

差分型锁定电路同步带分析***

马德荣 杨玉明
(吉林大学电子科学系, 长春)

摘要 用计算机绘图找到了满意的差分放大器输出特性的逼近式。用频域法导出了与实验相当吻合的差分型注入锁定的同步带, 其中同频注入锁定的同步带是著名的 Adler 公式的 $\Delta^2/(0.37\Delta^2 - 0.01985\Delta^2)$ 倍

关键词 差分型注入锁定; 同步带; Adler 公式

一、引言

很久以来, 人们对注入锁定同步带的研究仅限于三点反馈式注入锁定电路^[1-4], 并一直认为 Adler 公式适用于各种型式的注入锁定。虽然文献[5]导出了差分型注入锁定电路的同步带, 但是, (1) 误差较大, 其原因之一是所用的逼近式相对误差较大。我们用紫金 II 计算机和 COMX PL-80 绘图仪绘制了文献[5]所述的理论曲线及其逼近式, 结果表明, 在 $|V/\Delta| \leq 3.2$ 条件下, 最大相对误差为 26.6%; (2) 更重要的是该公式隐含着不能事先假设的参数 $g_{mc}(0)$, 没有揭示与 Adler 公式的差异。本文用计算机绘图找到了比文献[5]更好的逼近式, 并导出了与实验相当吻合的差分型注入锁定的同步带公式, 该公式揭示了与 Adler 公式的关系。分析表明, Adler 公式不能直接用于差分型注入锁定, 必须乘以与锁定后反馈电压有关的因数。

本文还论述了差分型注入锁定, 当注入负信噪比时, 系统工作的情况。

二、数学分析

在图 1 所示的差分对原理线路中, 晶体管 T_1 的集电极电流 $i_{c1}(t)$ 受注入信号 $e(t)$ 和 $V(t)$ 的控制(以下简记为 i_{c1} , e 和 V)。根据文献[6], 当 $e = 0$ 时, i_{c1} 可以表示为

$$i_{c1} = \frac{I_0}{2} \left(1 + \operatorname{th} \frac{V}{\Delta} \right) \quad (1)$$

其中, $\Delta = 2mkT/q$, k 是波尔兹曼常数, q 是电子电荷量, T 是半导体绝对温度, $m = 1 - 2.5$ 是半导体二极管结不突变的结构修正系数, I_0 为恒流管 T 集电极静态工作电流。

双曲正切函数 $\operatorname{th} x$ 的展开式为

* 1988 年 4 月 7 日收到, 1989 年 4 月 5 日修改定稿

** 国家自然科学基金资助项目。

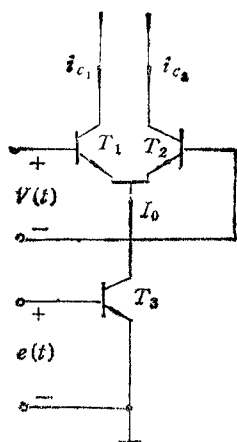


图1 差分对原理线路

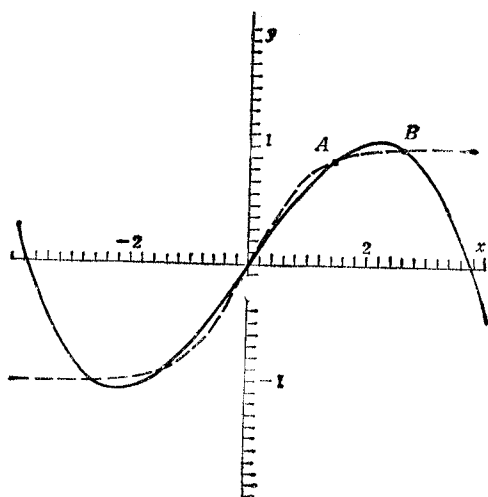


图2 差分对放大器理论输出特性及其逼近拟合曲线(虚线表示双曲正切函数,实线表示三阶方程,即逼近式)

$$\operatorname{th} x = x - \frac{x^3}{3} + \frac{2}{15} x^5 + \dots \quad (2)$$

值得注意的是,该式成立的条件为 $|x| < \pi/2$ 。在由图1组成的注入锁定电路中, $|x| = |V/\Lambda|$ 已大于 $\pi/2$, 不能直接引用(2)式。根据紫金 II 计算机和 COMX PL-80 绘图仪的指令, 用 BASIC 语言可以编制一个绘图程序(略), 改变相应的参数逼近其理论曲线, 最终得到一条满意的逼近曲线, 如图2实线所示。从拐点 A 到另一个交点 B 这个范围内, 相对误差 $\leq 10\%$; 在 $x = |V/\Lambda| \leq 3.0$ 范围内, 相对误差 $\leq 13\%$ 。对应的逼近式为

$$i_{c1} = \frac{I_0}{2} \left(1 + 0.74 \frac{V}{\Lambda} - 0.053 \left(\frac{V}{\Lambda} \right)^3 \right) \quad (3)$$

