

一种新型感性有源可变调制相加器*

马德荣 杨玉明

(西南电子技术研究所)

提 要

用负反馈扩展频带是目前国内外广泛采用的、行之有效的办法。在研制微波调相器的调制相加器时发现,用本文提出的感性有源可变调制相加器是扩展频带的另一有效办法。就增益带宽积而论,后者比前者大得多。

本文提出的调制相加器,就带宽、无失真输出电压和对组合波的抑制而言,比美国 Motorola 公司研制的 Goddard 跟踪系统的指标高得多。用流图理论详细地分析了它的性能,并得出了一系列有用的公式。理论分析和实验曲线相当吻合。整个电路比较简单,并能在 $-40\sim+85^{\circ}\text{C}$ 温度范围内稳定可靠地工作。

一、引 言

连续波微波调相器用于很多领域,例如,在非相参多站连续波应答机中^[1],它把相加器输出的几路频率各不相同的中频信号变为调相副载波,下行至各地面站,完成测距跟踪任务。

由于以下原因:(1)为了提高测距精度、调制信号的频率日益提高,美国 Motorola 公司研制的 Goddard 三站跟踪系统^[1],采用的最高调制频率是 3.2MHz,目前我国采用的最高调制频率则更高;(2)中频放大器的输出电压一般都不高(0.5—1V);(3)微波调相器的调制灵敏度很低,要达到一定的调制指数,需要足够高的调制电压,例如,对三路调制电压和的峰峰值有时要求竟高达 20V 以上;所以必须采用频带宽、增益高、输出幅度大、且对组合波抑制能力强的调制相加器。为此,本文提出了一种新型感性有源可变负载调制相加器,其负载的交流等效阻抗呈感性,并随频率增高而增大。这样就从负载形式上保证了宽频带、高增益的特性。同时电路结构相当简单。

为了能同时满足实现有源负载和无失真传输大信号的要求,不宜采用一般的射极跟随器。为此本文提出了一种新型的隔离器。由于它的输入阻抗比一般射极跟随器的高,从而满足了上述两点要求,并增强了调制相加器与微波调相器之间的隔离。

本文介绍的产品在整机上工作多年,结果表明,理论分析与实验曲线相当吻合。在 $-40\sim+85^{\circ}\text{C}$ 温度范围内能稳定可靠地工作。

* 1983年1月18日收到,1984年2月22日修改定稿。

二、感性有源可变负载的基本原理

图 1(a) 示出了感性有源可变负载的基本电路。图中 R_b 为基极偏压电阻, R_L 为负载电阻, R_e 为反馈电阻。它是一个带有正反馈的共集放大器。在低频端, 由于电容 C 的作用, 反馈很小, 信号源被 R_e “短路”; 随着频率的升高, 正反馈加强, 所以输入阻抗也跟着增高。

假设: (1) 电路具有单向性; (2) 无反馈, 即 $R_e = \infty$ 时的输出阻抗 $Z_{out} \ll R_e$ 。

利用晶体管共集电极的近似 H_e 流图, 就可画出图 1(a) 的信号流图, 如图 1(b) 所示。依次吸收节点 I_b 、 U_1 、 U_b 和消去自回路; 又依次吸收节点 I_1 、 U_c , 就可以得到如图 1(c) 所示的流图。因为 $R_b \gg \beta r_e$ 和 $\beta + 1 \approx \beta$, 所以各支路可近似为:

$$-\frac{1}{R_e} + \frac{\beta r_e}{\left(1 + \frac{\beta r_e}{R_b}\right) R_e R_b} \approx -\frac{1}{R_e}, \quad (1)$$

$$1 - \frac{1}{R_b} \left(\frac{\beta r_e}{1 + \frac{\beta r_e}{R_b}} \right) \approx 1, \quad (2)$$

$$\frac{1 + \beta}{1 + \frac{\beta r_e}{R_b}} \left(\frac{-1}{R_b} \right) \approx -\frac{\beta}{R_b}, \quad (3)$$

$$\frac{1 + \beta}{1 + \frac{\beta r_e}{R_b}} \approx \beta, \quad (4)$$

$$\frac{1}{j\omega C} + \frac{\beta r_e}{1 + \frac{\beta r_e}{R_b}} \approx \beta r_e - jX_c, \quad (5)$$

