

IMPATT 다이오드의 自勵混合에 關한 研究

(A Study on the Self-Excited Mixing Effect of IMPATT Diodes)

朴 圭 泰* · 李 鍾 岳** · 李 泰 鎬***

(Park, Kyu Tae, Lee, Jong Arc, and Lee, Tae Ho)

要 約

IMPATT 다이오드의 自己混合效果(self mixing effect)를 理論으로 解析하고 實驗으로 확인하였다. 理論은 増培課程에서 外部의 마이크로波 信號에 의하여 空間電荷가 變調를 받는 것에 근거하였다. 비트出力은 信號電력과 IMPATT 다이오드發振電력에 直線的으로 比例하였고 IMPATT 다이오드의 負性抵抗이 클수록 비트出力이 增大하였다. 實驗은 GaAs의 Epi層과 金屬사이의 Schottky接合을 갖는 IMPATT 다이오드를 사용하였다. 電子計算機의 計算結果 10[GHz]에서 變換利得은 $-0.4[\text{db}]$ 였으며 實驗値는 비트주파수 20 [MHz]에서 $-6.6[\text{db}]$ 였다. 이 差異는 Read모델의 단순한 가정과 共振器의 構造에 의한 것이었다. 1개의 다이오드가 局部發振 및 混合作用을 同時에 수행할 수 있었으며, 또 變換利得은 一般다이오드보다 높았고 IMPATT 다이오드의 發振出力에 따라 增大시킬 수 있었다.

Abstract

Theoretical analysis is carried out for the beat frequency generation phenomena in the IMPATT diodes and the experimental studies are given in parallel.

The theory is based on the space charge modulation effect introduced to the multiplication process by the input signal.

Computed results show that the beat frequency output power is linearly dependent upon the signal power and self oscillating power. Also the strong dependence of the output power with respect to the diode negative resistance is found and it turns out that the larger the negative resistance, the stronger the beat frequency output power.

Experimental results show a good agreement with the theoretical values. Calculated conversion gain is about $-0.4[\text{db}]$ at 10[GHz] and the experimental value shows $-6.2[\text{db}]$ below this value. This difference between the theoretical and the experimental values is considered to be the results of the ineffective injection of signal power.

1. 序 論

最近 IMPATT 다이오드의 周波數遷倍作用에 關한 報告가 많이 발표되고 있다.

* 正會員, 延世大學校 電子工學科

Department of Electronic Engineering, Yonsei University

** 正會員, 航空大學 電子工學科

Department of Electronic Engineering, Civil Aviation College of Korea

*** 蔚山工科大学 電子工學科

Department of Electronic Engineering, Ulsan Engineering College

接受日字: 1974年 2月 5日

Schroeder와 Haddad는 IMPATT 다이오드에 定數倍關係에 있는 두 信號가 印加된 變遷를 해석함으로써 체배현상의 이론적 근거를 提共하였다.¹⁾ 그러나 서로 정수배 관계에 있지 않은 두 주파수의 作用은 이들의 방법으로는 說明이 곤란하다. 이 때에는 周波數混合現象이 일어날 것이 豫想된다. 이 혼합효과에 接近하는 方式으로서는 直接 다이오드의 電壓에 電流간 비직선성에 依存할 수도 있겠으나 실제 동작특성은 非直線性에서 豫想되는 값보다 훨씬 큰 것으로 나타난다. 本 研究에서는 電子沙汰増倍領域(avalanche multiplication region, 以下 増培領域으로 함)에서 信號의 增培

의 결과 電流密度가 變調됨을 근거로 하여 混合現象의 理論的 解析을 試圖하였다.

一般的으로 채택되고 있는⁹⁾ 부분적으로 線型化된 다이오드 모델을 가정하여 저주파 비이트의 出力전류와 전압이 산출 되었으며 브레이크 전압 50[volt]인 GaAs IMPATT다이오드에 對한 數值的 계산을 전자계산기에 의하여 수행하였다(延世大學 Computer Center, Univ-ac SS-80). 실험적인 검증은 GaAs Schottky 장벽형의 X-대역 IMPATT다이오드를 使用하여 수행되었으며 局部發振은 IMPATT 自身の 發振出力을 이용하고 별도 클라이스트론으로 信號를 발생하여 混合시켰으며 비이트 출력은 다이오드의 바이아스線에서 引出되었다.

2. IMPATT다이오드의 다중신호해석

가. 全電流式의 유도

두개의 서로 다른 임의의 주파수 신호를 가정하고 Read의 해석법을 변형하여 특성을 고찰하였다. 그림 (1)과 같은 구조에서 空間電荷영역의 연속방정식을 세우면 다음과 같이 된다.

