

X 波段微带倍频器的研制

徐 之 华

(电子技术系)

摘 要 本文主要讨论 x 波段四倍频器微带结构的实现途径。所述方法经简单调试能够得到简单的微带图形。这种倍频器可以满意地用作为某型测速雷达的输出级。

一、引 言

微波倍频器的理论分析已比较成熟,但其分析结果用于设计都是近似的。要研制成能够付诸实用的倍频器不仅要进行精心设计而且往往要经过反复的大量调试工作,特别是工作在 x 波段这样高的频率其寄生参量的大小与计算的电路参量大小可比拟,这样就增加了设计和调试倍频器的难度。

本文所叙述的倍频器是一种阶跃管倍频器,其基本电路有两种形式:一种是串联式(电压激励型);一种是并联式(电流激励型)。国产的阶跃管目前多是陶瓷同轴式封装结构适宜采用并联式,此时管子的一端直接接地,因而安装固定方便又有利于散热。本文着重介绍阶跃管微带四倍频器的实现、设计调试与结果。

二、阶跃管倍频器的分析和微带四倍频器的设计

阶跃管倍频器通常可采用如下两种分析和设计方法:一种方法是参照伯克哈特关于使用任意电容变化规律和任意激励电平的变容管倍频器的分析方法,对于阶跃管激励电平应取 $D=2$,非线性系数取 $m=0$,再由倍频次数确定选用的电路参数。输入、输出滤波器主要根据倍频器的工作带宽和谐波抑制度要求设计;另一种分析方法是将阶跃管看作为一个电容开关元件,利用其阻抗阶跃特性构成脉冲产生器。图 1 示出了这种阶跃管倍频器的等效电路模型,图中 L 为激励电感, C_T 为调谐电容,而 L_u 和 C_u 组成输入匹

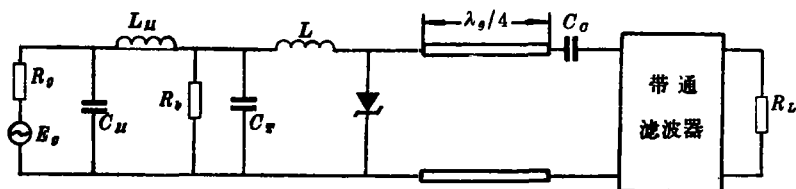


图 1 阶跃管倍频器等效电路模型

配网络，谐振网络是一段特性阻抗为 Z_0 的 $1/4$ 波长传输线， C_c 为耦合电容。

第二种分析方法物理概念清楚，但并未进行最佳化的数学分析，故电路设计参数没有严格的数学解。它可由近似的时域分析法得脉冲宽度 t_p 为

$$t_p = T_0/2 = 1/2f_0 = \pi \sqrt{\frac{LC_j}{1-\xi^2}} \quad (1)$$

式中 C_j 为反向偏置结电容， ξ 为脉冲电路阻尼因子，通常取 $\xi=0.3$ 。激励电感 L 为

$$L = \left(\frac{t_p}{\pi}\right)^2 \frac{(1-\xi^2)}{C_j} \quad (2)$$

在脉冲工作时对基波所呈现的输入阻抗为

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in} = \omega_i L R_0 + j\omega_i L X_0 \quad (3)$$

式中 R_0 和 X_0 为阻抗倍乘因子，是以 ξ 为参变量的倍频次数的函数，已有曲线可查。用电容 C_T 进行调谐可使输入阻抗为纯电阻， C_T 为

$$C_T = \frac{1}{\omega_i^2 L X_0} \quad (3')$$

要使输出脉冲能量在一个周期 T_i 内连续地以频率 f_0 的衰减振荡形式传输给负载，谐振线的有载 Q 值应等于

$$Q_L = n\pi/2 \approx \frac{\pi}{4} \frac{X_c^2}{Z_0 R_L} \quad (4)$$

故耦合电容 C_c 有

$$C_c \approx \frac{1}{\omega_0 \sqrt{2n Z_0 R_L}} \quad (5)$$

式中 R_L 为输出滤波器的输入阻抗，其谐振线的特性阻抗应取

$$R_L \geq Z_0 > \sqrt{\frac{L}{C_j}} \quad (6)$$

以保证脉冲产生器不过载。输出滤波器的设计要求与第一种方法相同。

x 波段输出倍频器的电路结构通常可采用两种形式：一种是同轴一波导式；一种是微波集成电路。后者电路比前者的损耗大，调试也稍困难，但重量轻，尺寸小，而且研制与生产周期短，所以在样品研制阶段着重设计 x 波段微带型四倍频器。

