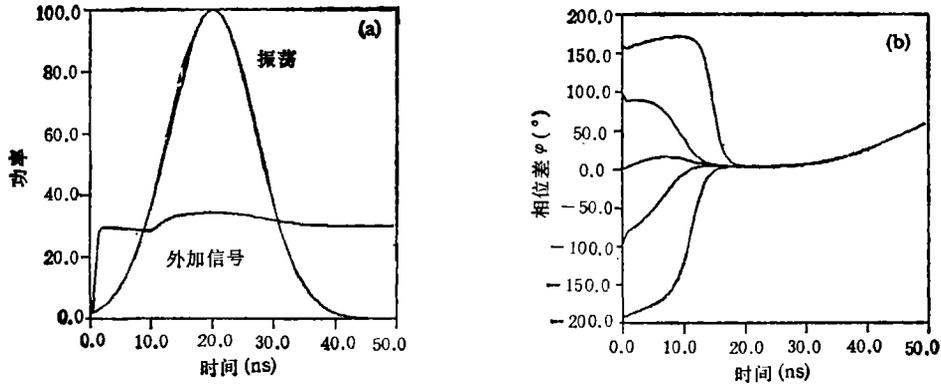


图2 主从锁相相位 φ 随时间的演化($\rho =$ 变数)

图4表示磁控管激励 vircator 实验中的频率锁定。计算中应用 Δf 的观测值和 ρ 的时间演化观测值。由图可见,测量的频率与(3)式预期的频率演化是符合的。

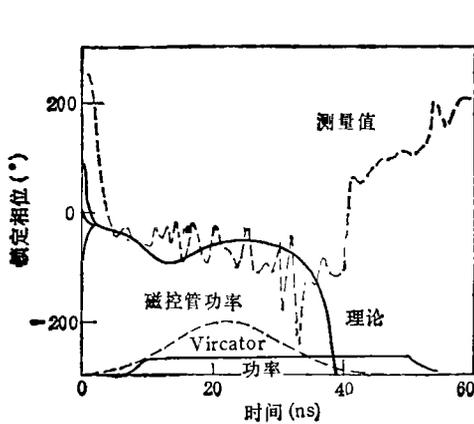


图3 磁控管激励 vircator 实验中的相位锁定

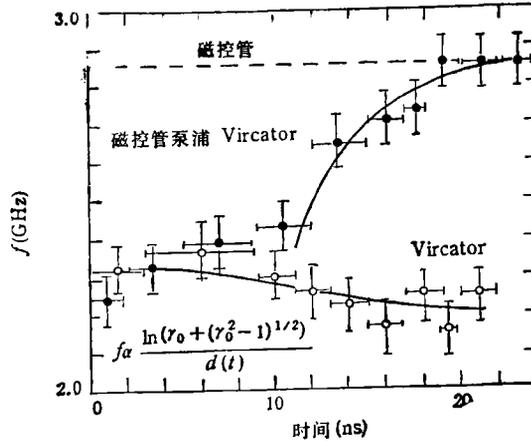


图4 磁控管激励 vircator 实验中的频率锁定

3 互耦振荡器的等同锁相

如果两个振荡器相互激励,这两个振荡器是相同的,它们既都是主动振荡器,又都是从动振荡器,即为两个耦合振荡器。每一个振荡器仍然服从(3)式,但有一个延迟的注入相位。因此有下面的方程:

$$\frac{d\varphi_1}{dt} = \omega_{01} - \frac{\rho_1(t)\omega_{01}}{Q_1} \sin[\varphi_1(t) - \varphi_2(t - \tau_p)], \quad (7)$$

$$\frac{d\varphi_2}{dt} = \omega_{02} - \frac{\rho_2(t)\omega_{02}}{Q_2} \sin[\varphi_2(t) - \varphi_1(t - \tau_p)]. \quad (8)$$

这里用 φ 表示振荡器的真实相位而非相位差。注入与输出功率的比为 $\rho = P_{in}(t - \tau_p) / P_{out}(t)$, τ_s 和 τ_p 是微波通过耦合桥波导的功率和相位的渡越时间。 φ_2 为注入给振荡器

1 的信号相位, 随时间按(8)式变化; φ_1 为注入给振荡器 2 的相位, 按(7)式变化。

假定 $\rho_1 = \rho_2 = \rho$, $Q_1 = Q_2 = Q$,
 $\omega_{01} \approx \omega_{02} \approx \omega_0 = (\omega_{01} + \omega_{02})/2$, (7) 与
 (8) 式相减给出

$$\sin \Delta\varphi = \Delta\omega_0 Q / [2\omega_0 \rho \cos(\varphi_c)] \quad (9)$$

