

# PIN 调制器用于线性脉冲调制的可能性\*

赵建奇

(西安导航技术研究所)

## 提 要

本文分析了 PIN 调制器的电流调制特性,对其在线性坐标上呈现的高度非线性作了讨论,并进一步提出了采用对数网络使其线性化的电路补偿方法。这种方法在实验中已获得成功。

## 一、引 言

PIN 二极管调制器是近年来发展起来的一种新型宽频带高速微波电控器件。它利用 PIN 二极管在正偏流控制下的电导可调性来控制微波功率的衰减量,其动态范围可达 80 dB 以上。工程上已广泛采用它来实现微波功率的精确调整、稳幅和阶跃脉冲调制。目前, PIN 调制器已用在通信、无线电导航、测距、数传以及信号模拟系统中,来产生各种具有复杂包络的射频已调波信号。其调制特性的线性度问题亦变得较为突出。事实上, PIN 调制器的调制特性呈现高度的非线性,而要实现线性幅度调制在技术上有一定的困难。本文在对其电压响应特性作了简化分析的基础上,提出了一种简单的电路补偿方法,获得了良好的效果。

## 二、电压响应特性分析

典型的 PIN 调制器中二极管阵的排列情况如图 1(a) 所示。在正偏流条件下,对于射频信号它可等效为若干单节并联导纳网络的级联。相应的单节等效网络参量如图 1(b) 所示。图中:  $\theta = \frac{2\pi}{\lambda_g} l$ ,  $\lambda_g$  为导波波长,  $l$  为传输线长度;  $Y_D = 1/R_D$ ,  $R_D$  为 PIN 二极管的射频等效阻抗。若传输线特性阻抗为  $Z_0$ , 则单节网络的归一化转移参量矩阵  $[\bar{A}]$  可以写为:

$$[\bar{A}] = \begin{bmatrix} \cos \frac{\theta}{2} & j \sin \frac{\theta}{2} \\ j \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y_D Z_0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \frac{\theta}{2} & j \sin \frac{\theta}{2} \\ j \sin \frac{\theta}{2} & \cos \frac{\theta}{2} \end{bmatrix}$$

\* 1982年10月25日收到。  
1983年9月15日修改定稿。

$$= \begin{bmatrix} \cos \theta + \frac{j}{2} Y_D Z_0 \sin \theta & j \sin \theta - Y_D Z_0 \sin^2 \frac{\theta}{2} \\ j \sin \theta + Y_D Z_0 \cos^2 \frac{\theta}{2} & \cos \theta + \frac{j}{2} Y_D Z_0 \sin \theta \end{bmatrix} \quad (1)$$

工作频率为中心频率时,  $\lambda_g$  满足  $\theta = \pi/2$ , 则 (1) 式可简化为:

$$[\bar{A}] = \begin{bmatrix} \frac{j}{2} Y_D Z_0 & j - \frac{1}{2} Y_D Z_0 \\ j + \frac{1}{2} Y_D Z_0 & \frac{j}{2} Y_D Z_0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

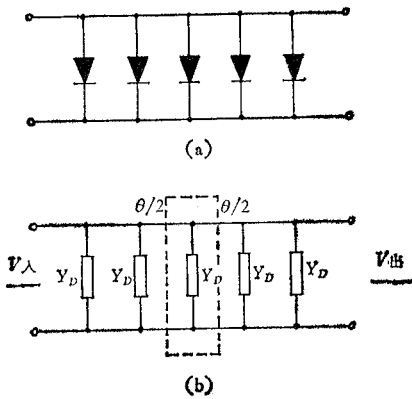


图 1 PIN 调制器原理图

(a) PIN 二极管网络 (b) 等效电路

网络级联数为  $n$  的 PIN 调制器, 其总的  $[\bar{A}]$  参量矩阵应为:

$$[\bar{A}]_{\text{总}} = [\bar{A}][\bar{A}][\bar{A}] \cdots \cdots = [\bar{A}]^n \quad (3)$$