微带四倍频器的设计步骤在一些教科书和资料上均有详细叙述，只是所举例子大都是工作在 L 波段或 S 波段。本文采用第二种设计方法按如下三步进行：阶跃管的选择，等效电路参数计算，以及微带结构的实现。前二步与其它波段几乎相同，这里着重讨论微

带结构的实现途径。

在倍频器的微波集成电路中,组成脉冲产生器的激励电感 L 、调谐电容 C_T 以及 L_u 和 C_u 组成的匹配网络通常利用不同特性阻抗的微带线来实现,即电感用高阻微带线而电容用低阻微带线。原则上高阻段的特性阻抗尽量高而低阻段的特性阻抗尽量低,然而由于工艺和结构限制通常高阻最大取 100Ω 左右,而低阻取 $10\sim 20\Omega$ 。

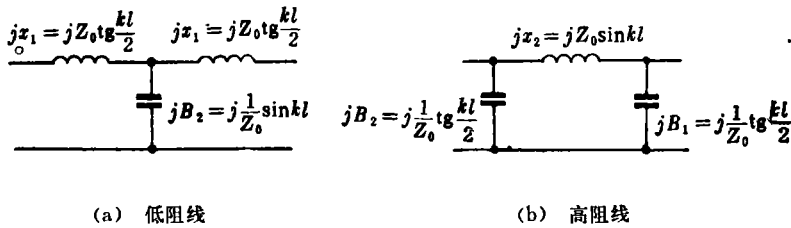


图 2 微带线段的 T 型与 π 型等效电路参数

x 波段四倍频器的输入频率接近于 s 波段,因此这时低阻线应等效于一个 T 型网络而高阻线等效为一个 π 型网络,如图2所示。同时应该考虑高阻段和低阻段之间尺寸突变而存在的跳变电抗(此时作并联电容考虑),然后按下述迭代程序进行带线尺寸的修正:

- (1) 由计算的电感量(应减去引线电感量)确定微带高阻线长度 l_L 的起始值,即

$$l_L = \frac{\lambda_{g_L}}{2\pi} \arcsin \frac{2\pi f_i L}{Z_{0_L}} \quad (7)$$

- (2) 由计算的电容量确定微带低阻线长度 l_C 的起始值,即

$$l_C = \frac{\lambda_{g_C}}{2\pi} \arcsin Z_{0_L} 2\pi f_i C \quad (8)$$

- (3) 计算微带高阻线 l_L 的端电容,即

$$C_L = \frac{1}{2\pi f_i Z_{0_C}} \operatorname{tg} \frac{\pi l_L}{\lambda_{g_L}} \quad (9)$$

- (4) 计算微带高阻线 l_L 和微带低阻线 l_C 间宽度尺寸突变的阶梯不连续电容,即

$$\frac{C_J}{\sqrt{W_1 W_2}} = (10.1 \lg \epsilon_r + 2.33) \frac{W_2}{W_1} - 12.6 \lg \epsilon_r - 3.17 \quad \text{pf/m} \quad (10a)$$

$$\left(\epsilon_r \leq 10, 1.5 \leq \frac{W_2}{W_1} \leq 3.5 \right)$$

$$\frac{C_J}{\sqrt{W_1 W_2}} = 130 \lg \left(\frac{W_2}{W_1} \right) - 44 \quad \text{pf/m} \quad (10b)$$

$$\left(\epsilon_r = 9.6, 3.5 \leq \frac{W_2}{W_1} \leq 10 \right)$$

- (5) 由步骤(3)和(4)计算得的适当值减少原先规定的集中电容值,即

$$C' = C - C_L - C_J \quad (11)$$

- (6) 由新的电容值 C' 计算低阻微带线长度 $l_{C'}$ 。

(7) 计算微带低阻线 l_c 等效 T 型节的电感量, 即

$$L_c = \frac{Z_{0c} \operatorname{tg} \frac{\pi l_c}{\lambda_{gc}}}{2\pi f_i} \quad (12)$$