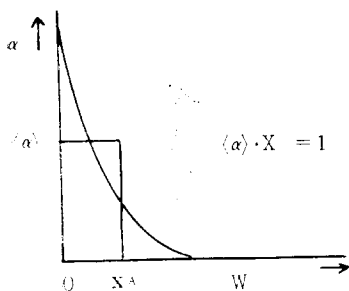
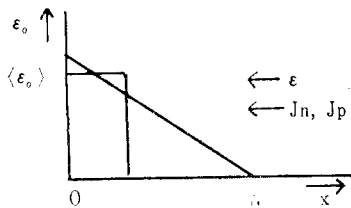


그림 1. p-n 접합의 적류전계와 이온화율

$$\frac{1}{v_s} \frac{\partial J_c(t, x)}{\partial t} = \frac{\partial}{\partial x} (J_p - J_n) + 2\alpha J_c(t, x) \quad (1)$$

여기서 v_s 는 散亂制限速度, J_n 과 J_p 는 전자 및 정공 전류밀도, α 는 이온화율이며 $J_c = J_n + J_p$ 이다. 全電流密度 $J = J_c + \epsilon \partial \epsilon / \partial t$ 를 사용하고 (1)식을 전공간전하영역, 즉 $x=0$ 에서 $x=W$ 까지 적분하여

$$\frac{W}{v_s} \cdot \frac{\partial J}{\partial t} = \frac{\epsilon}{v_s} \cdot \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} + 2J_s + J_{cA}(t) - J_c(W, t) + \tau_A \frac{dJ_{cA}}{dt} \quad (2)$$

를 얻는다.

여기서 境界條件

$$J_p - J_n|_{x=0} = -2J_s + J_c(0, t)$$

$$J_p - J_n|_{x=W} = -2J_c(W, t) + 2J_s$$

와

$$2 \int_0^W \alpha J_c dx = \tau_A \frac{dJ_{cA}}{dt} + 2J_{cA}$$

의 관계가 이용되었으며 J_s 는 역포화전류, J_{cA} 는 증배 영역의 粒子電流密度, τ_A 는 증배영역의 통과시간을 나타낸다.

한편 流動領域에서는 粒子電流가 주로 J_n 이며 $\alpha=0$ 이므로

식 (1)은

$$(1/v_s)(\partial J_c(t, x)/\partial t) = -(\partial J_c(t, x)/\partial x) \quad (3)$$

의 형태가 되므로 $J_c(t, x)$ 는 단순한 진행파의 형태가 되어

$$J_c(W, t) = J_c(x_A, t - \tau_D) = J_{cA}(t - \tau_D) \quad (4)$$

$$\tau_D \equiv (W - X_A)/v_s$$

의 관계를 얻게 된다. 이를 이용하여 식 (2)를 $(t - \tau_D)$ 에서 t 까지 적분한 결과는 (t) 에 관한 항과 $(t - \tau_D)$ 에 관한 항이 완전 對稱으로 나타나므로 임의의 $V(t)$ 에 관하여 이 식을 成立시키려면 이 두 항들은 독립적으로 0이 되어야 한다. 즉

$$\tilde{J}(t) = \frac{\epsilon}{W} \cdot \frac{\partial \tilde{V}(t)}{\partial t} + \frac{1}{\tau_D + \tau_A} \left[\int_{t-\tau_D}^t \tilde{J}_{cA}(t') dt' + \tau_A \tilde{J}_{cA}(t) \right] \quad (5)$$

여기서 \sim 기호는 교류분임을 표시한다.

나. 비이트 전압의 계산

증배영역에서 위상변화를 고려하지 않을때 小信號특성은

$$dJ_{cA}(t)/dt = 2v_s \alpha' \tilde{\epsilon}(t) \tilde{J}_{cA}(t) \quad (6)$$

으로 나타낼 수 있다.^{2), 3)}

단 $\alpha' \equiv \partial \alpha / \partial \epsilon$ 이다. 지금 다이오드의 증배영역에 印加되는 交流信號가 다음으로 주어진다고 하자.

$$\tilde{\epsilon}(t) \sim \{ \tilde{\epsilon}_{1A} e^{j\omega_1 t} + \tilde{\epsilon}_{2A} e^{j\omega_2 t} \} \quad (7)$$