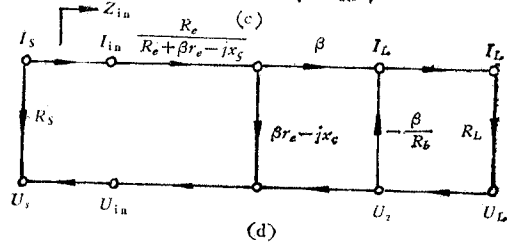
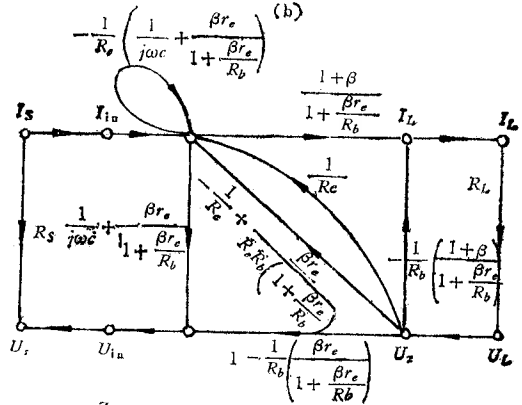
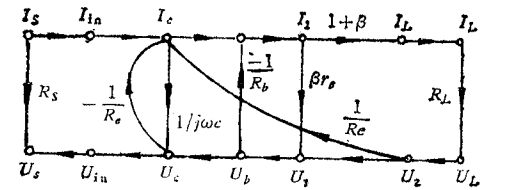
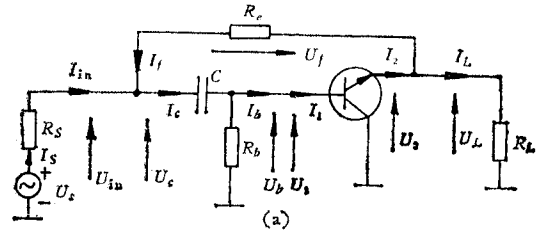


图 1 感性有源可变负载原理电路图及其流图

$$-\frac{1}{R_e} \left(\frac{1}{j\omega C} + \frac{\beta r_e}{1 + \frac{\beta r_e}{R_b}} \right) \approx -\frac{1}{R_e} (\beta r_e - jX_c), \quad (6)$$

其中 $X_c = 1/\omega C$ 。消除图 1(c) 的自回路后, 便得到图 1(d) 所示的流图。如果使 $\beta R_L \gg R_b$ (实际上也是如此), 利用 Mason 规则^[2], 经复数运算, 最后得到输入阻抗为:

$$Z_{in} \approx \frac{R_c(R'_b R'_c + X_c^2)}{(R'_c)^2 + (X_c)^2} + j \frac{R_c X_c (R_b - R_c)}{(R'_c)^2 + (X_c)^2}, \quad (7)$$

其中, $R'_b = \beta r_c + R_b$, $R'_c = \beta r_c + R_c$. 因为 $R_b \gg R_c$, 所以式(7)可近似为:

$$Z_{in} \approx \frac{R_c(R'_b R'_c + X_c^2)}{(R'_c)^2 + (X_c)^2} + j \frac{R_c R_b X_c}{(R'_c)^2 + (X_c)^2} = R_{in} + jX_L, \quad (8)$$

其中, $R_{in} = R_c(R'_b R'_c + X_c^2)/[(R'_c)^2 + (X_c)^2]$; 因为 $R'_b R'_c \gg (R'_c)^2$, 所以 R_{in} 的值随角频率 ω 的增高而增大; $X_L = R_c R_b X_c / [(R'_c)^2 + (X_c)^2]$; 将 X_L 对 X_c 求导数, 并令其为零, 求得:

$$X_c = R'_c, \quad (9)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{R'_c C}. \quad (10)$$

称 ω_0 为 $|Z_{in}|_{-3dB}$ 的下限截止角频率. 将式(9)代入 X_L 的表达式, 经运算, 最后得 X_L 的最大值为:

$$(X_L)_{\max} = \frac{R_c R_b}{2R'_c}. \quad (11)$$

将式(9)代入式(8), 因为 $R'_b \gg R'_c$ 和 $R_b \gg \beta r_c$, 所以经简单运算后, 可求得输入阻抗 Z_{in} 的模为:

$$|Z_{in}|_{-3dB} = \frac{R_c R_b}{\sqrt{2} R'_c}. \quad (12)$$

当 $X_c \gg R'_b > R_b$, 即 $\omega \ll 1/CR'_c$ 时, 又因为 $R'_b \gg R'_c$, 所以 $X_c^2 \gg (R'_b)^2 \gg R'_c R'_b \gg (R'_c)^2$, 根据这些关系和式(8), 可得 $|Z_{in}|$ 的最小值为:

$$|Z_{in}|_{\min} \approx \sqrt{R_c^2 \left(1 + \frac{R_b^2}{(X_c)^2}\right)} \approx R_c. \quad (13)$$

