



室蘭工業大学

学術資源アーカイブ

Muroran Institute of Technology Academic Resources Archive



ダイオード論理回路の逆回復過渡現象

メタデータ	言語: jpn 出版者: 室蘭工業大学 公開日: 2014-06-02 キーワード (Ja): キーワード (En): 作成者: 安部, 嘉一 メールアドレス: 所属:
URL	http://hdl.handle.net/10258/3230

ダイオード論理回路の逆回復過渡現象

安部 嘉一

The Reverse Recovery Transient Phenomena in Diode Logic Circuits

Yoshikazu Abe

Abstract

The charge storage (and, consequently, the recovery time) problem of a p-n junction diode has been a most troublesome phenomenon in the application of junction diodes in switching circuits. Recently, new diode models, the base charge controlled or the concentration pattern controlled models, have been used to analyse such ones.

Utilizing these models, one can solve the transient characteristics encountered in diode switching circuits such as the response delay in high speed diode gate circuits or the accelerative turn off action in inverter circuits by means of a level shift diode. And then, some diode parameters such as diode time constants, τ_s , τ_R , etc., are required to evaluate numerically.

This paper shows that some experimental results reached are in good agreement with the model analysis.

まえがき

ダイオードゲート回路の応答時間はダイオードのスイッチング作用の速度とゲート回路の構成によって決定される。この応答時間は簡単には理想スイッチ、ダイオード、布線の等価容量ならびにゲート回路抵抗による CR 回路の応答として算出される。しかし実際には接合ダイオードには電荷蓄積効果があり、その過渡応答を線形 CR 等価回路では表わしえない問題がある。そこで高速ダイオード回路を解析するに際しては、ダイオードを電荷蓄積制御素子あるいは担体密度分布制御素子と見なす大きな近似を行わなければならない。この研究はダイオードをそのように近似した場合の各定数を定め、そのモデルを用いてダイオードの逆回復特性によるダイオード論理回路の動的特性ならびに伝送パルスの遅延、さらにレベルシフト・ダイオードの過渡特性を実験的・解析的に明らかにすることを目的とする。

1. 接合ダイオードの容量性電流あるいは電荷蓄積モデル

接合ダイオードにはバイアス電圧によるドリフト電流、変位電流ならびに拡散電流が流れる。この最後の拡散による電流がダイオードの電流を主として支配するが、ダイオードの拡散電流を線形回路定数で簡単に表わすようなモデルを作ることは難しい。このため近年ダイオ

ードをベース領域の蓄積電荷によって制御される素子あるいはベース中の担体密度の分布によって制御される素子と考えると多くの解析が行なわれている¹⁾。これらの考えによればダイオードはつぎのようにモデル化できる。

電圧・電流がある範囲内のすなわちある程度の順方向電流レベル（エミッタ効果，電界効果以内），ある程度の逆バイアス（つきぬけ，なだれあるいはゼナー破壊，表面もれ以内）以下であるならば，接合ダイオードの簡単化された等価回路は図-1のようになる。

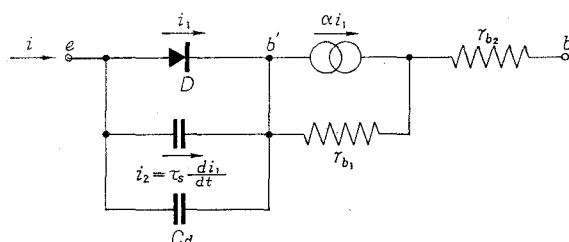


図-1 ダイオードの簡単化された等価回路

図-1においてダイオードDは理想ダイオードを示し，その電圧と電流の関係はつぎのようになる。

$$i_1 = I_0 (e^{\frac{q}{kT} V_{eb'}} - 1) \quad (1)$$

この関係式で， q は電子の電荷， k はボルツマン定数， I_0 は逆方向飽和電流，電流源 αi_1 は理想化した少数担体のベース中の拡散電流， r_{b1} は多数担体の流れにたいするベース抵抗， r_{b2} はベース幅が少数担体の拡散距離にくらべて大きいと考えられるときの付加的な抵抗をそれぞれあらわす。