式(6)의 비선형성으로부터 모든 $n\omega_1 + m\omega_2$ 의 項들의 발생을 期待할 수 있으나 高次項을 무시하면

$$\tilde{J}_{cA}(t) = \tilde{J}_{1A} e^{j\omega_1 t} + \tilde{J}_{2A} e^{j\omega_2 t} + \tilde{J}_{dA} e^{j\omega_d t} + \tilde{J}_{sA} e^{j\omega_s t} \quad (8)$$

가 된다. 단

$$w_d \equiv \omega_1 - \omega_2, \quad w_s \equiv \omega_1 + \omega_2 \quad (9)$$

식(6)에서 w_d 성분만을 取하여

$$jw_d \tilde{J}_{dA} = 2v_s \alpha' [\tilde{\epsilon}_{1A} \tilde{J}_{2A} + \tilde{\epsilon}_{2A} \tilde{J}_{1A} + \tilde{\epsilon}_{dA} J_0] \quad (10)$$

를 얻는다. 여기서 \tilde{J}_{dA} 는 差周波수의 增倍領域 電流密

變이다. 다시 식(6)을 적용하여 $\tilde{J}_{1A}, \tilde{J}_{2A}$ 를求하고, 증배구역의 교류 전압을

$$\tilde{V}_{1A} = -\frac{Z_A}{Z_D + Z_A} \tilde{V}_1 \quad (11)$$

과 같이 다이오드 印加 電壓 \tilde{V}_1 , 流動領域과 增倍領域의 임피던스, Z_D 및 Z_A 에 依하여 表現하면 差周波數 電流값은

$$\tilde{J}_{dA} = -\frac{(2v_s\alpha')^2}{w_d x_A^2} J_0 \left(-\frac{1}{w_1} + \frac{1}{w_2} \right) \left(\frac{Z_A}{Z_D + Z_A} \right)^2 \times \tilde{V}_1 \tilde{V}_2 - j \frac{2v_s\alpha'}{w_d W} J_0 \tilde{V}_d \quad (12)$$

여기서 Z_A, Z_D 는 共振한 두 周波數 w_1, w_2 에서 같은 差周波數인 w_d 에 關하여

$$\tilde{V}_{dA} = -\frac{x_A}{W} \tilde{V}_d$$

일 것을 가정한다.

差周波數에 關한 총 電流는

$$\tilde{J}_{dA} = \tilde{J}_{dA} + jw_d \varepsilon \frac{\tilde{V}_d}{W} \quad (13)$$

가 될 것이므로 전류식(12)를 電壓에 대하여 다시 整理함으로써 다음의 結果를 얻는다.

$$\tilde{V}_d = -\frac{\frac{2(2v_s\alpha')^2}{w_d x_A^2} \left(\frac{J_0}{w} \right) \left(\frac{Z_A}{Z_A + Z_D} \right)^2 \tilde{V}_1 \tilde{V}_2}{\left[\frac{2\varepsilon v_s}{W^2} + j \frac{1}{W} \left(\frac{2v_s\alpha' J_0}{w_d} - w_d \varepsilon \right) \right]} \quad (14)$$

여기서 $w_1 = w_2 = w$ 의 근사값을 사용하였으며 Z_d 값은 Shockly의 공진전하 임피던스 값을 인용하였다.⁴⁾

식(14)는 人力 信號와 발전출력 및 다이오드 페러미터로부터 差周波數 세력에 關한 情報를 얻을 수 있을 록 되어 있다. 實際의 값은 Z_A 및 Z_d 값을 定하는 법에 따라 달라질 것이다.

本 論文의 以下 계산치는 Read의 관계식에 의존하였다.

3. 變換利得의 計算

IMPATT다이오드내에서 誘起된 바이트電壓이 差周波數에 對하여 整合된 경우 바이트 電力의 出力값은

$$P_{od} = R_e \left\{ \frac{|\tilde{V}_d|^2}{4Z_d} \right\} \quad (15)$$

이며, 理想的으로

$$Z_d = R_{sc} \quad (16)$$

으므로, 식(15)는 단순하

$$P_{od} = \frac{|\tilde{V}_d|^2}{4R_{sc}} \quad (17)$$

가 된다. V_d 는 식(14)로 주어지며 본 논문에서 사용된 IMPATT다이오드의 材料定數는 다음과 같다.⁵⁾

$$a = 2.0 \times 10^5 \quad [\text{cm}^{-1}]$$

$$b = 5.5 \times 10^5 \quad [\text{V/cm}]$$

$$\varepsilon = 12 \times 8.854 \times 10^{-14} \quad [\text{F/cm}]$$

$$v_s = 10^7 \quad [\text{cm/sec}]$$

$$\langle \alpha \rangle = ae^{-(b/\langle \varepsilon_0 \rangle)^2} = 0.125 \times 10^5 \quad [\text{cm}^{-1}]$$

$$\alpha' = 2b^2\alpha / \langle \varepsilon_0 \rangle^3 = 0.2104 \quad [\text{V}^{-1}]$$

사용된 IMPATT다이오드의 구조에 의한 定數 및 電氣的인 特性값은 다음과 같다.