当 $X_c \ll R'_c$, 即 $\omega \gg 1/R'_c C$ 时, 又因为 $R_b \gg \beta r_c$, 即 $R'_b \approx R_b$, 所以根据式(8), 可得 $|Z_{in}|$ 的最大值为:

$$|Z_{in}|_{\max} \approx \sqrt{\left(\frac{R_c R_b}{R'_b}\right)^2 \left(1 + \frac{X_c^2}{(R'_c)^2}\right)} \approx \frac{R_c R_b}{R'_c}. \quad (14)$$

如果 $R_c \gg \beta r_c$, 则由式(14), 可得 $|Z_{in}|$ 的极限值为:

$$|Z_{in}| \rightarrow R_b. \quad (15)$$

比较式(12)和式(14), 便可得出 $\omega_0 = 1/(R'_c C)$ 确是 $|Z_{in}|_{-3dB}$ 的下限截止角频率.

现在来求 $|Z_{in}|$ 在低频段每十倍频程, 下降的斜率 r . 令 $\omega = 1/(10R'_c C)$, 即 $X_c = 10R'_c$ 代入式(8), 则输入阻抗 $|Z_{in}|$ 为:

$$|Z_{in}|_{X_c=10R'_c} = \sqrt{\left[\frac{R_c(R'_b + 100R'_c)}{101R'_c}\right]^2 + \left[\frac{10R_c R_b}{101R'_c}\right]^2}. \quad (16)$$

利用式(16)和式(12), 便可得 r 为:

$$r = 20 \lg \frac{|Z_{in}|_{X_c=10R'_c}}{|Z_{in}|_{X_c=R'_c}} = 20 \lg \sqrt{2} \sqrt{\left(\frac{10}{101}\right)^2 + \left(\frac{R'_b + 100R'_c}{101R'_c}\right)^2}. \quad (17)$$

由上述分析可知, 输入阻抗 $|Z_{in}|$ 随角频率 ω 增高而增大. 只要选取足够大的 R_b 值, 便可使这种有源可变负载的交流等效阻抗远大于其直流电阻; 因为它的直流电阻为 R_c 加

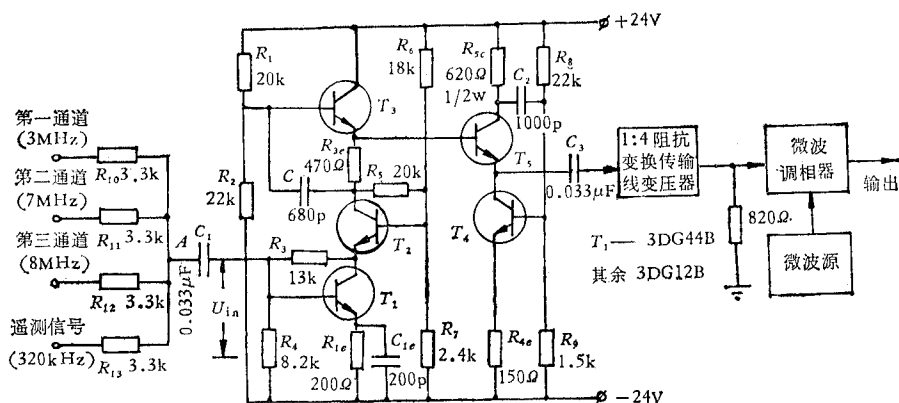


图2 新型感性有源可变频调制相加器电路图

晶体管的静态直流电阻,是很小的。显然,从原理上讲,这种有源负载根本不同于目前广泛应用的有源负载。

根据式(8)可以预料(后面的实验也证实了),因为 Z_{in} 呈感性,所以在高频端,它和图2所示的 T_1 、 T_2 和 T_3 的极间电容、下级隔离器的输入电容以及分布电容谐振,使频带的高频部分展得很宽。