对于二端口网络, 输出端口的射频电压振幅值  $\bar{V}_{\text{出}}$  与输入端口的射频电压振幅值  $\bar{V}_{\text{入}}$  之间的关系可用网络的散射参量  $[\bar{S}]$  矩阵元来确定, 即有:

$$\frac{\bar{V}_{\text{出}}}{\bar{V}_{\text{入}}} = |\bar{S}_{21}| = k, \quad (4)$$

$k$  为网络的电压传输系数.  $\bar{V}_{\text{入}}$  恒定时,  $V_{\text{出}}$  即取决于  $k$  的变化. 利用网络参量矩阵元  $\bar{A}_{ij}$  与  $\bar{S}_{ij}$  之间的对应关系, 可求得图 1 所示网络在  $n$  取 1, 2, 3, 4,  $\dots$ ,  $n$  时的电压传输系数  $k_1, k_2, \dots, k_n$ . 这里给出  $n = 1, 2, 4, 6, 8, \dots$  时求得的结果:

$$k_1 = |\bar{S}_{21}|_{n=1} = \left( 1 + \frac{1}{2} Y_D Z_0 \right)^{-1}, \quad (5-1)$$

$$k_2 = |\bar{S}_{21}|_{n=2} = \left( 1 + Y_D Z_0 + \frac{1}{2} Y_D^2 Z_0^2 \right)^{-1}, \quad (5-2)$$

$$k_4 = |\bar{S}_{21}|_{n=4} = \left( 1 + 2Y_D Z_0 + 2Y_D^2 Z_0^2 + Y_D^3 Z_0^3 + \frac{1}{2} Y_D^4 Z_0^4 \right)^{-1}, \quad (5-3)$$

$$k_6 = |\bar{S}_{21}|_{n=6} = \left( 1 + 3Y_D Z_0 + \frac{9}{2} Y_D^2 Z_0^2 + 4Y_D^3 Z_0^3 + 3Y_D^4 Z_0^4 + Y_D^5 Z_0^5 + \frac{1}{2} Y_D^6 Z_0^6 \right)^{-1}, \quad (5-4)$$

$$k_8 = |\bar{S}_{21}|_{n=8} = \left( 1 + 4Y_D Z_0 + 8Y_D^2 Z_0^2 + 10Y_D^3 Z_0^3 + 10Y_D^4 Z_0^4 + 6Y_D^5 Z_0^5 + 4Y_D^6 Z_0^6 + Y_D^7 Z_0^7 + \frac{1}{2} Y_D^8 Z_0^8 \right)^{-1}, \quad (5-5)$$

$\dots$

当  $n$  取 1, 2, 4,  $\dots$ ,  $n$  时, 分别令  $x_0 = \frac{1}{2} Y_D Z_0, Y_D Z_0, 2Y_D Z_0, \dots, \frac{n}{2} Y_D Z_0$ , 代入 (5) 式得:

$$k_1 = (1 + x_0)^{-1}, \quad (6-1)$$

$$k_2 = \left(1 + x_0 + \frac{1}{2} x_0^2\right)^{-1}, \quad (6-2)$$

$$k_4 = \left(1 + x_0 + \frac{1}{2} x_0^2 + \frac{1}{8} x_0^3 + \frac{1}{32} x_0^4\right)^{-1}, \quad (6-3)$$

$$k_6 = \left(1 + x_0 + \frac{1}{2} x_0^2 + \frac{4}{27} x_0^3 + \frac{1}{27} x_0^4 + \frac{1}{243} x_0^5 + \frac{1}{1456} x_0^6\right)^{-1}, \quad (6-4)$$

$$k_8 = \left(1 + x_0 + \frac{1}{2} x_0^2 + \frac{5}{32} x_0^3 + \frac{5}{128} x_0^4 + \frac{3}{512} x_0^5 + \frac{1}{1024} x_0^6 + \frac{1}{16384} x_0^7 + \frac{1}{131072} x_0^8\right)^{-1}, \quad (6-5)$$

.....

