

3 dB 桥路功率合成器的非线性理论*

吴正德 王少庆 唐小宏

(电子科技大学应用物理研究所, 成都 610054)

摘 要

本文提出了 3dB 桥路功率合成器完整的非线性模型, 导出了描述系统的状态方程, 并结合 Routh-Hurwitz 稳定性判据, 完成了桥路功率合成器的非线性研究, 可以正确地计算出输出功率、合成效率、工作频率和工作带宽等参数, 从而有可能实现复杂的树型和串型振荡器功率合成系统的计算机辅助分析和计算机辅助设计。

关键词: 非线性理论, 功率合成技术, 非谐振式功率合成器, 桥路功率合成

一、引 言

70 年代以来, 微波和毫米波功率合成技术迅速发展, 出现了种类繁多的功率合成器, 按其电路形式基本上可以分为两大类: 谐振式功率合成器和非谐振式功率合成器^[1,2]。前者以单腔多管功率合成器为代表, 后者常采用适当的微波网络来实现多个振荡器的功率合成, 而每一个振荡器也可是单腔多管功率合成器, 这样不仅大大提高了合成系统中有源器件的数目, 同时较好地解决了器件的散热问题, 在毫米波频段内非谐振式功率合成器具有特别重要的意义。

3 dB 桥路功率合成器是非谐振式功率合成器的一种主要形式, 如图 1(a) 所示, 它还是树型(图 1(b)) 和串型(图 1(c)) 功率合成系统的基本单元, 因此建立 3dB 桥路功率合成器的非线性模型, 深入研究各项工作参数的理论计算在学术上和工程上都很有价值。

然而, 迄今为止对 3 dB 桥路功率合成器主要还是实验研究^[3,4]。虽然文献[5]在研究这个问题时, 基于大信号注入锁定的物理思想考虑了振荡器 1 对振荡器 2, 3 的单向注入锁定, 但是忽略了实验中已经发现了的振荡器 1 被振荡器 2, 3 反锁定的现象^[4], 同时还忽略了振荡器 2, 3 之间的相互作用。显然对于 3dB 桥路功率合成器还缺少深入的理论分析。

本文将 3 dB 桥路功率合成器视为一个完整的非线性模型, 利用能反映振荡器大信号注入锁定特性的频率和幅度多项式模型与表征桥路的导纳矩阵合为一体, 导出了系统的状态方程, 并结合 Routh-Hurwitz 稳定性判据, 成功地计算了 3 dB 桥路功率合成器的输出功率和合成效率, 工作频率和工作带宽等重要特性, 计算结果与文献[4]的实验数据相符, 证明了我们理论分析的正确性, 进而使 3 个以上振荡器组成的树型和串型功率合成系统的计算机辅助分析和计算机辅助设计有可能成为现实。