这里 $\Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1$, $\Delta\omega_0 = \omega_{02} - \omega_{01}$,
 $\varphi_c = \omega\tau_p$. 锁相条件可从(9)式得到

$$|\Delta\omega_0| \leq 2\omega_0 \rho |\cos \varphi_c| / Q. \quad (10)$$

在稳态下, 锁定频率可从(7)和(8)式求出:

$$\omega = \omega_0 - (\rho\omega_0/Q) \cos(\Delta\varphi) \sin(\varphi_c). \quad (11)$$

由此可见, 锁定频率发生于平均频率附近。

接近于稳态的时间相关 $\Delta\varphi$ 粗略地
 由(7)和(8)式给出:

$$\frac{d}{dt}(\Delta\varphi) \approx \Delta\omega_0 - \frac{2\rho\omega_0}{Q} \times \cos(\varphi_c) \sin(\Delta\varphi). \quad (12)$$

由此可得到锁定相位差为

$$\Delta\varphi = \sin^{-1}\{\Delta\omega_0 Q / [2\omega_0 \rho \cos(\varphi_c)]\}, \text{ 如果 } \cos(\varphi_c) > 0; \quad (13)$$

$$\Delta\varphi = \pi - \sin^{-1}\{\Delta\omega_0 Q / [2\omega_0 \rho \cos(\varphi_c)]\}, \text{ 如果 } \cos(\varphi_c) < 0. \quad (14)$$

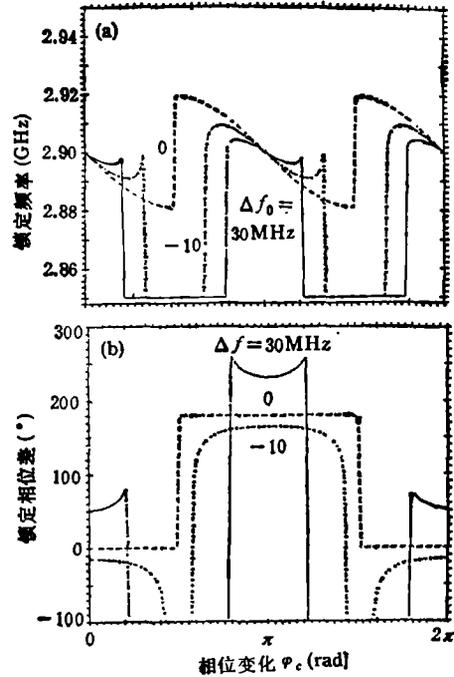


图 5 互耦振荡器稳态频率和相位差随 φ_c 的变化

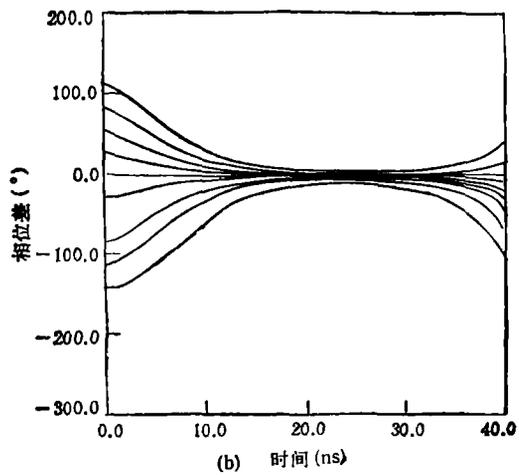
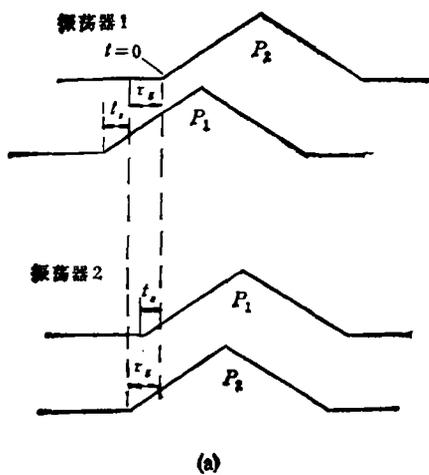


图 6 互耦振荡器相位差随时间的演化

图 5 示出了两个耦合振荡器之间频率和相位差的稳态解。即根据(11), (13)和(14)