다이오드斷面積

$$A = \frac{25}{16} \times 10^{-4} \quad [\text{cm}^2]$$

$$W = 2.7 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}]$$

$$x_A = 0.8 \times 10^{-4} \quad [\text{cm}]$$

$$\tau_A = 0.8 \times 10^{-11} \quad [\text{sec}]$$

$$\tau_D = 1.9 \times 10^{-11} \quad [\text{sec}]$$

$$c_A = 1.3 \times 10^{-8} \quad [\text{F/cm}^2]$$

$$c_D = 0.547 \times 10^{-8} \quad [\text{F/cm}^2]$$

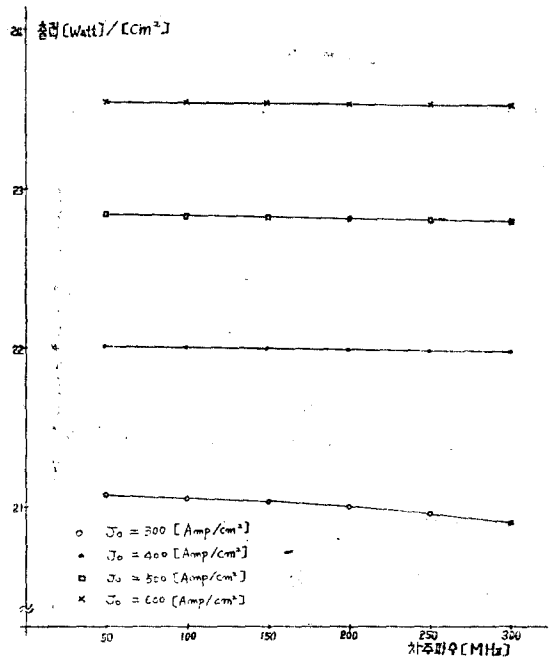
$$\text{브레이크다운 전압} = 50 \quad [\text{V}]$$

증배영역의 평균직류전계

$$\langle \varepsilon_0 \rangle = 3.3 \times 10^5 \quad [\text{V/cm}]$$

이상의 定數値를 식(17)에 대입하여 電子計算機로 計算한 結果를 그림 (2)에 圖示하였다. IMPATT다이오드의 發振周波數, 10[GHz]로서 實驗値에 接近된 값을 선정하였다. 計算에서는 다이오드 斷面積을 1[cm²]로, 信號 및 發振電壓을 1[V]로 각각 놓았다.

人力信號의 電力은 IMPATT다이오드와 人力信號에 整合된 경우 다음의 식이 된다.



그림(2) 바이어스 전류를 매개변수로 한 비어트 주파수와 비어트 출력(계산치)

그림 2.

$$P_i = |V_1|^2 G \tag{18}$$

$$= |V_1|^2 \frac{Z_{T1}}{Z_{T1}^2 + Z_{T2}^2}$$

여기서 G 는 IMPATT 다이오드의 콘덕탄스이며 Z_{T1} , Z_{T2} 는 $(Z_d + Z_A)$ 의 實數 및 虛數成分이다. 따라서 비이트에 관한 變換利得(conversion gain) C_G 는 식 (17), (18)을 사용하면

$$C_G = 10 \log \frac{P_{oi}}{P_i} \tag{19}$$

$$= 10 \log \left(\frac{Z_{T1}^2 + Z_{T2}^2}{4R_{sc}Z_{T1}} \right) B^2 \tilde{V}_2^2$$

$$B = \frac{2(2v_s \alpha')^2 \left(\frac{J_0}{w} \right) \left(\frac{Z_A}{Z_A - Z_D} \right)^2}{\frac{2\varepsilon v_s}{W^2} + j \frac{1}{W} \left(\frac{2\alpha' v_s}{w_i} J_0 - w_i \varepsilon \right)}$$

가 된다. 그림 (3)에 변환이득을 비이트 주파수에 표시하였다. 바이어스 전류密度는 $400 \text{ [Amp/cm}^2\text{]}$ 로 다이오드 發振電壓은 1 [V] 로 한 값이다.