1990 年 3 月 1 日收到修改稿。

* 国家自然科学基金资助项目。

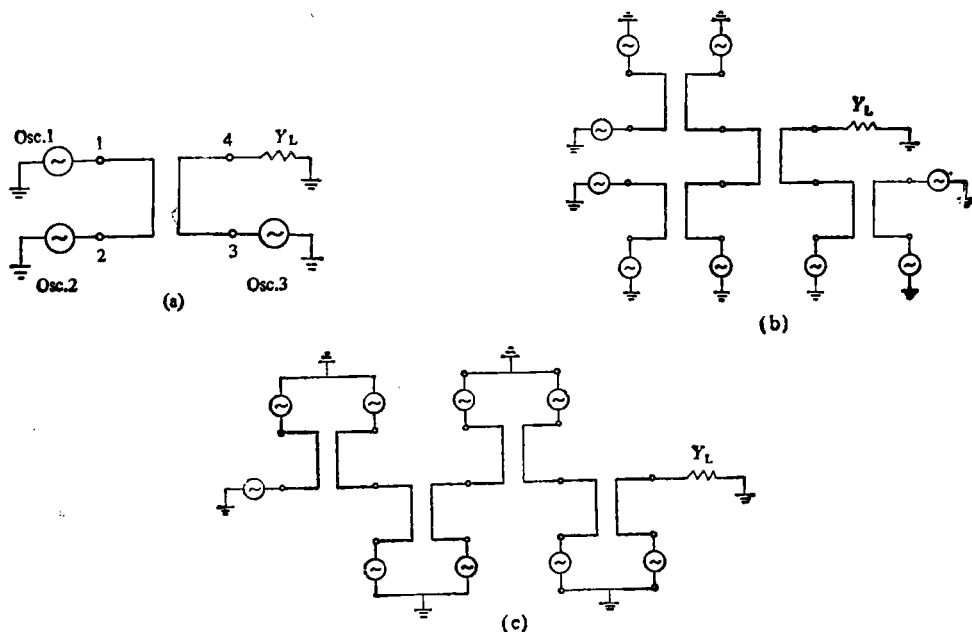


图 1 非谐波式功率合成器

((a) 3dB 桥路功率合成器, (b) 树型功率合成系统, (c) 串型功率合成系统)

二、桥路合成器的完整非线性模型

过去人们曾利用 Van der Pol 模型对振荡器的基本特性作过许多有益的研究,但是振荡器注入锁定实验表明,依旧利用这种模型已不能很好地描述振荡器的大信号注入锁定过程.如果根据实际的振荡器的输出特性,通过计算机模拟,提取出所谓的频率和幅度多项式模型,根据这一模型将成功地描述振荡器大信号注入锁定特性^[6].

振荡器的频率和幅度多项式模型是

$$Y(j\omega, |V|^2) = Y_n + Y_\omega \cdot \Delta\omega + Y_v \cdot |V|^2 + Y_{\omega_2} \cdot \Delta\omega^2, \quad (1)$$

式中

$$Y_n = -G_0 + jB_0 = (-\hat{G}_0 + j\hat{B}_0)Y_0,$$

$$Y_\omega = G_\omega + jB_\omega = (\hat{G}_\omega + j\hat{B}_\omega) \frac{2QY_0}{\omega_0},$$

$$Y_v = G_v + jB_v = (\hat{G}_v + j\hat{B}_v) \frac{\hat{G}_0 Y_0^2}{2P_{\max}},$$

$$Y_{\omega_2} = G_{\omega_2} + jB_{\omega_2} = (\hat{G}_{\omega_2} + j\hat{B}_{\omega_2}) \frac{4Q^2 Y_0}{\omega_0},$$

$$\Delta\omega = \omega - \omega_0,$$

其中 ω_0 是振荡器的自由振荡角频率, $P_{\max}$ 是振荡器的最大输出功率, Q 是振荡器的外界品质因素, Y_0 是特性导纳. 待定系数 $\hat{G}_0, \hat{B}_0, \hat{G}_\omega, \hat{B}_\omega, \hat{G}_v, \hat{B}_v, \hat{G}_{\omega_2}$ 和 $\hat{B}_{\omega_2}$ 按照文献[6]的说明, 建立适当的测试系统实测出振荡器的 Rieke 图后可以用计算机计算得出. 应该指出, 一般由于 $\hat{G}_\omega, \hat{G}_{\omega_2}, \hat{B}_{\omega_2}$ 都很小, 在实际计算中可以忽略^[7], 于是(1)式可用更简洁的表示式给出

$$Y(j\omega, |V|^2) = (-G_0 + jB_0) + jB_\omega \cdot \Delta\omega + (G_\omega + jB_\omega)|V|^2. \quad (2)$$

另外,我们知道理想 3dB 桥路的 S 矩阵为

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & j\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 & j\frac{\sqrt{2}}{2} \\ j\frac{\sqrt{2}}{2} & 0 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 0 & j\frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \end{bmatrix}, \quad (3)$$

与之对应的反映各端口电压和电流之间相互关系的 Y 矩阵可以导出

$$[Y] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -j\sqrt{2}Y_0 & jY_0 \\ 0 & 0 & jY_0 & -j\sqrt{2}Y_0 \\ -j\sqrt{2}Y_0 & jY_0 & 0 & 0 \\ jY_0 & -j\sqrt{2}Y_0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4)$$

根据图 1 给出的 3dB 桥路功率合成器的实际结构,我们把表征 3 个振荡器的 3 个频率和幅度多项式模型以及一只匹配负载分别联结在理想 3dB 桥路的 $[Y]$ 矩阵各端口,就直接建立起 3dB 桥路功率合成器的完整的非线性模型,如图 2 所示。