当 $e(t) \approx 0$ 时, I_0 随 $e(t)$ 变化。通过适当地选取 T_3 的正向偏置, 忽略晶体管体电阻上的压降, 并近似地认为 $\alpha \approx 1$ (即忽略 I_{B3} , 则 T_3 的集电极电流 i_{c3} 为

$$i_{c3} = I_0 e^{e(t)/V_T} \quad (4)$$

将(4)式置换(3)式的 I_0 , 则

$$i_{c1} = \frac{I_0 e^{e(t)/V_T}}{2} \left(1 + 0.74 \frac{V}{\Lambda} - 0.053 \left(\frac{V}{\Lambda} \right)^3 \right) \quad (5)$$

式中 $V_T = \Lambda/2$ 。

当 $e(t)/V_T \ll 1$ 时, 可将 $e^{e(t)/V_T}$ 的展开式乘幂高于一次的各项略去不计, 则

$$i_{c1} \approx \frac{I_0}{2} \left(1 + 0.74 \frac{V}{\Lambda} - 0.053 \left(\frac{V}{\Lambda} \right)^3 \right) \left(1 + \frac{e}{V_T} \right) \quad (6)$$

取其交流成分 i_c , 并令 $g_{mv}(0) = 0.37 I_0 / \Lambda$; $d = 0.0265 I_0 / \Lambda^3$; $a = 3d$; $g_{mc}(0) = I_0 / \Lambda$; $b = 0.74 g_{mc}(0) / \Lambda$; $c = 0.053 g_{mc}(0) / \Lambda^3$, 则

$$i_c = g_{mv}(0)V - dV^3 + g_{mc}(0)e + bVe - cV^3e \quad (7)$$

由图1构成的锁定电路如图3所示, 其中 C_1 为耦合反馈电容; C_3 、 C_4 均为隔直流滤波电容, FZ1C 为差分集成块, 和12脚对应的晶体管与图1中的 T_1 相对应; 和11脚对

5MHz, 反馈到 T_2 基极上电压有效值 $A_0 = 220\text{mV}$ 。当注入信号的振幅 $U \ll A_0$ 时, 可以认为 $A \approx A_0$ 。将这些数值代入 β , 则

$$\beta = A^2 / (0.37A^2 - 0.019875A^2) \approx 5.63.$$

由实例可以看到, 这种注入锁定具有较大的同步带, 至少是三点式振荡注入锁定的 2.7 倍 (当 $A \rightarrow 0$ 时)。

如果用双边相对最大同步带表示, 则

$$h_1 = \frac{2\Delta\omega_{\max}^{(1)}}{\omega_0} = \beta \frac{U}{AQ} = \beta h_1^{(1)} \quad (14)$$

式中 $h_1^{(1)} = U/AQ$ 为文献[1]给出的双边相对最大同步带。



图 4 负信噪比注入和锁定输出波形

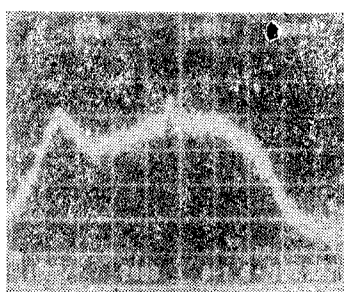


图 5 注入的信号⊕噪声功率谱

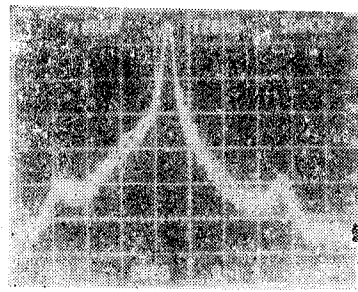


图 6 输出的信号⊕噪声功率谱

众所周知, 要增加注入锁定的跟踪范围, 其方法之一是增加注入信号的信噪比。差分型注入锁定有较大的同步带, 其注入的信噪比低至 -10dB 还能可靠地工作。图 4 示出了自由振荡频率 $f_0 = 12.5\text{MHz}$ 和注入信噪比为一 9.5dB 的输入和锁定后的输出波形, 上面的是注入的信号⊕噪声波形, 下面的是锁定后的输出波形。在这种情况下, 注入的信号⊕噪声功率谱如图 5 所示, 锁定后, 其同步带为 15kHz , 输出的信号⊕噪声功率谱如图 6 所示。该锁定线路由于差分具有良好的长期频率稳定度, 对于温度范围要求不高的场合, 15kHz 的同步带似乎能满足要求。

2. 二次谐波注入锁定

设注入信号为

$$e(t) = U \cos(2\omega t + \phi) \quad (15)$$

并设 $\omega > \omega_0$, 经上述类似的步骤, 最后可得二次谐波注入锁定单边最大同步带为

$$\Delta\omega_{\max}^{(2)} = \frac{(b - cA^2/2)U\omega_0}{4(g_{mv}(0) - aA^2/4)Q} = \frac{A(b - cA^2/2)}{2g_{mc}(0)} \Delta\omega_{\max}^{(1)} = r\Delta\omega_{\max}^{(1)} \quad (16)$$

式中, $\Delta\omega_{\max}^{(1)}$ 为同频注入时单边最大同步带;

$$r = A(b - cA^2/2)/2g_{mc}(0)$$

实例 2 参数与实例 1 相同, 并将其代入 r , 则

$$r = \frac{0.74 A/\Lambda - 0.0265 A^3/\Lambda^3}{2} \approx 0.75$$

如果用双边相对最大同步带表示, 则

$$h_2 = \frac{2\Delta\omega_{\max}^{(2)}}{\omega_0} = rh_1. \quad (17)$$

用类似的方法也可以得到其他各种模式的同步带,这里就不一一列举了.值得一提的是,该线路用奇次分频时,其同步带比其他模式要小,其原因是差分放大器输出特性含产生这种奇次谐波的成分比较小.