(8) 由步骤(7)中算出的适当值减少原先规定的集中电感值, 即

$$L' = L - L_c \quad (13)$$

(9) 由新的电感值 L' 再从步骤(1)开始重复完整的运算程序, 以得到较精确的高阻线和低阻线的长度。

根据所选取的陶瓷基片材料, 尺寸以及高阻线和低阻线的特性阻抗 Z_{0LM} 、 Z_{0L} 和 Z_{0CM} 、 Z_{0CT} 就可按上述步骤设计出脉冲产生器的全部微带结构。

须要注意的是阶跃管的引线电感应尽量小, 否则使电感 L' 太小以致微带工艺上难以实现; 若 L_s 难以降低时应选取阶跃时间 t_i 尽量小的管子, 以保证所需要的实际脉冲宽度 t_P 而不致于降低倍频效率。

微带谐振线的长度应考虑耦合电容 C_c 引起的缩短效应, 其缩短长度为

$$\Delta l \approx Z_0 \cdot C_c \cdot v_P \quad (14)$$

故谐振长度 l' 为

$$l' = \lambda_g / 4 - \Delta l \quad (15)$$

由选取的谐振线特性阻抗 Z_0 即可确定其宽度。

输出带通滤波器通常采用平行耦合微带线型, 可按常规方法设计。

三、调试方法与结果

所研制的 x 波段微带四倍频器作为固体发射机的输出级装备在某型测速雷达上。整个电路图形集成在 $40 \times 20 \times 1\text{mm}^3$ 99瓷($\epsilon_r=9.6$)的陶瓷基片上, 如图3所示。采用WY402型阶跃管, 与片子一起装在 $46 \times 28 \times 16\text{mm}^3$ 屏蔽盒内。

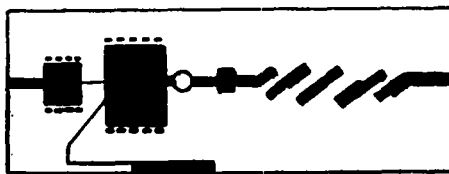


图3 x 波段微带四倍频器设计图形

如上所述, 理论设计的计算值是近似的, 例如没有考虑寄生参量及输入与输出网络之间的相互影响, 而且实际的阶跃管有些参数并非满足设计要求, 其参数也存在误差。所以必须对电路进行精细的调试, 同时要更换同一型号的不同管子, 质量较好的管子往往只要对电路稍加调整就可达到满意的结果。

图中的偏置电路采用简单的自偏压形式, 经过 $\lambda_g/4$ 奇数倍的高阻线和 $\lambda_g/4$ 终端开路的低阻线加到阶跃管上。调试时是通过电位器改变 R_b 大小来达到最大功率输出。调试结果表明自偏电阻大小与用近似公式得到的估计值相差较大, 而且偏压电阻不仅影响

倍频效率, 还影响再稳定性。

谐振线尺寸与位置必须在调试中加以确定, 将大小不同的薄铜片用透明胶粘贴在管子输出线上调整, 选择合适的薄铜片大小与位置使输出功率最大, 调整后修改光刻板再刻制在电路上。测试结果表明调整铜片的位置对倍频效率影响极大。

激励电感的调整比较困难, 因为电感很小使微带高阻线仅有零点几毫米的长度, 而管子本身的寄生电感已达 $0.25 \sim 0.28$ 毫微亨, 因此只有精细微调才能奏效。在研制中采用图4所示的结构, 在 L_L 的根部深入 C_T 刻两条细缝, 改变细缝长度相当于微调参考面 T , 也就等效地调整激励电感, 只是长度 l_L 变化极微, 调整必须非常仔细。实验证明, 当管子选定后确有一最佳 l_L 值, 对所研制的倍频器当 $l \approx 0.12\text{mm}$ 时对一定管子其适应范围比较宽。