三、新型隔离器的工作原理

为了加强相加器和微波调相器间的隔离和满足前节叙述的不等式 $\beta R_L \gg R_b$, 必须在它们之间加一个隔离器。用一般的射极跟随器作隔离器时,发现,当输入电压增高到一定程度后,由于 R_L 较小而产生严重的截止失真。为此提出了一种新型的隔离器,如图3(a)所示,图中 C_3 和 C_2 均为隔直流电容。若 $C_2 = 0$, 因恒流源 T_4 的交流等效阻抗远大于 R_L , 实际上变成了发射极电阻等于 R_L 的一般的射极跟随器。若 $C_2 \neq 0$, 由于引入了负反馈,使其输入阻抗增大,同时流入 T_5 的电流减小,从而改善了上述的截止失真。

图3(a)的交流等效电路如图3(b)所示。假设电流 $I_4 \ll I_c$, 利用晶体管共集电极的近似 H_c 流图,先画出虚线框内的流图,然后利用如下关系:

$$I_f \approx -\frac{U_c}{R_{4e}}, \quad (18)$$

$$I_L = I_2 + I_f \approx I_2 - \frac{U_c}{R_{4e}}, \quad (19)$$

便画出虚线框外的流图,其对应的支路传输为 $-\frac{1}{R_{4e}}$ 。图3(b)的完整的信号流图如图3(c)所示。依次吸收节点 I_3 和 U_c 后的流图出现了节点 I_1 到节点 U_{in} 的输入端分压支路 R_{5c} 。在共集电极情况下,因为无反馈(即 $R_{5c} = 0$)时的输入阻抗 $Z_{in} \gg R_{5c}$, 所以输入端分压支路 R_{5c} , 在共集电极情况下,完全可以忽略;同时出现了一条由节点 I_1 到节点 U_2 的直通支路 $-R_{5c}$ 。由于直通信号一般都很小而被忽略。再吸收节点 U_2 便可以得到最后的

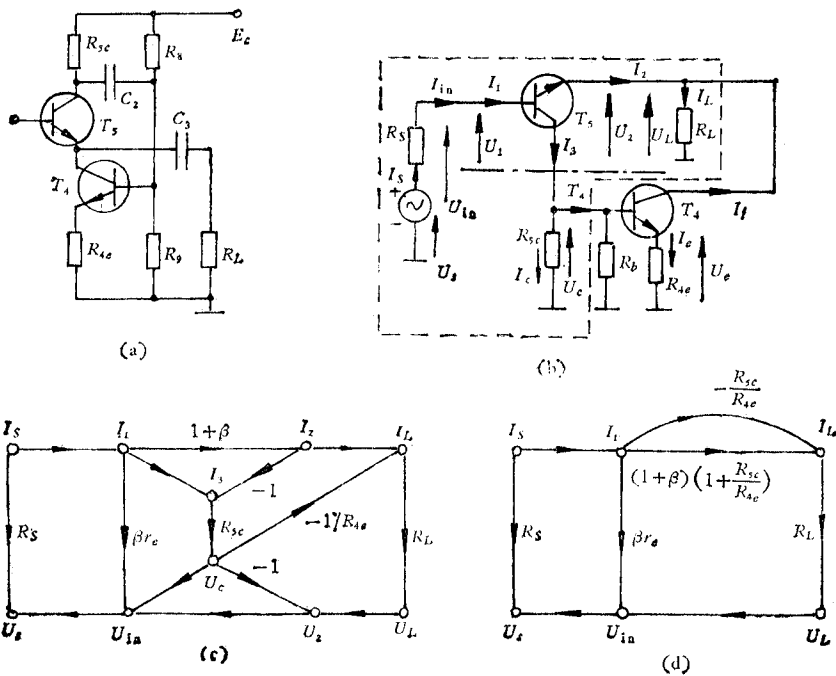


图3 新型隔离器电路及其流图

流图形式, 如图 3(d) 所示。

根据 Mason 规则^[2], 经过演算, 最后得到的输入阻抗为:

$$Z_{inf} = \beta r_e - \frac{R_{5c}R_L}{R_{4c}} + \frac{R_{4c} + R_{5c}}{R_{4c}} (1 + \beta)R_L. \quad (20)$$