4. 實驗 및 結果

이상의 理論解析에서 IMPATT 다이오드는 多重信號에 의하여 粒子電流가 變調를 받게 되며 信號周波數와 自己發振周波數의 차이에 해당하는 遞降傾倒變換된 비이트가 誘起된다. 즉 IMPATT 다이오드를 負性領域에서 發振시키고 여기에 外部에서 信號電壓을 印加시키면 該信號領域의 電流는 外部信號에 의하여 變調되며 混合된 信號가 발생한다. 이와 實驗을 위하여 그림 (4)의 같은 實驗裝置를 구성하였다. IMPATT 다이오드는 GaAs Epi層과 Pd 사이의 Schottky 障壁을 갖는 것으로 (-)電位로 바이어스되는 實驗용을 實驗

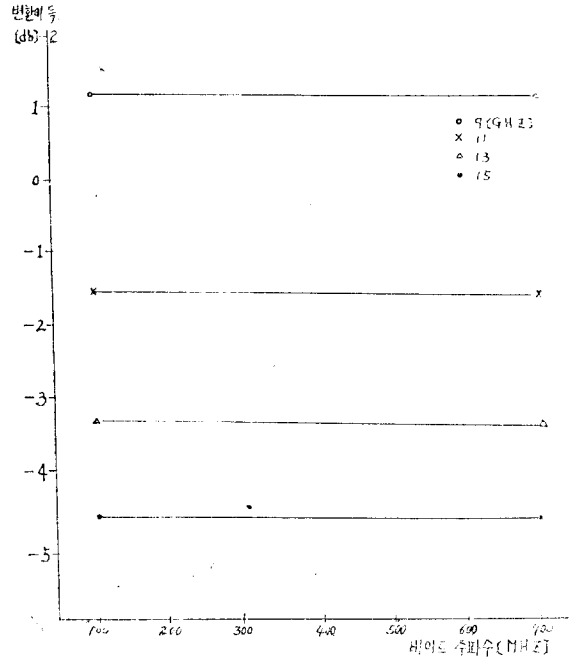


그림 3. 비이트 주파수와 변환이득(계산치)

용을 지칭 凹形의 放熱器에 삽입된다. GaAs층은 金屬圓板(피뢰치타로 작용) 및 바이어스핀(인력타로 작용)을 거쳐 X帶域으로 연결되며 (+)電位로 바이어스된다. 사진 (1)에 IMPATT 다이오드의 發振을 위한 導波管型共振器를 보였다.

適바이어스電壓에 의하여 IMPATT 다이오드가 沙汰狀態에 있게 하고 사진(2)에 보인 可變阻箱板 및 일파탄스 整合裝置를 조절하여 IMPATT 다이오드에 最大