三、实验证明

实验所用的线路如图3所示,其中 C_2 , C_3 和 C_4 均为 $0.01\mu\text{f}$, C_1 为耦合反馈电容,其他元件参数如图3所示.当 $e(t) = 0$ 时,自由振荡频率为 5MHz ,在这种情况下实测:(1) T_1 , T_2 和 T_3 的基极到发射极直流结电压 V_{BE} 分别为 0.695V , 0.70V 和 0.78V ,不象三点式振荡出现偏置为零或倒置现象,前面导出的公式不受影响;(2) T_3 发射极静态工作电流 $I_e \approx 3\text{mA}$; (3) 反馈到 T_2 基极上电压有效值 $A_0 = 220\text{mV}$,若取 $A = 100\text{mV}$,则 $V/A = A_0\sqrt{2}/100 = 3$,不能直接利用(2)式.因为 $(N_1/N_2)^2 = (27/7)^2 \gg 1$,根据所给元件参数,可以容易地算得有载品质因数 $Q \approx 5$.把上述参数及实例1和实例2的 β 和 r 值代入(14)式和(17)式,就可以得到双边相对最大同步带随注入信号的关系曲线,如图7所示,其中(a)为同频的情况,(b)为二次谐波的情况.

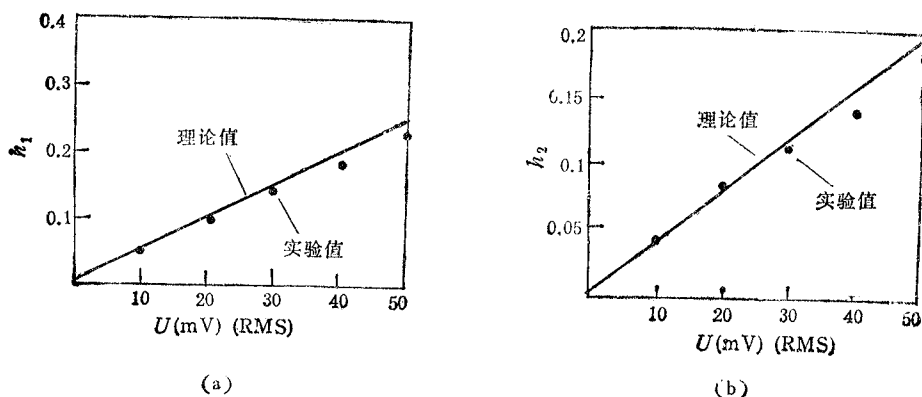


图7 双边相对最大同步带与注入电压 U 的关系

四、结 论

用计算机绘图逼近差分放大器输出特性,可以较快地找到满意的逼近式,本文根据这个逼近式,分析并导出了与实验相当吻合的差分型注入锁定最大同步带公式.与文献[3]图1相符的电路,其同步带用 Adler 公式描述;由于本文所述的锁定电路与文献[3]图1不相符,其同步带不能直接用 Adler 公式,必须加以修正,其修正系数为

$$\beta = g_{mc}(0)(g_{mv}(0) - aA^2/4).$$

因为该锁定具有较高的稳定性因子(同步带/频率温度漂移),所以很容易观察出负信

噪比注入的情况,有关注入负信噪比锁定的详细论述将另文发表。

参 考 文 献

- [1] R. Adler, *Proc. IRE*, **34**(1946), 351—357.
- [2] Van der Pol, *Phil. Mag.*, **3**(1927), 65—80.
- [3] 马德荣,电子学报, **13**(1985), 103—108.
- [4] L. Schmideg, *Proc. IEEE*, **59**(1971), 1250—1251.
- [5] 黄成方,电子学报, **10**(1982), 79—85.
- [6] 川上正和,トランジスタとその回路 I, 第四章,昭和 49 年 3 月,共立出版株式会社.

ANALYSIS ON THE SYNCHRONIZATION BAND OF A DIFFERENTIAL IL CIRCUIT

Ma Derong Yang Yuning

(Department of Electron Science, Jilin University, Changchun)

Abstract The satisfactory approximate expression of the differential amplifier output characteristic is found by computer plotting. The synchronization band of a differential IL circuit is derived and analysed by the frequency domain method, where the maximum synchronization band of the same frequency IL is $\Lambda^2/(0.37\Lambda^2-0.019875\Lambda^2)$ time as large as the famous Adler's formula. It is found that the theoretical analysis agrees well with experimental curve.

Key words Differential IL circuit; Synchronization band; Adler's formula