又已知如下展开式成立:

$$e^x = 1 + x + \frac{1}{2} x^2 + \frac{1}{6} x^3 + \frac{1}{24} x^4 + \frac{1}{100} x^5 + \frac{1}{600} x^6 + \dots \quad (7)$$

比较 (6) 式与 (7) 式中各对应项的系数, 可以发现, 当  $x_0$  取值不大时,  $1/k_n$  与  $e^x$  的变化规律相似, 其近似程度随  $n$  值的增大而增加, 即:

$$k_n^{-1} \approx e^{x_0} = e^{\frac{n}{2} Y_D Z_0}. \quad (8)$$

$1/k_n$  逼近  $e^{x_0}$  的情况如图 2 所示. 从图 2 可见  $n$  取不同值时,  $1/k_n - x_0$  曲线逼近  $e^{x_0}$  的程度不同. 在  $1/k_n$  具有指数规律的范围,  $x_0$  的取值存在一上限, 约为  $x_0 \leq \frac{n}{2}$  或  $Y_D Z_0 \leq 1$ .

PIN 二极管  $I$  层等效电阻随外加正偏流  $I_0$  的变化关系为<sup>[1]</sup>:

$$R_D = \frac{k_g}{I_0} (\Omega), \quad (9)$$

式中,  $k_g$  为修正因子, 一般取为 20—50;  $\tau = 0.78$ ;  $I_0$  的单位为 mA. 那么:

$$Y_D = \frac{1}{R_D} = \frac{I_0}{k_g}. \quad (10)$$

由 (8) 式和 (10) 式得到:

$$k_n = e^{-\frac{n}{2} Y_D Z_0} = e^{-\frac{n(1-\tau)}{2} \left(\frac{Z_0}{k_g}\right) I^\tau}, \quad (11)$$

其中,  $I = nI_0$ , 为流入 PIN 调制器的总电流. (11) 式给出了  $k_n - I$  响应关系, 表现出高度的非线性特性, 且调制增益  $< 1$ . 工程上常把  $k_n$  以衰减量  $L_A$  (dB) 的形式给出:

$$L_A (\text{dB}) = -20 \lg k_n = 10 \left(\frac{Z_0}{k_g}\right) n^{(1-\tau)} I^\tau \lg e. \quad (12)$$

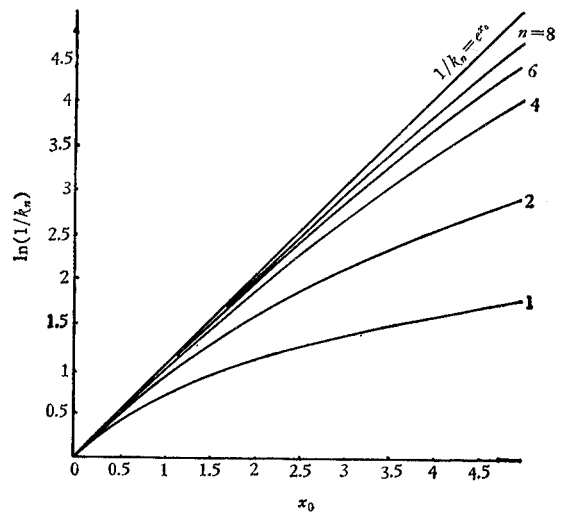


图 2  $\ln(1/k_n) - x_0$  曲线

由于  $\tau < 1$ , PIN 调制器的  $L_A-I$  关系曲线将偏离直线而向下弯曲,如图 3 所示. 图中曲线 2 引自文献 [2]. 对应于 (8) 式成立的条件  $Y_D Z_0 \leq 1$ , 则 (11) 式的有效动态范围在  $n = 4$  时,约为 17dB;  $n = 8$  时,约为 35dB; 而  $n = 12$  时,则可达到 50dB 以上 (取  $k_g/Z_0 = 1$ ). 图 3、图 4 给出实测的结果.