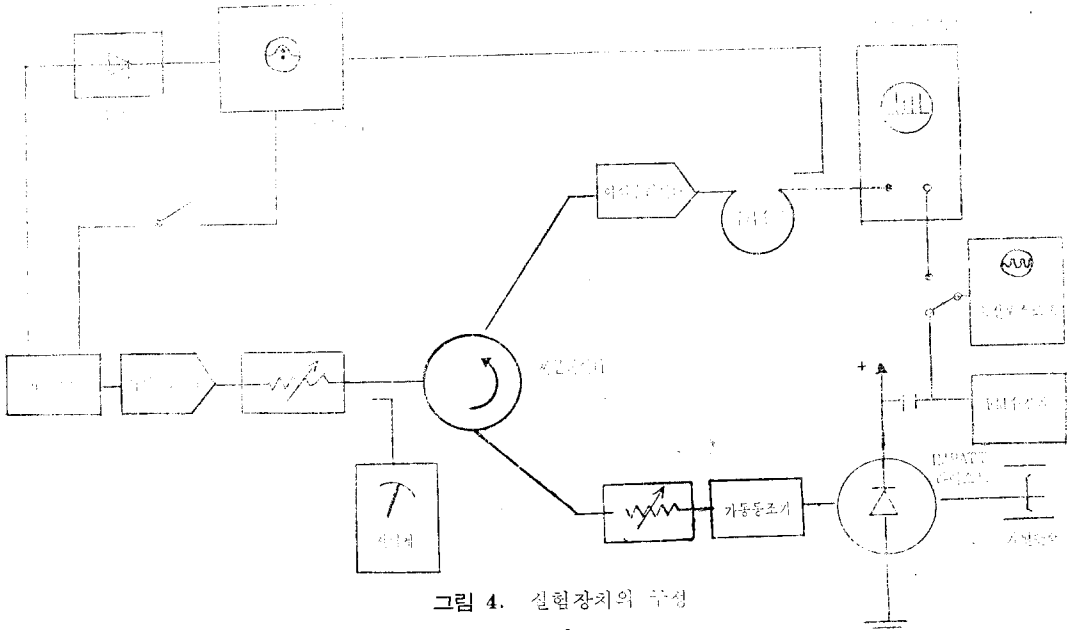


그림 4. 실험장치의 구성



사진 (1) IMPATT다이오드의 구성자의 단면가 簡圖의도를 알다.

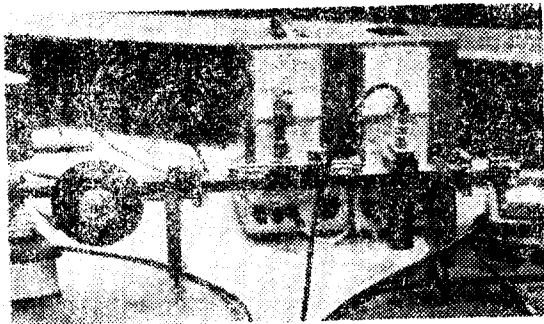


사진 (2) IMPATT다이오드의 發振 전력 및 효율

信號源으로서 사용된 클라이스트론은 JBXT 6310이 있으며 클라이스트론의 電源은 HP-715A를 사용하였다. 이의 發振勢力은 씨칼레이디(Siver Lab의 PM 7050M)을 통하여 IMPATT다이오드에 印加된다. 信號量은 可變減衰器로 調整되며 20(db)方向性結合器로 檢出된다. 관측의 편의를 위하여 클라이스트론의 리펠러(repeller) 電壓을 오실로스코프의 掃波 變周하였다. 直流바이어스 電壓에 의한 IMPATT다이오드의 發振周波數를 f_0 , 여기에 증진된 클라이스트론 周波數를 f_k 라 하고 實驗에서 調整값을 代表的으로

$$f_k = 9.65 \text{ [GHz]}$$

$$f_0 = 9.75 \text{ [GHz]}$$

라고 하면 임피던스에서는 여러개의 고차항 즉 9.55, 9.85, 9.45[GHz] 등의 마이크로파를 예상할 수 있으며 이들은 프라판 회로를 통하여 스펙트럼 분석기로 확인 되었다.

發振周波數는 UHF帶로서 바이어스회로의 側路共振를 통하여 檢出되었으며 그 出力은 電壓値와 內部 저항값으로 부터 換算되었다. 사진 (3)은 出力스펙트럼을 고인 것이다.

다이오드의 低周波 임피던스는 直接測定 및 電壓半値法에 의하여는에 測定値는 표 (1)과 같았으며 단위는

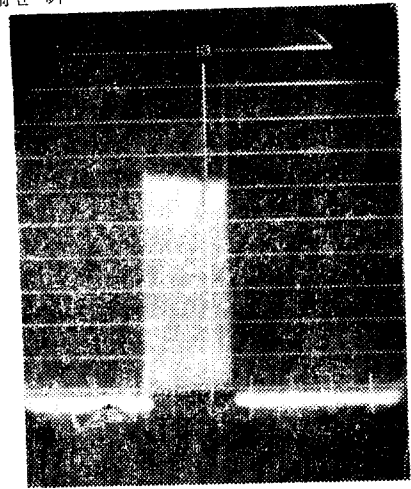


사진 (3) 出力스펙트럼(중심 주파수 100MHz) [Q]이다.

표 1. 다이오드 지주파 임피던스 단위 [Q]

주파수 적류전류	0[Hz]	20 [KHz]	100 [KHz]	200 [KHz]	100 MHz]
20mA	159	111	73.5	62.5	—
50mA	145	104	71.4	62.5	30*

* 100[MHz]의 값은 전압분치법에 의한것.