因为 $\frac{R_{4c} + R_{5c}}{R_{4c}} (1 + \beta)R_L \gg \beta r_e - \frac{R_{5c}R_L}{R_{4c}}$, 所以

$$Z_{inf} \approx \frac{R_{4c} + R_{5c}}{R_{4c}} Z_{in}, \quad (21)$$

其中, Z_{in} 是一般射极跟随器的输入阻抗。

可以导出流入晶体管 T_3 的交流电流, 该隔离器的交流电流是一般射极跟随器的 $R_{4c}/(R_{4c} + R_{5c})$ 倍, 即

$$\frac{U_c}{U'_c} = \frac{R_{4c}}{R_{4c} + R_{5c}}, \quad (22)$$

其中, U'_c 是一般射极跟随器在 R_c 上产生的电压降, U_c 是该隔离器在 R_c 上产生的电压降。

四、感性有源可变调制相加器的设计和实验

新型调制相加器的实际电路如图 2 所示。频率分别为 3MHz、7MHz 和 8MHz 的中放输出信号和频率为 320kHz 的遥测信号分别通过电阻 R_{10} 、 R_{11} 、 R_{12} 和 R_{13} 转换成电流, 在节点 A 相加。其“和电流”通过由 T_1 和 T_2 组成的共发-共基级联电路进行放大, 其负载形式就是本文论述的有源负载。 T_1 、 T_2 和 T_3 的集电极到发射极的直流电压是串联的。对 T_3

来说, T_2 相当于一个近似的恒流源, 所以, T_3 通过 R_{3e} 的正反馈, 绝大部分流入电容 C ; 同时, T_3 的基极偏置电阻 $R_b = R_1 // R_2$ 允许很大, 而不会导致温度对 T_3 静态工作点的影响。 T_4 和 T_5 组成上述的隔离器。 电容 C_1 和 C_3 均为隔直流电容。 1:4 阻抗变换传输线变压器用于提升电压, 足以满足微波调相器对调制电压的要求。 相加后的电压是微波调相器的调制信号, 故名为调制相加器。

从宽频带放大的稳定性要求考虑, 采用了共发-共基级联电路。 相加器前是输出阻抗很高的门电路, 加上隔离电阻 R_{10} 、 R_{11} 、 R_{12} 和 R_{13} , 所以路间隔离是相当好的。

该调制相加器只作信号相加, 不作运算。 同时, 它的输入信号均设有电位器可调, 所以对相加精度要求不高。

另一指标是, 温度变化时, 输出电压变化愈小愈好。 为此尽量采用直流负反馈(例如电阻 R_5 和 R_7 、 R_3 和 R_4 以及 R_{1e}) 来稳定晶体管的静态工作点。 实验表明, 在 $-40 \sim +85^\circ\text{C}$ 温度范围内, 输出电压变化小于 1dB。

在低频段, 即输出电压上升段, 可以认为由 R_{1e} 引起的串联电流负反馈起主要作用, 因为这时输出电压很低, 并联电压负反馈的反馈量较小而被忽略。 当频率升高到满足关系 $\frac{1}{\omega C_{1e}} \ll R_{1e}$ 时, 起作用的反馈正好与低频段相反, 这样处理有利于线路的宽频带特性。

晶体管 T_2 集电极输出记为 $(U_{2c})_{\text{out}}$, T_3 发射极输出记为 $(U_{3e})_{\text{out}}$ 。 在高频端由于 R_{3e} 中的交流电流较小, 所以可认为: $20 \lg \frac{(U_{2c})_{\text{out}}}{(U_{3e})_{\text{out}}} \approx 0$ 。 当 ω 趋于零时, 该有源负载实际上是一个共基电路。 实测 T_3 的 $\beta = 50$, $I_e = 5\text{mA}$, 又根据公式 $r_e = 26/I_e$, 则:

$$20 \lg \frac{(U_{2c})_{\text{out}}}{(U_{3e})_{\text{out}}} \approx \frac{R_{3e} + \beta r_e}{\beta r_e} \approx 9\text{dB}.$$

所以 $(U_{2c})_{\text{out}}$ 和 $(U_{3e})_{\text{out}}$ 的主要差别出现在频率趋于零的范围内。 同时, 为了简化计算, 只讨论 $(U_{2c})_{\text{out}}$ 的变化情况。

根据上述实测的 β 和 I_e 值, 并利用相应的公式计算, 最后得到的基本参数如下: $R'_e = 730\Omega$, $R_b \approx 10.5\text{k}\Omega$, $R'_b \approx 10.76\text{k}\Omega$, $f_0 \approx 321\text{kHz}$ 。