三、桥路合成器的状态方程

实际上,可以认为振荡器端口的电压是准静态的,即电压的幅度和相位是时间的函数,相对振荡器工作频率而言其变化是相当缓慢的,因此我们可以得出描述振荡器的相位和幅度的基本方程式^[3]:

$$-I = \left(Y + Y_{i\omega} \frac{d}{dt} \right) V, \quad (5)$$

式中 I 和 V 分别表示振荡器端口的复数电流和复数电压,其规定方向与图 2 所示相同。如果用上述表征振荡器的频率和幅度多项式 $Y(j\omega, |V|^2)$ 取代 (5) 式中的 Y , 那么振荡器的非线性特性就得到了充分的反映,特别是振荡器的大信号注入锁定特性。在这里 $Y_{i\omega}$ 也就为 $\partial Y(j\omega, |V|^2) / \partial(j\omega)$ 。由此可知,图 2 中 3 个振荡器端口和匹配负载上的电压和电流分别满足如下的关系式:

$$\begin{cases} Y_{i\omega} \frac{dV_1}{dt} = -Y_1 V_1 - I_1, \\ Y_{i\omega} \frac{dV_2}{dt} = -Y_2 V_2 - I_2, \end{cases} \quad (6)$$

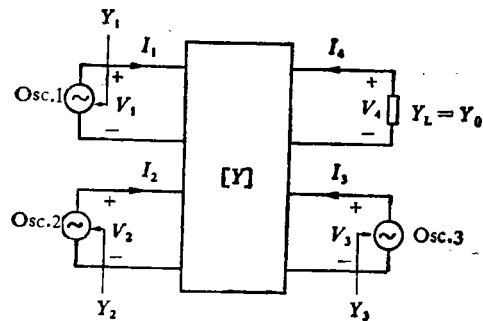


图 2 3dB 桥路功率合成器的完整模型

$$\begin{cases} Y_{3i\omega} \frac{dV_3}{dt} = -Y_3 V_3 - I_3, \\ I_4 = -Y_L V_4 = -Y_0 V_4, \end{cases}$$

式中角标 1, 2, 3, 4 对应 3dB 电桥的各个端口。如果进一步借助前面给出的 3 dB 桥路的 Y 矩阵, 用端口电压来表示端口电流, 并消掉 V_4 , 则可得出以 V_1 , V_2 和 V_3 为状态变量的表征该功率合成器的非线性模型的状态方程:

$$\begin{cases} Y_{1i\omega} \frac{dV_1}{dt} = -(Y_1 + Y_0)V_1 + \sqrt{2} Y_0 V_2 + j\sqrt{2} Y_0 V_3, \\ Y_{2i\omega} \frac{dV_2}{dt} = -(Y_2 + 2Y_0)V_2 + \sqrt{2} Y_0 V_1 - jY_0 V_3, \\ Y_{3i\omega} \frac{dV_3}{dt} = -Y_3 V_3 + j\sqrt{2} Y_0 V_1 - jY_0 V_2. \end{cases} \quad (7)$$

正如前面已经指出的, 振荡器端口电压是准稳态的, 所以我们有

$$\frac{d}{dt} = \frac{1}{|V_i|} \frac{d|V_i|}{dt} + j \frac{d\phi_i}{dt} \quad (i = 1, 2, 3), \quad (8)$$

将(8)式代入方程组(7), 同时以 ϕ_1 为参考相位, 并令 $\phi_1 = 0$, 这样并不影响我们对问题的研究。既然 V_1 是实数, 那么(7)式中第一个方程的虚部必须为零, 由此可以得出功率合成器工作频率 ω 的表示式:

$$\begin{aligned} \omega = \omega_{01} + \left[(-B_0 - B_{1\nu}|V_1|^2 + \sqrt{2} Y_0 \frac{|V_2|}{|V_1|} \sin \phi_2 \right. \\ \left. + \sqrt{2} Y_0 \frac{|V_3|}{|V_1|} \cos \phi_3) / B_{1\omega} \right]. \end{aligned} \quad (9)$$