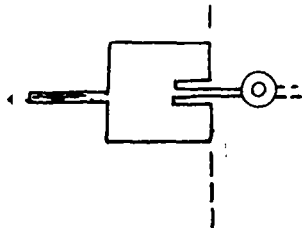


图4 激励电感调整方法

调谐电容 C_T 和匹配电容 C_M 的调整可以改善输入驻波比从而提高倍频效率, 研制中将等效为 C_T 和 C_M 的低阻线的上下两边划分若干小调整块, 然后用薄铜片进行调整。调整后修改光刻板, 再刻制在电路上或直接用低温锡焊接在电路上。

图5示出了微带四倍频器的测试方块图, 全部调整后的测试结果表明, 其性能达到所提出的技术指标并能稳定工作。该倍频器在输入频率上输入 1.8W , 在输出频率($f_0 = 10.575\text{GHz}$)上获得 160mW 的输出。效率(扣出反射)接近 10% , 在后接波导滤波器的条件下, 谐波抑制制度可达 35dB 。目前这种管子工作在这样大的功率还是少见的。动态范围在实测中输入从 1 至 2W , 输出基本保持线性输出。但是阶跃倍频器属窄带器件, 该倍频器的上述结果是在高稳定度点频上测试的。

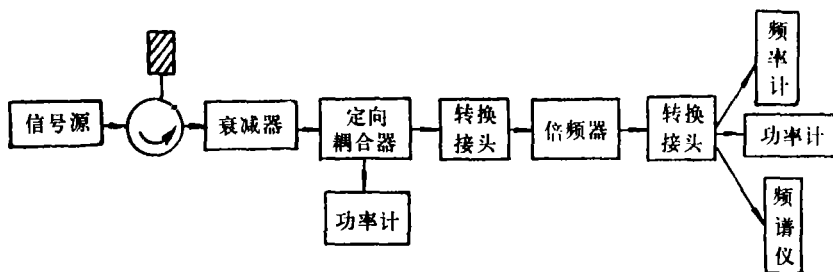


图5 微带倍频器测试方块图

四、存在的问题

在研制中还存在如下几个问题, 有待进一步探讨。

1. 调试中时而发现, 当输入功率增加到一定值时输出功率会下降, 甚至无输出。若调整适当, 这种现象会消失; 若调整不好, 有时即使输入很小功率也会出现这种现象。在输入频谱不纯及管子质量差时问题更严重。

2. 谐振线的尺寸比设计数值相差甚大, 往往位置比尺寸更灵敏地影响倍频效率。

3. 耦合微带带通滤波器的损耗较大,严重影响倍频效率提高。谐振线的调整对倍频器影响有时不很灵敏。

4. 电路重复性稍差。当前一级电路发生变化时必须重新调整倍频器的输入电路和偏压。

在研制过程中赫崇骏同志给予很大支持并对本文初稿提出了宝贵意见在此表示衷心感谢。

参 考 文 献

- [1] 阶跃管微波集成六倍频器,长沙工学院,1975。
- [2] 微带电路,清华大学,1975。
- [3] 功率微带倍频器,成都电讯工程学院,1976。
- [4] 微波器件与电路,南京工学院,1981。
- [5] Shunt-mode Harmonic generation Using Step recovery Diodes, M.T.T April, 1967, pp69—78.
- [6] Analysis of Varactor Frequency Multipliers for Arbitrary Capacitance Variation and Drive Level, B.S.T.T. April, 1965, Vol 44, No4 pp675—692.

Development of X-band Microstrip Frequency Multiplier

Xu Zhihua

Abstract

In this paper the realization approach of X-band four-frequency multiplier microstrip structure is discussed mainly. Using described method, the simple microstrip shapes can be obtained by the simple tuning. This frequency multiplier may be used satisfactorily as the output-stage some velocity radar.