假设 T_1 和 T_2 组成的共发-共基级联电路是一个恒流源, 其输出电流为 I 。 当

$f \ll \frac{1}{2\pi C R'_b}$ 时, 可利用公式(13)得到 $(U_{2c})_{\text{out}}$ 的最小增益为: $G_{\min} = 20 \lg \frac{R_{3e} I}{U_{\text{in}}}$ 。 选测

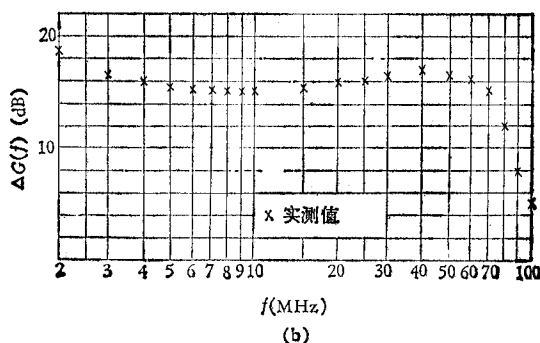
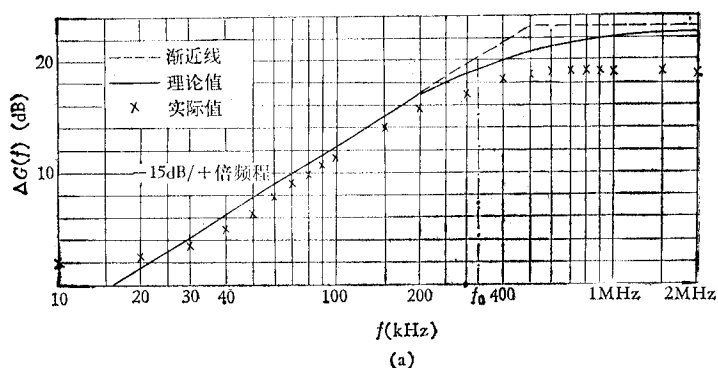
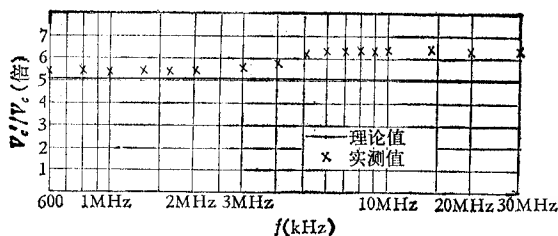
试频率 $f = 2\text{kHz}$, 以满足不等式 $f \ll \frac{1}{2\pi C R'_b}$, 这样测得的 $G_{\min} = 8.7\text{dB}$ 。 当频率增高

时, $G(f)$ 也增大, 它们之差 $\Delta G(f) = G(f) - G_{\min}$ 为:

$$\Delta G(f) = 20 \lg \frac{|Z_{\text{in}}(f)| I}{U_{\text{in}}} - 20 \lg \frac{R_{3e} I}{U_{\text{in}}} = 20 \lg \frac{|Z_{\text{in}}(f)|}{R_{3e}}. \quad (23)$$

恒等式(23)的左边两项的实际值可用测量的方法得到, 它们之差就是实际的 $\Delta G(f)$, 如图 4(a)中 $\times$ 线所示。

恒等式(23)右边可认为是 $\Delta G(f)$ 的理论值, 根据公式(14), 可求得其最大增益差 $\Delta G_{\max} = 20 \lg \frac{R_b}{R'_e} \approx 23\text{dB}$ 。

图 4 $\Delta G(f)-f$ 曲线图 5 $\frac{U'_c}{U_c}-f$ 曲线

根据公式(17),求得 $\Delta G(f)$ 的下降斜率 $r = -15\text{dB}$. 根据 $\Delta G_{\max}$, r 和 f_0 可画出 $\Delta G(f)$ 的理论曲线,如图 4(a) 实线所示. 可以看出两者是相当吻合的.

频率 $f \geq 2\text{MHz}$ 的 $\Delta G(f)-f$ 关系的实测值如图 4(b) 所示,低频峰点比谷点大 4dB. 理论和实验都可证明只要稍微减小 $R_b = R_1//R_2$ 的值,便可减小低频峰点值,从而使峰谷差在 3dB 之内. 高频段的另一峰点是由呈感性的有源负载与第二节末叙述的四种电容谐振产生的. 高频段的上限截止频率还取决于 T_s 的截止频率.