再把(9)式代回方程组(7), 并把实部和虚部分开, 最终得到以 $|V_1|$, $|V_2|$, $|V_3|$ 和 ϕ_2 , ϕ_3 为状态变量的一组状态方程:

$$\begin{cases} \frac{d|V_1|}{dt} = \frac{1}{B_{1\omega}} [(G_0 - Y_0)|V_1| - G_{1\nu}|V_1|^2 + \sqrt{2} Y_0 |V_2| \cos \phi_2 \\ \quad - \sqrt{2} Y_0 |V_3| \sin \phi_3], \\ \frac{d|V_2|}{dt} = \frac{1}{B_{2\omega}} [(G_0 - 2Y_0)|V_2| - G_{2\nu}|V_2|^2 + \sqrt{2} Y_0 |V_1| \cos \phi_2 \\ \quad + Y_0 |V_3| \sin (\phi_3 - \phi_2)], \\ \frac{d|V_3|}{dt} = \frac{1}{B_{3\omega}} [G_0 |V_3| - G_{3\nu}|V_3|^2 + \sqrt{2} Y_0 |V_1| \sin \phi_3 \\ \quad - Y_0 |V_2| \sin (\phi_3 - \phi_2)], \\ \frac{d\phi_2}{dt} = -\frac{1}{B_{2\omega}} \left[B_0 + B_{2\omega}(\omega - \omega_{02}) + B_{2\nu}|V_2|^2 + \sqrt{2} Y_0 \frac{|V_1|}{|V_2|} \sin \phi_2 \right. \\ \quad \left. - Y_0 \frac{|V_3|}{|V_2|} \cos (\phi_3 - \phi_2) \right], \\ \frac{d\phi_3}{dt} = -\frac{1}{B_{3\omega}} \left[B_0 + B_{3\omega}(\omega - \omega_{03}) + B_{3\nu}|V_3|^2 - \sqrt{2} Y_0 \frac{|V_1|}{|V_3|} \cos \phi_3 \right. \\ \quad \left. + Y_0 \frac{|V_2|}{|V_3|} \cos (\phi_3 - \phi_2) \right]. \end{cases} \quad (10)$$

令方程组(10)左边为零,则导出了功率合成系统平衡点应满足的非线性方程组,求解这一方程组便求出平衡状态下的各个状态变量,由此可以计算出 3 dB 桥路功率合成器的工作频率 ω , 输出功率 P_4 (因 $V_4 = j\sqrt{2}V_2 - jV_1$), 再根据定义式 $\eta = P_4/(P_{1\max} + P_{2\max} + P_{3\max})$ 计算出合成效率 η .

四、桥路功率合成器的稳定性判据

由于平衡点非线性方程具有多解性,所以必须讨论每一个平衡点的稳定性.对照桥路功率合成器的状态方程式(10),可以看出方程具有如下的一般形式:

$$\left[\frac{dX_i}{dt}\right] = [f_i]. \quad (11)$$

因为它表征了一个自治非线性系统,所以可以直接引用 Routh-Hurwitz 稳定性判据来研究平衡点的稳定性^[9].

对于桥路功率合成器,在求得平衡点以后,我们需要将方程(11)在平衡点附近利用 Taylor 级数展开,得到(11)式对应的线性化系统,其线性化系统的 Jacobi 矩阵的各元素为

$$a_{ij} = \partial f_i / \partial x_j \quad (i, j = 1, 2, \dots, 5), \quad (12)$$

式中 $x_1 \sim x_5$ 分别为 $|V_1|$, $|V_2|$, $|V_3|$, ϕ_2 和 ϕ_3 , $f_1 \sim f_5$ 为方程组(10)中 5 个方程右边的表示式. 矩阵元素的具体表示式是