容量性電流 i_2 は過渡時に必要な付加的な電流で，蓄積電荷の変化を起すために必要であり，簡単化した容量性電流による解釈にしたがえば

$$i_2 = \tau_s \frac{di_1}{dt} \quad (2)$$

でしめされる。ここで τ_s を接合時定数と呼ぶ。また C_d は接合の遷移層容量である。

実際のほとんどの場合として，接合が順方向にバイアスされているときは C_d を流れる電流は容量性電流 i_2 にくらべて無視でき，逆方向にバイアスされているときは反対に i_2 は C_d を流れる電流にくらべて無視できる。

なお，ダイオードを蓄積電荷制御素子と解釈すれば， i_1 ， i_2 はそれぞれベース蓄積電荷 Q_s とつぎの式で関係づけられる（図-2参照）。

$$i_1 = \frac{Q_s}{\tau_s} \quad (3)$$

$$i_2 = \frac{dQ_s}{dt} \quad (4)$$

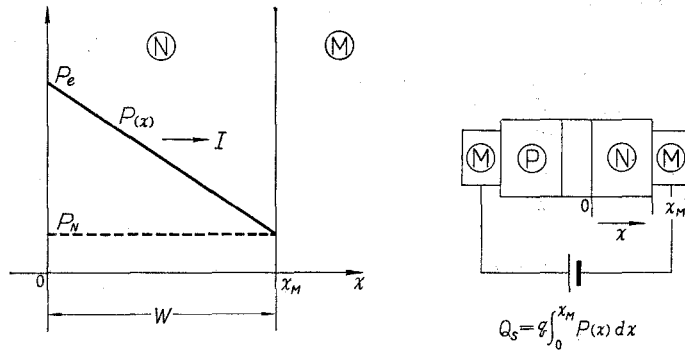


図-2 P-N接合の正孔密度分布モデル

2. ダイオードの過渡応答特性

2.1 逆回復過渡電流

図-3のようなスイッチ回路を考える，最初スイッチが1の位置にあれば，ダイオードは順方向にバイアスされて順方向電流 I_F が流れる。時刻 t_0 にスイッチを2の位置に切り変えるとダイオードは逆回復状態に入り，ベース中の担体密度分布 $P(x)$ は時間とともに図-4のように変化する。通常のスイッチ動作として逆方向電圧 V_2 が著しく大きくないとすると，いわゆる