一般射极跟随器和本文论述的隔离器的比较,即 $\frac{U'_c}{U_c}-f$ 曲线如图 5 所示. 根据公式(22)可以算出理论值为 $\frac{U'_c}{U_c} = 5.1$, 如实线所示. 实测值在图 5 中用 $\times$ 表示. 可以看出,

频率在 2MHz 以下, 实际值相当接近于理论值. 频率在 3MHz—30MHz 范围内, 两者比较接近.

由于负反馈得到了加强, 所以该隔离器对输出波形有明显的改善. 保持隔离器的输入电压为 5.2V, 则其输出波形如图 6(a) 所示, 电压有效值为 $5.2V/200\Omega$; 若使 $C_2 = 0$, 便得到一般的射极跟随器, 其输出波形如图 6(b) 所示, 存在着严重的截止失真.

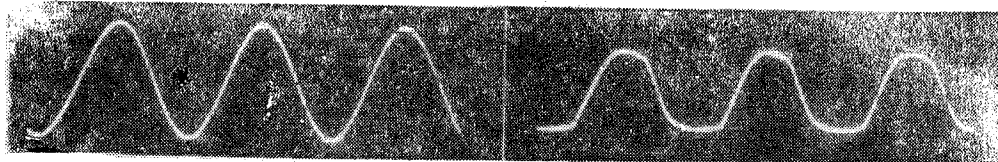


图 6 新型隔离器和射极跟随器在输出波形方面的比较(测试频率为 3MHz)

(a) 新型隔离器的输出波形

(b) 射极跟随器的输出波形

频率为 3MHz、7MHz 和 8MHz 的三路中频信号在相加器中相加后, 送入调相器, 用频谱仪在调相器输入端测得的谱线如图 7 所示. 图中三路输出电压有效值均为 2.4V, 对组合杂波的抑制 $\geq 38\text{dB}$. 事实上, 该线路可以作更高频率的多路相加.

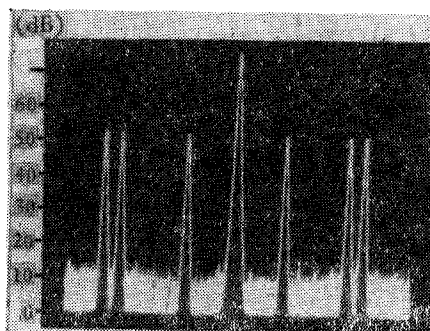


图 7 输出谱线

五、结 论

从本文的分析和实验可以看出, 展宽频带的方法, 除了目前广泛采用的负反馈方法外, 还可以用本文提出的交流等效输入阻抗呈感性的有源负载这样一种方法. 从原理上讲, 这种有源负载根本不同于目前广泛应用的普通的有源负载. 就两者的增益带宽积而言, 前者比后者大得多. 本文介绍的调制相加器, 就带宽、无失真输出电压幅度和对组合波的抑制而言, 比 Goddard 跟踪系统的指标高得多. 本文提出的隔离器特别适合无失真地传输大信号的场合. 整个电路能在 $-40 \sim +85^\circ\text{C}$ 温度范围内稳定可靠地工作.

在数据测试中, 得到了曹晓蓓同志的协助, 在此表示感谢.

参 考 文 献

- [1] J. E. Kirch, The Goddard Range and Range Rete, System for Satellite Tracking, IEEE 10th Annual East Coast Conference on Aerospace and Navigational Electronics, 1963, pp 2. 3. 4—1.
- [2] S. J. Mason, *Proc. IRE*, 44(1956), 920.

A NEW MODULATION SUMMATOR WITH AN ACTIVE INDUCTIVE VARIABLE LOAD

Ma Derong, Yang Yuming

(South-west China Research Institute of Electronic Technology)

Spreading band with negative feedback is a valid method that is presently widely used at home and abroad. From developing the modulation summator of microwave phase modulator, it is found that the modulation summator presented in this paper seems to be an another valid method of spreading band. The gain-band product of the latter is much larger than that of the former.

The new modulation summator presented in this paper has a much wider band, higher non-distorted output voltage and better rejection capability to combined-wave than Goddard tracking system developed by Motorola Co. Its characteristics are analysed in detail with the flow-graph. A series of formulas are derived. It is found that the theoretical analysis agrees well with experimental curve. Its circuits are very simple and work stably within the temperature of $-40^{\circ}\text{C} - +85^{\circ}\text{C}$.