$$\begin{aligned} a_{11} &= (G_0 - Y_0 - 3G_{1\nu}|V_1|^2)/B_{1\omega}, \\ a_{12} &= \sqrt{2} Y_0 \cos \phi_2 / B_{1\omega}, \\ a_{13} &= -\sqrt{2} Y_0 \sin \phi_2 / B_{1\omega}, \\ a_{14} &= -\sqrt{2} Y_0 |V_2| \sin \phi_2 / B_{1\omega}, \\ a_{15} &= -\sqrt{2} Y_0 |V_3| \cos \phi_3 / B_{1\omega}, \\ a_{21} &= \sqrt{2} Y_0 \cos \phi_2 / B_{2\omega}, \\ a_{22} &= (G_0 - 2Y_0 - 3G_{2\nu}|V_2|^2)/B_{2\omega}, \\ a_{23} &= Y_0 \sin(\phi_3 - \phi_2) / B_{2\omega}, \\ a_{24} &= [-Y_0 |V_3| \cos(\phi_3 - \phi_2) - \sqrt{2} Y_0 |V_1| \sin \phi_2] / B_{2\omega}, \\ a_{25} &= Y_0 |V_3| \cos(\phi_3 - \phi_2) / B_{2\omega}, \\ a_{31} &= \sqrt{2} Y_0 \sin \phi_3 / B_{3\omega}, \\ a_{32} &= -Y_0 \sin(\phi_3 - \phi_2) / B_{3\omega}, \\ a_{33} &= (G_0 - 3G_{3\nu}|V_3|^2)/B_{3\omega}, \\ a_{34} &= Y_0 |V_2| \cos(\phi_3 - \phi_2) / B_{3\omega}, \\ a_{35} &= [\sqrt{2} Y_0 |V_1| \cos \phi_3 - Y_0 |V_2| \cos(\phi_3 - \phi_2)] / B_{3\omega}, \\ a_{41} &= h_1 - \left(\sqrt{2} Y_0 \frac{\sin \phi_2}{|V_2|} / B_{2\omega} \right), \\ a_{42} &= h_2 - \left(\left[2B_{2\omega}|V_2| - Y_0 \frac{|V_3|}{|V_2|} \cos(\phi_3 - \phi_2) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \sqrt{2} Y_0 \frac{|V_1|}{|V_2|^2} \sin \phi_2 \right] / B_{2\omega} \right), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
a_{43} &= h_3 - \left(\frac{Y_0 \cos(\phi_3 - \phi_2)}{|V_2|} / B_{2\omega} \right), \\
a_{44} &= h_4 - \left(\left[\frac{Y_0 |V_3| \sin(\phi_3 - \phi_2)}{|V_2|} + \frac{\sqrt{2} Y_0 |V_1| \cos \phi_2}{|V_2|} \right] / B_{2\omega} \right), \\
a_{45} &= h_5 + \left(\frac{|V_3| Y_0 \sin(\phi_3 - \phi_2)}{|V_2|} / B_{2\omega} \right), \\
a_{51} &= h_1 + \left(\frac{\sqrt{2} Y_0 \cos \phi_3}{|V_3|} / B_{3\omega} \right), \\
a_{52} &= h_2 - \left(\frac{Y_0 \cos(\phi_3 - \phi_2)}{|V_3|} / B_{3\omega} \right), \\
a_{53} &= h_3 - \left(\left[2B_{3\nu} |V_3| + \frac{\sqrt{2} Y_0 |V_1| \cos \phi_3}{|V_3|^2} - \frac{Y_0 |V_2| \cos(\phi_3 - \phi_2)}{|V_3|^2} \right] / B_{3\omega} \right), \\
a_{54} &= h_4 - \left[\frac{Y_0 |V_2| \sin(\phi_3 - \phi_2)}{|V_3|} / B_{3\omega} \right], \\
a_{55} &= h_5 - \left(\left[\frac{\sqrt{2} Y_0 |V_1| \sin \phi_3}{|V_3|} - \frac{Y_0 |V_2| \sin(\phi_3 - \phi_2)}{|V_3|} \right] / B_{3\omega} \right),
\end{aligned}$$

其中

$$\begin{aligned}
h_1 &= \left(2B_{1\nu} |V_1| + \sqrt{2} Y_0 \frac{|V_3|}{|V_1|^2} \cos \phi_3 + \frac{\sqrt{2} Y_0 |V_2| \sin \phi_2}{|V_1|^2} \right) / B_{1\omega}, \\
h_2 &= -\sqrt{2} Y_0 \sin \phi_2 / |V_1| B_{1\omega}, \\
h_3 &= -\sqrt{2} Y_0 \cos \phi_3 / |V_1| B_{1\omega}, \\
h_4 &= -\sqrt{2} Y_0 |V_2| \cos \phi_2 / |V_1| B_{1\omega}, \\
h_5 &= \sqrt{2} Y_0 |V_3| \sin \phi_3 / |V_1| B_{1\omega}.
\end{aligned}$$