式计算 ω 和 $\Delta\varphi$ 作为信号通过互耦桥波导的相位变化 φ_c 的函数。应用的参量为 $\Delta f = 30, 0, 10\text{MHz}$, $f_0 = 2.9\text{GHz}$, $Q = 50$, $\rho^2 = 1/3$ 。由图可见, ω 和 $\Delta\varphi$ 是 φ_c 的周期函数。

利用 Rung-Kuta 法, 我们求解了(7)和(8)式, 由 9 个随机的不同初始值来计算 $\Delta\varphi$ 演化的时间过程, 其结果示于图 6。我们采用的参量为 $f = 2.9\text{GHz}$, $\Delta f = 0.03\text{GHz}$, $\varphi_c = 2\pi$, $\rho_{\text{max}}^2 = 1/3$ 。由图 6 可见, 在上述参量下, $\Delta\varphi$ 收敛于 0° 相位角附近。

4 多个 ($N > 2$) 互耦振荡器的等同锁相

由多个 ($N > 2$) 互耦振荡器构成环形(串联)时, 每一个振荡器都连接于邻近的振荡器, 即它被两个引动器 (primer) 所激励。第 i 个振荡器的相位方程可描述为

$$\begin{aligned} \frac{d\varphi_i}{dt} = & \omega_{0i} - \frac{\omega_{in}\rho_i^{-1}(t)}{Q_i} \sin[\varphi_i(t) - \varphi_{i-1}(t - \tau_p)] \\ & - \frac{\omega_{0i}\rho_i^{i+1}(t)}{Q_i} \sin[\varphi_i(t) - \varphi_{i+1}(t - \tau_p)]. \end{aligned} \quad (15)$$

这里 i 为模式(与 j, N 有关), $j = 1, 2, \dots, N$, 而 N 是振荡器数目。标号 $i-1$ 和 $i+1$ 表示相邻的振荡器, τ_p 是振荡器间的渡越时间, φ_i , ω_{0i} 和 Q_i 分别是第 i 个振荡器的相位、自由谐振频率和品质因数。 ρ_i^j 是第 i 个振荡器的入射功率与第 j 个振荡器的出射功率的比值平方根。

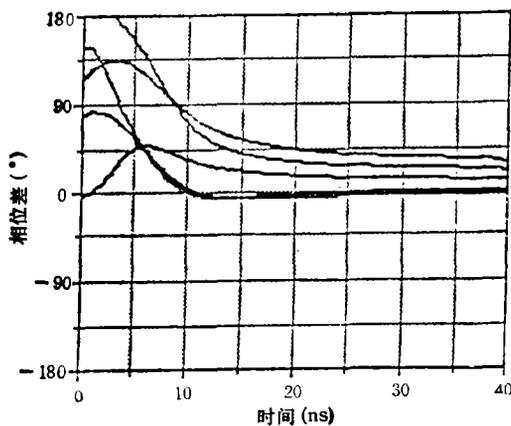
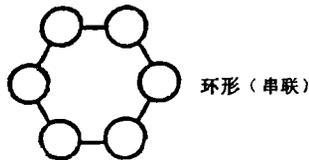


图 7 环形串联互耦振荡器相位差随时间的演化

图 7 示出了 $N = 6$ 的环形(串联)互耦振荡器的相位差的演化。计算的参量为 $Q = 50$, $\rho^2 = 1/3$, 耦合相位延迟 $\varphi_c = 4\pi$, 初始相位是随机的, 频率在 $2.8\text{GHz} \pm 20\text{MHz}$ 内也是随机设置的。由图可见, 当相对相位差变为常数时, 振荡器系统就相位锁定。

5 几点注记

(1) 锁相问题源自三极管与谐振电路的耦合。早期的研究者均采用等效集总电路的方法, 随着微波电子学的发展, 进一步采用波动方程的方法, 即研究加激励项的波方程, 得到了与先前集总电路的唯象研究完全一致的结果。严格地

求解锁相问题, 需要将各类微波、毫米波源的基本物理研究(线性、非线性理论)与锁相的唯象模型结合起来, 进行相位和幅值的自洽耦合计算。

(2) 由于微波、毫米波源的多样性, 特别是各种实际应用的需要, 锁相方式和锁相参量范围正在深入研究中。例如, 在几类低功率注入锁定实验中, 已证明锁定的 ρ 值小于 10^{-2} 。高功率微波振荡器有相对低的负载 Q 值 ($Q \approx 20 \sim 100$) 和相对短的脉冲期 ($\tau \approx 20 \sim 100\text{ns}$)。与低 Q 值相应的带宽致使失谐参量范围为 $0.03 \leq \Delta f/f \leq 0.1$, 为此对锁定