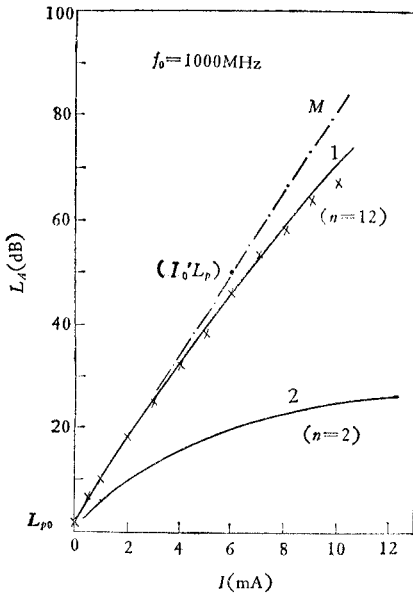


图 3  $L_A-I$  曲线\*

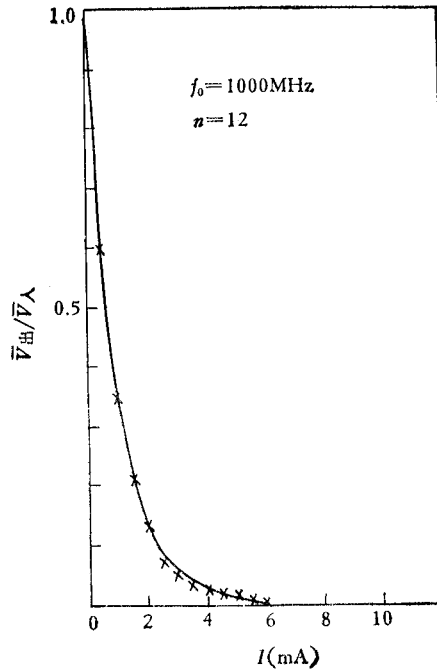


图 4  $\frac{\bar{V}_{出}}{\bar{V}_{入}}-I$  曲线

### 三、修正方法

设实际的调制电流满足:

$$I(t) = I'_0 - I_i(t), \tag{13}$$

式中,  $I'_0$  为直流分量,  $I_i(t)$  为脉动分量. 代入 (11) 式, 得:

$$k_n = e^{-A_0 \left[1 - \frac{I_i(t)}{I'_0}\right]^\tau}, \tag{14}$$

$$A_0 = \frac{n^{(1-\tau)}}{2} \left(\frac{Z_0}{k_g}\right) I'_0. \tag{15}$$

PIN 调制器的工作状态要求满足  $(I_i(t)/I'_0) \leq 1$ , 因此 (14) 式括号内可按牛顿二项式展开, 即:

$$\bar{V}_{出} = k_n = e^{-A_0 \left[1 - \tau \frac{I_i(t)}{I'_0} + \frac{\tau(\tau-1)}{2!} \left(\frac{I_i(t)}{I'_0}\right)^2 - \dots\right]}. \tag{16}$$

\* 图中  $L_{p_0}$ ,  $L_p$ ,  $Z_0$  和  $M$  的定义见第四节.

这里取  $\bar{V}_\lambda = 1$ , 对应于  $I'_i(t)$  远小于  $I_0$  的情况, 取一级近似时:

$$\bar{V}_\text{出} \approx e^{-A_0 [1 - \tau \frac{I'_i(t)}{I_0}]} = B_0 e^{\frac{\tau}{I_0} I'_i(t)}, \quad (17)$$

$$B_0 = e^{-A_0}. \quad (18)$$

(17) 式表明, PIN 调制器的输出电压振幅值与调制电流脉动分量之间的关系近似为指数关系; 而无电流脉动分量时, 射频的最大隔离度取决于  $B_0$ .