系统的 Jacobi 矩阵的特征方程为

$$\lambda^5 + a_1 \lambda^4 + a_2 \lambda^3 + a_3 \lambda^2 + a_4 \lambda + a_5 = 0,$$

式中各系数是

$$\begin{aligned}
a_1 &= -(a_{11} + a_{22} + a_{33} + a_{44} + a_{55}), \\
a_2 &= \sum_{i=1}^4 \sum_{j=i+1}^5 \begin{vmatrix} a_{ii} & a_{ij} \\ a_{ji} & a_{jj} \end{vmatrix}, \\
a_3 &= - \sum_{i=1}^3 \sum_{j=i+1}^4 \sum_{k=j+1}^5 \begin{vmatrix} a_{ii} & a_{ij} & a_{ik} \\ a_{ji} & a_{jj} & a_{jk} \\ a_{ki} & a_{kj} & a_{kk} \end{vmatrix}, \\
a_4 &= \sum_{i=1}^2 \sum_{j=i+1}^3 \sum_{k=j+1}^4 \sum_{l=k+1}^5 \begin{vmatrix} a_{ii} & a_{ij} & a_{ik} & a_{il} \\ a_{ji} & a_{jj} & a_{jk} & a_{jl} \\ a_{ki} & a_{kj} & a_{kk} & a_{kl} \\ a_{li} & a_{lj} & a_{lk} & a_{ll} \end{vmatrix},
\end{aligned}$$

$$a_5 = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} & a_{15} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} & a_{25} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} & a_{35} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} & a_{45} \\ a_{51} & a_{52} & a_{53} & a_{54} & a_{55} \end{bmatrix}.$$

根据 Routh-Hurwitz 判据,倘若系数 $a_1 \sim a_5$ 以及它们所组成的下列行列式都为正,则平衡点一定是稳定的:

$$\Delta_1 = |a_1|, \quad \Delta_2 = \begin{vmatrix} a_1 & 1 \\ a_3 & a_2 \end{vmatrix},$$

$$\Delta_3 = \begin{vmatrix} a_1 & 1 & 0 \\ a_3 & a_2 & a_1 \\ a_5 & a_4 & a_3 \end{vmatrix}, \quad \Delta_4 = \begin{vmatrix} a_1 & 1 & 0 & 0 \\ a_3 & a_2 & a_1 & 1 \\ a_5 & a_4 & a_3 & a_2 \\ 0 & 0 & a_5 & a_3 \end{vmatrix},$$

$$\Delta_5 = \begin{vmatrix} a_1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ a_3 & a_2 & a_1 & 1 & 0 \\ a_5 & a_4 & a_3 & a_2 & a_1 \\ 0 & 0 & a_5 & a_4 & a_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a_5 \end{vmatrix}.$$

既然稳定的平衡点才对应实际上可能存在的工作状态,因此我们针对功率合成系统求出的平衡点需要一一进行稳定性判定。基于上述的研究,我们完全能够对 3 dB 桥路功率合成器的动态性能进行理论计算,这是其他文献尚未解决的重要问题。譬如,在桥路功率合成器中,某一个振荡器的振荡频率在一定的范围内变化,我们逐一计算不同频率对应的功率合成器的工作参数,同时判别工作点的稳定性,就能确定出稳定的功率合成带宽,并给出带内输出功率、合成效率以及工作频率的变化。

五、理论计算实例

为了检验本文所建立的 3 dB 桥路功率合成器的非线性理论,我们采用文献[7]和[4]给出的实验数据,对实际的 X 波段 3 dB 桥路功率合成器的非线性特性进行了理论计算,计算结果和实验数据的一致性表明,我们的理论研究是正确的。

文献[7]根据 X 波段 Gunn 二极管振荡器实测的 Rieke 图,利用计算机提取出其频率和幅度多项式模型的系数,其中

$$\hat{G}_0 = 2.36, \quad \hat{B}_0 = -1.078, \quad \hat{G}_r = 1.18, \quad \hat{B}_r = 0.916, \quad \hat{B}_a = 1.$$

文献[4]给出了 X 波段 Gunn 二极管振荡器 3 dB 桥路功率合成器的 5 组实验数据,即是 3 个振荡器以不同的振荡频率和最大输出功率进行 5 种不同的组合时,功率合成器的合成效率、输出功率和工作频率的实测值。为此,我们把不同的振荡器参数和模型系数代进我们建立的状态方程,求解对应的平衡态方程组,最终计算出不同情况下桥路功率合成器的合成效率、输出功率和工作频率的理论值,表 1 给出了 5 种不同工作状态对应的实验数据和理论计算值,由此可见