蓄積時間 t_s の期間 (図-5参照) ダイオードは低インピーダンスであり，時刻 t_s 後は電流は減衰して，ダイオードは高インピーダンス領域に回復する。

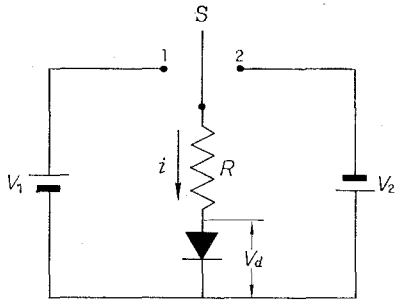


図-3 スイッチ回路

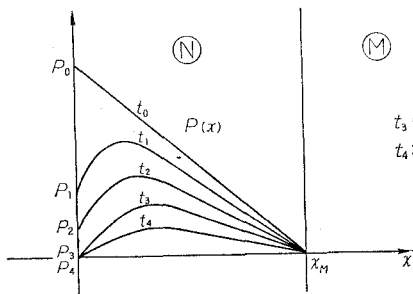


図-4 正孔分布の時間変化

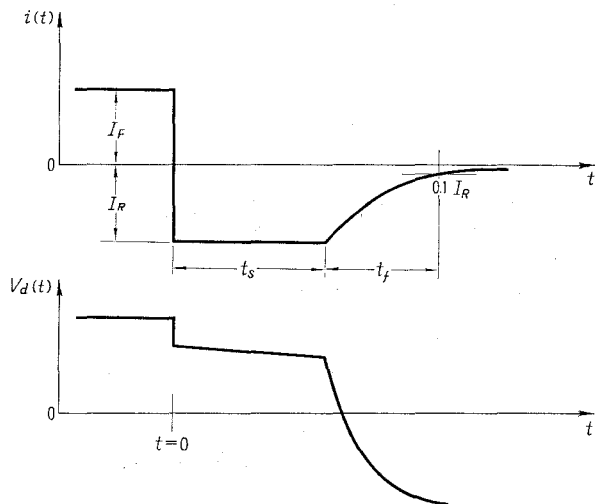


図-5 ダイオードを流れる電流と端子電圧

2・2・1 蓄積時間領域解析

順方向電流 I_F ならびに最大の逆方向電流 I_R は、 $V_1 \gg V_d$, $|V_2| \gg V_d$ として

$$\left. \begin{aligned} I_F &= \frac{V_1 - V_d}{R} \doteq \frac{V_1}{R} \\ I_R &= \frac{V_2 - V_d}{R} \doteq \frac{V_2}{R} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

となる。したがって図-1のダイオードモデルより電流にかんする平衡方程式は、 $t_0 < t < t_s$ において

$$-I_R = i_1 + \tau_s \frac{di_1}{dt} \quad (6)$$

となる。初期条件として $i = i_1 = I_F$ とし、2にスイッチした時刻を基点 $t=0$ とすれば $0 < t < t_s$ において

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= -I_R + (I_F + I_R) e^{-\frac{t}{\tau_s}} \\ i_2 &= -(I_F + I_R) e^{-\frac{t}{\tau_s}} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

となる。時刻 t_s で接合の端 $x=0$ での担体密度分布は $P(x)=0$ となり、以後 $x=0$ での担体密度の分布の勾配は一定値を保ちえず、電流は減衰しはじめる。

この時刻における t_s ベース内の蓄積電荷 $Q_s(t_s)$ は

$$Q_s(t_s) = q \int_0^W p(x, t_s) dx, \quad t = t_s \quad (8)$$

であり、Kuno によれば $Q_s(t_s)$ は逆回復時定数 τ_R と I_R でつぎの式であらわすことができる²⁾。

$$Q_s(t_s) = \tau_R I_R \quad (9)$$

したがって、(3), (7), (9) より t_s はつぎのようになる。

$$t_s = \tau_s \left[\ln \left(1 + \frac{I_F}{I_R} \right) - \ln \left(1 + \frac{\tau_s}{\tau_R} \right) \right] \quad (10)$$

(10)により電流 I_F , I_R と蓄積時間 t_s を測定することにより、ダイオードの両時定数 τ_s , τ_R を定めることができる。

(10)を τ_R/τ_s をパラメータとして図表化すると図-6のようになる。電流 I_F , I_R は外部電源電圧 V_1 , V_2 と外部抵抗 R より(5)によって求めることができる。したがって、時定数 τ_s , τ_R が既知ならば図-6より t_s を求めることができ、また逆に与えられた蓄積時間 t_s をもつダイオードは、 τ_s , τ_R をパラメータとして選び出すことができる。