为获得良好的线性调制效果, 考虑在电路中插入一校正网络. 设该网络的传输特性为  $Q[I'_i(t)]$  ( $I'_i(t)$  为输入的标准信号电流), 并令  $I_i(t) = Q[I'_i(t)]$ , 代入 (17) 式:

$$\bar{V}_\text{出} \approx B_0 e^{\frac{\tau}{I_0} Q[I'_i(t)]}. \quad (19)$$

显然, 校正网络的传输特性  $Q$  应具有对数关系, 令:

$$Q[I'_i(t)] = \eta_0 \ln[\phi_0 I'_i(t)]. \quad (20)$$

将 (20) 式代入 (19) 式:

$$\bar{V}_\text{出} \approx B_0 [\phi_0 I'_i(t)]^\beta, \quad (21)$$

$$\beta = \frac{\eta_0 \tau A_0}{I_0}. \quad (22)$$

$\beta$  的取值有三种可能:  $\beta < 1$ ;  $\beta = 1$ ;  $\beta > 1$ . 选择  $\eta_0$ , 使满足  $\beta = 1$ , 即可获得线性调制效果:

$$\bar{V}_\text{出} \propto I'_i(t). \quad (23)$$

当  $\beta \neq 1$  时,  $\bar{V}_\text{出} - I'_i(t)$  将偏离直线关系, 调制效果变差. 这里,  $I'_i(t)$  可以是任意脉动信号电流.

实际应用中, 为降低调制损耗, 在一般情况下,  $I_i(t)$  的振幅最大值满足  $I_i(t)_{\max}/I_0 \rightarrow 1$ , 或:

$$\ln[\phi_0 I'_i(t)_{\max}] \rightarrow \frac{I'_0}{\eta_0} = \tau A_0. \quad (24)$$

这时, 对 (16) 式必须作二级近似. 仍引入具有 (20) 式所示传输特性的修正网络, 由 (16) 式得:

$$\begin{aligned} \bar{V}_\text{出} &\approx B_0 [\phi_0 I'_i(t)]^{\left\{1 - \frac{\tau - 1}{2\tau A_0} \ln[\phi_0 I'_i(t)]\right\}} \\ &= B_0 [\phi_0 I'_i(t)]^\gamma, \end{aligned} \quad (25)$$

$$\gamma = 1 - \frac{\tau - 1}{2\tau A_0} \ln[\phi_0 I'_i(t)]. \quad (26)$$

在所讨论的情况下, 由 (24) 式可以验证:

$$\gamma = 1 + p_0. \quad (27)$$

$p_0$  为正值, 在 0—0.11 范围内随  $I'_i(t)_{\max}$  变化. (25)

式表明, 在所谓临界低损耗调制条件下, 经对数补

偿后的总传输特性偏离理想线性较小. 当  $I_i(t)$  与  $I_0$  相比, 较小时,  $p_0 \rightarrow 0$ , 可获得良好的线性调制效果. 图 5 给出实测的  $\bar{V}_\text{出} - I'_i(t)$  响应关系曲线(样品特性见图 3 曲线 1).

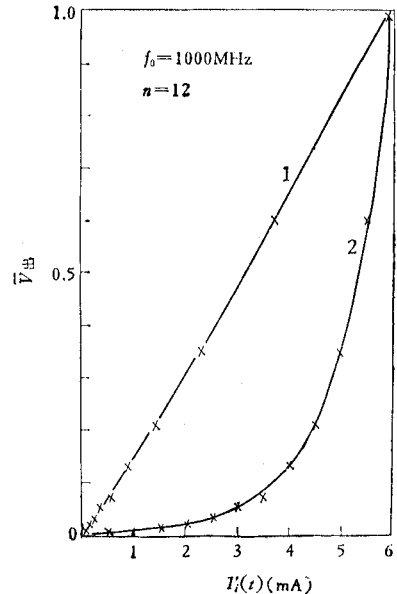


图 5  $\bar{V}_\text{出} - I'_i(t)$  响应特性

1——经过对数网络补偿, 取  $S = 8.3\text{dB/mA}$  ( $S$  的定义参见 (28) 式); 2——未经补偿

#### 四、修正网络参数的确定

PIN 调制器的衰减特性曲线是容易测量的,通常已由生产厂家给出.现考虑所选 PIN 调制器具有图 3 中曲线 1 所示的衰减特性.设工作时调制器的最大隔离度为  $L_p$ (dB),对应的偏置电流为  $I'_0$ .过点  $(I'_0, L_p)$  和点  $(0, L_{p_0})$  作直线  $M$  ( $L_{p_0}$  为固有插入损耗).如忽略  $L_{p_0}$ ,则可得直线  $M$  的斜率  $S$  为:

$$S = \frac{L_p}{I'_0} \text{ (dB/mA)}. \quad (28)$$

以直线  $M$  作为  $L_A-I$  曲线的近似.由 (4) 式和 (12) 式可得出:

$$L_A = -20 \lg \frac{\bar{V}_\text{出}}{\bar{V}_\lambda} \approx SI; \quad (29)$$

引入脉动分量后有:

$$L_A = S[I'_0 - I_i(t)] \quad (30)$$

或

$$\bar{V}_\text{出} = \bar{V}_\lambda 10^{-\frac{S}{20}[I'_0 - I_i(t)]} = B'_0 e^{\frac{S}{20} \ln 10 \cdot I_i(t)}, \quad (31)$$

$$B'_0 = \bar{V}_\lambda e^{-\frac{S}{20} \ln 10 \cdot I'_0}. \quad (32)$$

$S$  已知时, (31) 式所给关系即可确定.而线性调制的基本要求是满足:

$$I_i(t) = \frac{20}{S \ln 10} \ln [\phi_0 I'_i(t)]. \quad (33)$$

对照 (20) 式,可知所求常数  $\eta_0$  应为:

$$\eta_0 = \frac{20}{S \ln 10} = \frac{20 I'_0}{L_p \ln 10} \text{ (mA/dB)}; \quad (34)$$

而  $\phi_0$  应满足低损耗条件 (24) 式.当输入的标准信号电流振幅最大值  $I'_i(t)_{\max}$  已知时,  $\phi_0$  应为:

$$\phi_0 \approx \frac{\frac{I'_0}{e^{\frac{1}{\eta_0}}}}{I'_i(t)_{\max}} = \frac{e^{\frac{L_p \cdot \ln 10}{20}}}{I'_i(t)_{\max}}. \quad (35)$$

整个视频调制电路的输出电流须满足:

$$I(t) = I'_0 - \frac{20 I'_0}{L_p \ln 10} \ln \left[ e^{\frac{L_p \ln 10}{20}} \left( \frac{I'_i(t)}{I'_i(t)_{\max}} \right) \right]. \quad (36)$$

实际的调制电路方框图见图 6. PIN 调制器的直流正偏流  $I'_0$  由恒流源提供,标准调制信号由信号发生器产生.标准信号经对数网络修正后,送入电压-电流转换电路,转变为所要求的调制电流脉动分量  $I_i(t)$ .  $I'_0$  和  $I_i(t)$  在电路节点  $W$  处取差,然后输入 PIN 调制器.在 PIN 调制器的射频信号输出端口即可获得所期望的标准调制包络.对数网络可利用对数放大器,非线性电阻网络或晶体二极管  $V/I$  特性的对数关系来实现.对于单极性工作的对数网络,图 6 所示电路易于获得良好的线性脉冲调制效果,相应的脉冲隔离度可达 60dB 以上.如输入的标准调制信号为连续波,应使 (20) 式所示关系在输入标准信

号振幅的峰-峰值范围内维持连续且一致。连续波调制对调制度的要求不高,一般约为数十分贝,故相应的  $I'_0$  和  $I'_i(t)_{\max}$  均可选得小些。此外, (27) 式中  $p_0$  的存在将影响输出信号包络正负半周的对称性。条件允许时,适当增大调制损耗,降低 (16) 式中二级效应的影响,有利于改善输出包络。输出包络的失真程度依赖于对数网络和 PIN 调制器指数特性的精度。