两者一致性良好。

表 1 3dB 桥路功率合成器工作参数的理论和实验值*

自由振荡状态						功率合成后的工作参数					
频率 (GHz)			最大输出功率 (mW)			输出功率 (mW)		合成效率(%)		工作频率 (GHz)	
f_{01}	f_{02}	f_{03}	$P_{1\max}$	$P_{2\max}$	$P_{3\max}$	实验值	理论值	实验值	理论值	实验值	理论值
9.744	9.714	9.720	21.0	28.0	25.5	73.0	75.2	98	101	9.733	9.752
9.743	9.711	9.717	19.0	18.0	19.0	58.0	56.6	103	101	9.733	9.749
9.744	9.710	9.715	22.5	22.5	17.5	63.0	62.5	101	100	9.733	9.748
9.747	9.709	9.717	21.0	28.0	23.5	72.0	71.1	99	98	9.733	9.757
9.742	9.715	9.717	24.7	23.3	23.1	72.0	66.2	101	94	9.733	9.744

*参照实际计算中振荡器的 Q 值取 200。

另外,文献[4]给出了振荡器 1 振荡频率变化时桥路功率合成器工作频率和合成效率的对

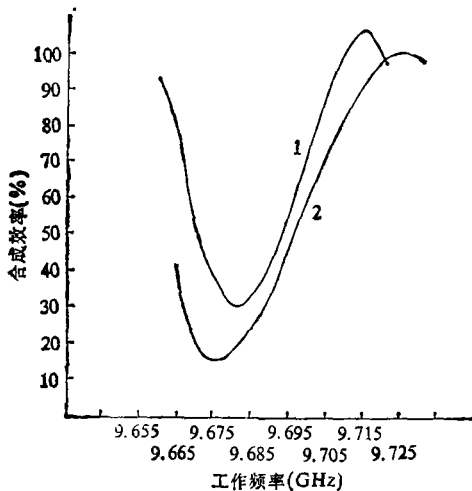


图 3 3dB 桥路功率合成器的调谐特性的理论和实验曲线

(1——文献[4]的实验曲线(图6), 2——理论曲线)

应曲线,如图 3 所示,由实验曲线的两个端点可以确定出功率合成器稳定的工作带宽。同样我们利用文献[4]给出的振荡器参数,在求解平衡点方程之后,对它们进行稳定性判定,根据我们理论计算结果在图 3 中给出了一条理论曲线,由图可见两条曲线的变化趋势很相似,并且由理论曲线决定的稳定工作带与实际情况相差无几。

六、结 语

本文借用振荡器的频率和幅度多项式模型,就 3 dB 桥路功率合成器建立了完整的非线性模型,理论计算和实验数据对比表明,我们的非线性分析能相当准确地描述桥路功率合成器的工作状态,由于这种电路结构是复杂的树型和串型多振荡器功率合成系统的基本单元,因此最终要实现

对这两类功率合成系统的计算机辅助分析和计算机辅助设计是完全可能的,无疑这对微波和毫米波功率合成技术的成功应用具有重要意义。

参 考 文 献

- [1] Russell, K. J., *IEEE Trans. on MTT*, 27(1979), 472.
- [2] Chang, K. & Sun, C., *ibid.*, 31(1983), 91.
- [3] Nevarez, J. R. & Herskowitz, G. J., *ibid.*, 17(1969), 2.
- [4] Mizushima, S., Kondoh, H. & Askiki, M., *ibid.*, 28(1980), 142.
- [5] Madihian, M. & Mizushima, S., *ibid.*, 30(1982), 1228.
- [6] Fukumoto, F., Nakajima, M. & Ikenoue, J., *ibid.*, 31(1983), 954.
- [7] Fukumoto, K., Nakajima, M. & Ikenoue, J., *ibid.*, 33(1985), 319.
- [8] Nakajima, M. & Ikenoue, J., *Int. J. Electron.*, 44(1978), 465.
- [9] 夏承铨,非线性电路,人民邮电出版社,北京,1986,437—442.