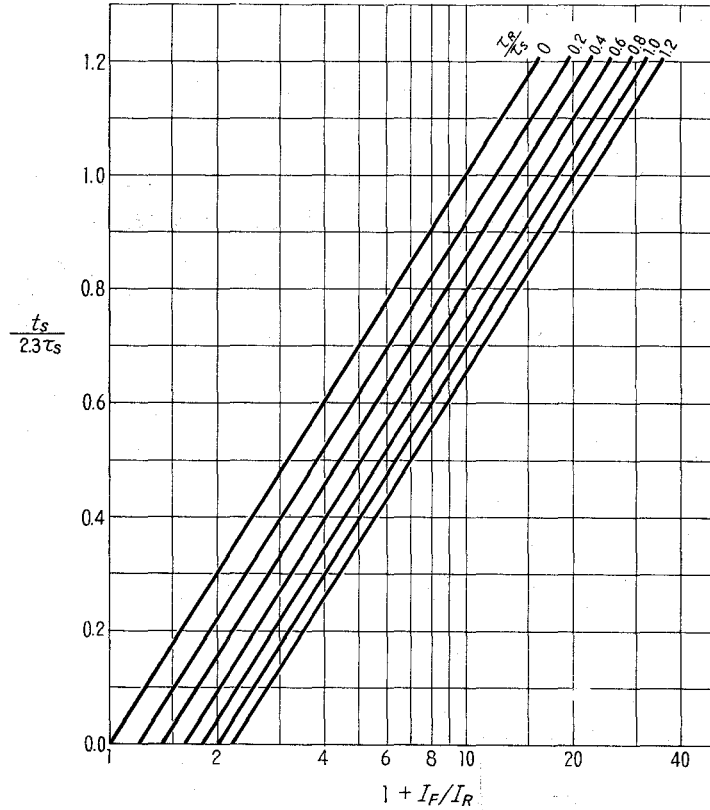


図-6 正規化した蓄積時間の特性図表

2.1.2 減衰時間領域解析

さきにのべた蓄積時間 t_s をこえるとベース中の電荷はつぎの式であらわされる。

$$Q_s(t) = \tau_R \cdot i(t) \tag{11}$$

図-1 のダイオードモデルにより、電流の平衡方程式はつぎのようになる。

$$i(t) = i_1 + i_2 + C_d \frac{dV_{cb'}}{dt} = \frac{\tau_R}{\tau_s} i(t) + \left\{ \tau_R \left(1 - \frac{\alpha r_{b1} C_d}{\tau_s} \right) + C_d (R + r_{b1} + r_{b2}) \right\} \frac{di(t)}{dt} \tag{12}$$

$Q_s(t_s) = \tau_R I_R$ (9) の条件のもとにこれをとけば

$$i(t) = \exp \left[- \frac{(1 + \tau_R / \tau_s)(t - t_s)}{\tau_R (1 - \alpha r_{b1} C_d / \tau_s) + C_d (R + r_{b1} + r_{b2})} \right] \tag{13}$$

となる。いま

$$\alpha r_{b1} C_d \ll \tau_s, \quad R \gg r_{b1} + r_{b2} \tag{14}$$

とすれば(13)はつぎのようになる。

$$i(t) = \exp \left[-\frac{1 + \tau_R/\tau_s}{\tau_R + C_d R} (t - t_s) \right] \tag{15}$$

(14)の仮定は一般になり立つが、ゲート回路の構成によりループ抵抗 R にくらべ $r_{b1} + r_{b2}$ が無視できないとき、あるいは τ_s が非常に小さいときには (15) を用いた方がよい。

なお C_d はバイアス電圧により変化し、決して一定とはいえないが、 V_d の変化領域についての平均値 (積分遷移層容量) を用い、また時定数 τ_s , τ_R についても等価的に準安定状態と考えた 2.1.1 で求めた値を用いる。このようにして (13), (15) から予想される特性と観測されるものとはかなりよく一致する。

このようにして蓄積時間 t_s または減衰特性 $i(t)$ をもとめるには、ダイオードの各定数 τ_s , τ_R , C_d , $r_{b1} + r_{b2}$ ならびに外部回路定数 V_1 , V_2 , R をしればよく、ダイオードの逆回復スイッチ作用の速さを算定することができる。

2.2 正孔注入後の自己回復特性

つぎに順方向にバイアスされていたダイオードが、外部抵抗 R を通じて自己回復する場合を考える (図-7 参照)。

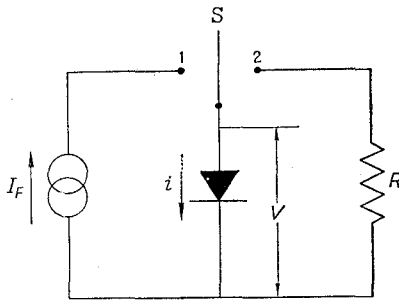


図-7 自己回復スイッチ回路

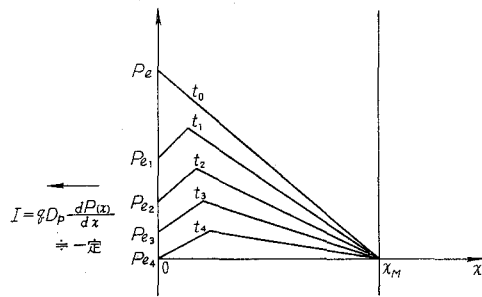


図-8 正孔密度分布の一次近似

図-8 にしめすように遷移層の端 $x=0$ の正孔の密度は平衡時の密度 P_N より大きく、通常考えている正孔注入レベルでは $P_e = P_p \{ e^{-q/kT(\phi_0 - V_j)} \}$ であらわされる。