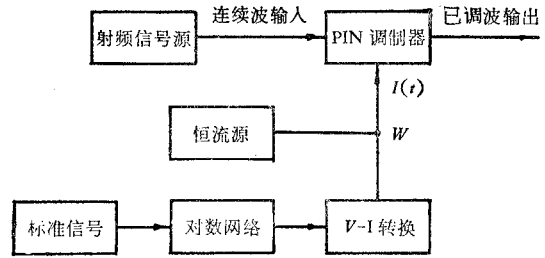


图6 调制电路方框图

图7给出了一组实验测得的标准调制信号波形和输出信号包络。实验采用了图6所

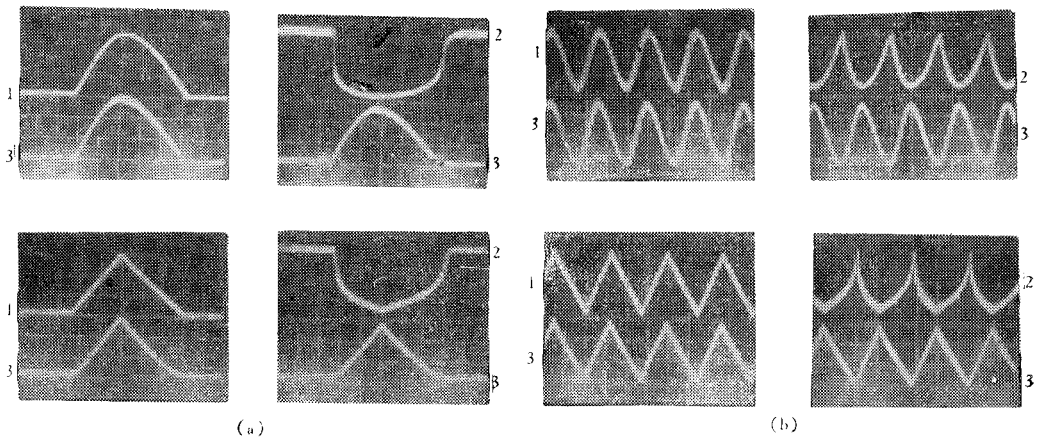


图7 动态测量结果

(a) 脉冲调制 (b) 连续波调制 时标为 0.2ms/div

(1)——标准视频信号波形 (2)——输入调制电流波形 (3)——输出的已调射频信号包络

示的基本电路单元。图7(a)给出脉冲调制时,标准视频调制信号与输出的射频已调波信号包络之间的响应情况和相应的经对数网络修正后输入PIN调制器的调制电流波形(射频已调波信号包络由宽带线性检波器取样)。图7(b)给出连续波调制时的情况。由图中所示波形的响应情况可以看出,包含PIN调制器和对数网络的调制电路的整体响应具有良好的线性度,且与输入的标准调制信号的波形无关。样品的设计工作频段为L波段,它具有图3曲线1所示的衰减特性;输入微波功率为100mW;工作频率为1800MHz(当频率在1000—2500MHz范围内变化时,图7所示结果无明显变化);脉冲调制时,系统工作于临界低损耗状态,  $I'_0$  取值8mA,对应的隔离度 > 50dB,调制损耗 < 2dB(调制波形见图7(a));连续波调制时;  $I'_0$  取值3mA,调制损耗 < 5dB,调制度  $\geq 10$ dB(调制波形见图7(b))。上述实验采用了高精度对数网络,试验选用余弦半波、三角波和正弦波作为标准调制信号波形。

## 参 考 文 献

- [1] The application group, Hewlett-Packard LTD. *Electronic Components*, 7 (1966), 59.
- [2] 顾其净, 项家楨, 袁孝康, 微波集成电路设计, 人民邮电出版社, 1978年, 第611页。

## POSSIBILITY OF USING THE PIN MODULATOR FOR LINEAR PULSE MODULATION

Zhao Jianqi

*(Xi'an Research Institute of Navigation Technology)*

The current modulation characteristic of PIN modulator is analyzed, and its highly-nonlinear characteristic appearing on a linear coordinate is discussed. A circuit compensation method, in which a logarithmic network is mainly used, is presented for making the modulator linearized. This method shows up satisfactorily in experiment.