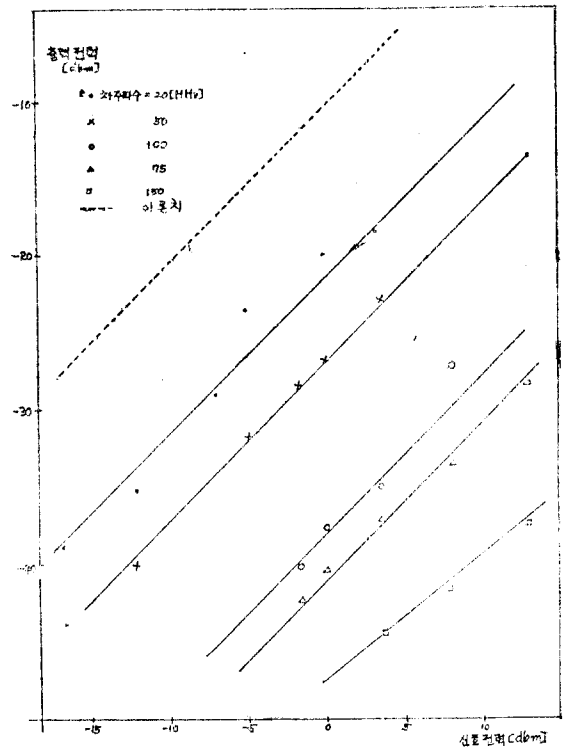


그림 5 신호전력과 마이크로 출력 전력의 실험치

표 2. 입력전력과 미이트 전력

비 이 입력 (dbm)	20 (MHz)		50 (MHz)		75 (MHz)		100 (MHz)		150 (MHz)	
	[μW]	[dbm]	[μW]	[dbm]	[μW]	[dbm]	[μW]	[dbm]	[μW]	[dbm]
		변환이득		변환이득		변환이득		변환이득		변환이득
13	물 안 정 (Locking)				1.35	-28.7			0.247	-36.08
8					0.411	-33.86	2.02	-26.94	0.081	-40.92
3	15.0	-18.24	5.1	-22.93	0.181	-37.42	0.299	-35.3	0.0375	-44.26
		-9.24		-13.93		-28.42		-26.3		-35.26
0	9.75	-20.12	2.08	-26.72	0.096	-40.18	0.171	-37.67		
		-8.12		-14.72		-28.28		-25.67		
-2	5.5	-22.6	1.57	-28.4	0.062	-42.08	0.092	-40.36		
		-8.6		-14.4		-28.08		-26.36		
-5	4.54	-23.62	0.65	-31.88	미 소 간 압					
		-6.62		-14.88						
-7	1.27	-28.96	0.323	-34.9						
		-9.96		-15.9						
-12	0.323	-35.91	0.103	-39.88						
		-11.91		-15.88						
-17	0.126	-39								
		-10								

直流의 경우 熱効果가 현저히 들어났으며 周波數倍
 加에 따라 이 効果가 감소하였다. 100 (MHz)의 값을
 電壓平值法에 의한 것으로 理論式에서 使用된 $R_{sc} =$
 $21.3[\Omega]$ 보다 큰 $30[\Omega]$ 에서 實測值가 理論値보다 현
 어진 것을 예상할 수 있었다. 또 (2)에 信號電力과 미
 이트電力의 實驗値를 보았다. 이에 다이오드의 發振電
 壓은 0.25 (V)로서 理論에서 사용된 1 (V)로 치환하여
 (2)의 變換利得은 12 (db)를 더하여 보았다. 그
 림 (5)는 표 (2)를 도시한 것으로 計算은 식 (35)의
 理論値로서 파이스 電流密度 $400[\text{Amp}/\text{cm}^2]$,
 發振周波數 10 (GHz)를 사용하였다. 實驗值인 實線은
 信號電壓의 增加에 따라 미이트電力의 直線의으로 增
 加하는 식 (32)에 잘 일치하였다. 差周波數의 增加에
 따른 出力電力의 變化는 變換利得에 관한 그림 (2)와
 상이 하나 IMPATT 다이오드 共振器의 周波數特性에
 의한 것이었다. IMPATT 다이오드의 發振周波數와 信
 號周波數가 매우 접근하였을 때는 locking 현상이 나타

났다. locking 직전의 상태에서 差周波數의 波形은 不
 安定하고 극심한 歪曲을 보였으며 (사진 (5)) 이는 복
 잡한 櫛目線 (comb line)의 發生으로 쉽게 해석된다.⁷⁾