($Q = 20$)所需要的 ρ 的预期值是 $\rho > 0.6$ 。进一步,为使锁定过程(其特征时间 $\tau_l = Q/(2\pi f\rho)$)在脉冲期内某一更短的时间内发生,需要 $\rho \gg 0.1$ 。因此综合上述考虑,锁定的 ρ 值应有参量区间 $0.1 < \rho < 1$ 。

(3) 在固态微波、毫米波源的功率合成技术中,单腔多管合成和注入锁定合成是十分广泛而又基本的合成技术。单腔多管合成又称为互同步型功率合成,其基本物理图象是振荡器互耦时出现的互锁现象,它们均工作于相互同步状态下,通常称为腔体功率合成技术。

(4) 由于模式竞争和空气击穿效应,单个振荡器的功率受到严格的限制。为了实现高功率微波 (HPM) 的提取和发送,需要将功率分配给天线阵列。当功率 $\gg 10\text{GW}$,组成大数目振荡器又是一个合适的技术。为了有效地合成一组源,需要相位锁定它们以取得相干振荡。表征相干振荡的重要物理特性是 N 个相同频率的不同源所产生的振荡的叠加定律。如果令 E 为在空间某一固定点由每一个所考虑的振荡器产生的电场强度的幅值,则单位面积上的功率总值等于 $N^2 E^2 / (2Z)$,这里 Z 是该空间中的特征阻抗。与此相反,在不相干振荡的情况下,功率总值为 $NE^2 / (2Z)$,即等于每个振荡器功率的简单总和。不言而喻,锁相和锁频是组成大数目振荡器,并实现高功率电磁波相干、定向发送的关键,我们将它称为空间功率合成技术。

参 考 文 献

- [1] Van der Pol B. *Phil. Mag.*, 1927, 70(3): 65—80.
- [2] Adler R. *Proc. IRE*, 1946, 34(6): 351—357.
- [3] Chang K. Sun C. *IEEE Trans. on MTT*, 1983, MTT-31(2): 91—107.
- [4] Liu Shenggang, Xie Weikai, Liang Zheng, Grimpe K J. *Int. J. Electron.*, 1988, 65(3): 717—724.
- [5] 谢文楷,刘盛纲. *电子科技大学学报*, 1989, 18(5): 439—445.
- [6] Slater J C. *Microwave Electronics*. New York: Van Nostrand, 1950. Chap. 9.
- [7] David, Jr. E E. *Crossed-field Microwave Devices*, edited by Okress E. New York: Academic, 1961, Chap. 1.
- [8] Adler R. *Proc. IEEE*, 1973, 61(10): 1380—1385.
- [9] Sorgent M, Scully M O, Lamb Jr. W E. *Laser Physics*, London: Addison-Wesley, 1974, Chap. 4.
- [10] Li A T, Yang A H, Chu K P. *IEEE Trans. on PS*, 1988, PS-16(2): 129—134.
- [11] Woo W, Benford J, Fittinghoff D, *et al.* *J. Appl. Phys.*, 1989, 65(2): 861—866.
- [12] Price D, Sze H, Fittinghoff D. *J. Appl. Phys.*, 1989, 65(12): 5185—5189.
- [13] Sze H, Price D, Hartencek B. *J. Appl. Phys.*, 1990, 67(5): 2278—2282.
- [14] Hendricks K J, Adler R, Noggle R C. *J. App. Phys.*, 1990, 68(2): 820—825.

PHASE AND FREQUENCY LOCKING OF MICROWAVE AND MILLIMETER WAVE POWER COMBINING

Xie Wenkai Liu Shenggang

(University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054)

Abstract The phase and frequency locking of microwave, millimeter wave power combining were analysed and summarized in an all-round way. The master/slave phase locking of cavity oscillators, the peer phase locking of mutually coupled oscillators, and the peer phase locking of ring-connected multiple oscillators were investigated. The results of numerical calculations, the relations of phase to phase locking, and the model and oscillator parameters were given. And the cavity and space power combining aspects for microwave and millimeter wave were presented.

Key words Power combining, Phase locking, Frequency locking, Master/slave phase-locking, Peer phase-locking, Solid-state source, Relativistic microwave device