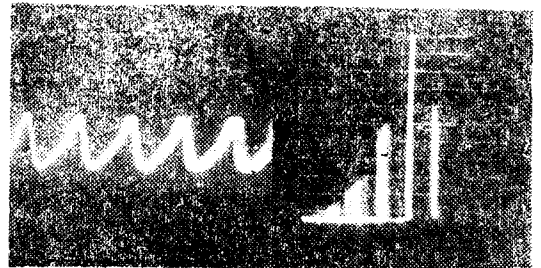


사진 (5) Locking 직전의 저주파 미이트의
 파형 및 스펙트럼

5. 結 論

本論文에서는 2배 이상의 整數倍關係에 있지않은 信

號에 대한 IMPATT 다이오드의 動作特性을 연구하였다. 연구결과 IMPATT 다이오드가 自勵發振周波數와 외부로부터 印加되는 信號周波數間의 差周波數 및 合周波數를 발생시킴을 규명하였다. 즉 IMPATT 다이오드의 自己混合效果(self mixing effect)를 理論으로 전개하고 實驗으로 확인하였다. 理論은 IMPATT 다이오드의 増倍領域에서 空間電荷가 變調를 받는 것에 근거를 두었다. 増倍領域에서 粒子電流은 펄스를 形成하며 印加信號와 發振出力사이의 位相에 따라 空間電荷의 분포상태가 變調를 받게 되는데 이 變調가 IMPATT 다이오드의 自己混合效果를 일으킨다고 보았다. 實驗은 GaAs Epi層과 Pd사이의 Schottky장벽을 갖는 IMPATT 다이오드를 사용하였다. 變換出力의 理論値는 信號電力에 비례하여 增加하였으면 이는 實驗値와 잘 일치하였다. 差周波數增加에 따른 미트出力의 實驗値는 理論値와는 달리 민감한 變동을 보였는데 이는 IMPATT 다이오드 共振層의 特性으로 판단되었다. 또 變換利得은 IMPATT 다이오드의 自己發振出力에 비례하여 增加시킬 수 있음을 보였다. 실제 測定値는 差周波數 20(MHz)인 경우 理論値인 $-0.4(\text{db})$ 보다 $6.2(\text{db})$ 낮은 $-6.6(\text{db})$ 였는데 이는 실제 다이오드 特性이 이상적인 모델에 의한 계산치보다 수[db] 낮아 지리라는 것과 실험과정의 損失 直列抵抗 그리고 共振器의 구조등에 의한 영향 때문이었다. IMPATT 다이오드를 變換器로 利用할 때의 有利한 점은 다음과 같다.

1. 自勵發振 및 變換을 한개의 다이오드로 수행할 수 있어 回路의 素子數 및 크기를 줄일 수 있다.
2. 變換出力은 入力電力에 直線的으로 비례한다.
3. 變換利得은 일반 다이오드보다 크게 할 수 있어 信號電力이 약한 경우 有利하다.
4. IMPATT 다이오드의 低周波임피던스는 $50(\Omega)$ 傳送線과 큰 차이가 없다.
5. Locking되는 信號電力이 Gunn의 경우보다 훨씬 크다.¹⁰⁾

參 考 文 獻

1. W.E. Schroeder and G.I. Haddad, Effect of

Harmonic and Subharmonic Signals on Avalanche Diode Oscillator Performance, IEEE Trans., MTT-18, 327~331, 1970.

2. W.J. Evans and G.I. Haddad, A large-signal analysis of IMPATT diodes, IEEE Trans., Electron Devices, Vol. ED-15, pp.708~717, October 1968.

3. J.L. Moll, Physics of Semiconductors, New York: Mc Graw-Hill 1964.

4. W. Shockley, Problem related to *pn* junction in silicon, Solid-State Electronics, Vol.2, pp.35~67, Jan. 1961.

5. W.E. Schroeder and G.I. Haddad, Nonlinear Properties of IMPATT Devices, Proc., IEEE, Vol.61, No.2, Feb. 1973.

6. R.H. Haits and H.L. Stover, A method for Heat Flow Resistance Measurements in Avalanche diodes, IEEE Trans., Vol.ED-16, No.5, May, 1969.

7. H.L. Stover, Theoretical Explanation for the Output spectra of Unlocked Driven Oscillators, IEEE Proc., pp.310, Feb. 1966.

8. P.T. Greiling and G.I. Haddad, Large-Signal Equivalent Circuits of Avalanche Transit Time Devices, IEEE Trans., Vol. MTT-18, No.11, Nov. 1970, pp.842~853.

9. S.M. Sze and R.M. Ryder, Microwave Avalanche Diodes, Proc., IEEE, Vol.59, No. 8, pp.1140~1154, Aug. 1971.

10. Shigemichi Nagano and Yoshihiko Akaiwa, Behavior of Gunn diode Oscillator with a Moving Reflector as a Self-Excited Mixer and a Load Variation detector, IEEE, Trans., Vol. MTT-19, No.12, pp.906~910. Dec. 1971.