ここに、 P_p は P 領域での多数担体密度、 ϕ_0 は平衡時の障壁電位、 V_j は外部バイアスによる接合両端の電圧降下である。

スイッチを 2 の側にとじると、このときから正孔の分布は P_e から平衡時の密度 P_N に減少しはじめ、 N 領域より接合にむかって正孔密度分布は勾配を生じ、このため $P(x)$ の勾配に比例する正孔電流が流れる。このとき $V_j = kT/q \cdot \ln P_e/P_N$ であるから、 P_e が減少するとともに V_j は減少し外部に一定電流を流すことはできない。いいかえれば正孔密度分布の勾配は一定ではない。しかし、 R がある程度大きく逆方向の最大の回復電流 I_{R0} が注入電流レベル程度の大きさをもつならば $P_e(x) = P_N$ になる時刻 t_s までは勾配の変化は小さく、一次近似として 図-8

のように接合に向っての正孔密度分布の勾配はほぼ一定とみなされる。すなわち、 $t_s > t > 0$ において逆回復電流 I_R 一定として前節と同様なダイオード時定数 τ_s, τ_R を定めることができる。

そこで

$$I_R = \frac{I_{R0} + I_{R1}}{2} = \text{一定} \quad (16)$$

として今後の解析を進める。しかし、 I_R は外部電源電圧と外部抵抗で定められた 2.1 のときと異なり、ダイオードの内部状態によるので自己回復時の端子電圧についてやや詳細にのべる。

2.2.1 自己回復時の端子電圧とダイオード内部抵抗の求めかた

ダイオードの端子電圧は 1. のダイオードモデルと (1) より、 $t < 0$ では

$$V_F = \frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{I_F}{I_0} \right) + [(1-\alpha)r_{b1} + r_{b2}] I_F \quad (17)$$

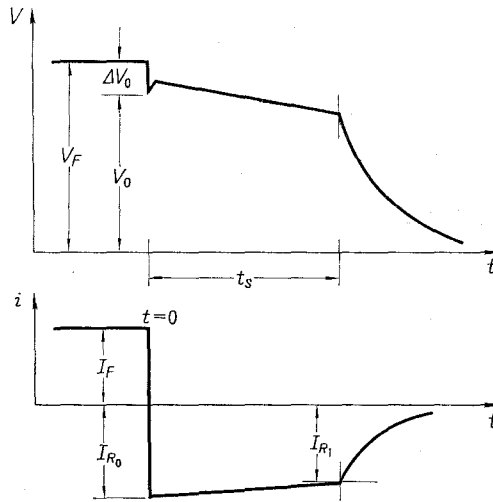
$0 < t < t_s$ では (7), (16) より

$$V = \frac{kT}{q} \ln \left[1 + \frac{-I_R + (I_F + I_R)e^{-\frac{t}{\tau_s}}}{I_0} \right] - (r_{b1} + r_{b2}) - \alpha r_{b1} \{-I_R + (I_F + I_R)e^{-\frac{t}{\tau_s}}\} \quad (18)$$

$t=0$ では (18) より端子電圧 V_0 はつぎの値をとる。

$$V_0 = \frac{\frac{kT}{q} \ln \left(1 + \frac{I_F}{I_0} \right) - \alpha r_{b1} I_F}{1 + (r_{b1} + r_{b2})/R} \quad (19)$$

したがって、(19) より電流 I_F, I_0 外部抵抗 R , ダイオード定数 $r_{b1}, r_{b1} + r_{b2}$ をしるならば、逆回復端子電圧 V_0 を求めることができる。また逆回復電流 I_{R0} は



図—9 正孔注入後の電圧・電流波形

$$I_{R0} = \frac{V_0}{R} \quad (20)$$

として求めることができる。

さらに、スイッチが2の側に入れられた瞬間の電圧の跳躍の大きさ ΔV_0 は (18), (19) より

$$\Delta V_0 = (r_{b1} + r_{b2})(I_F + I_{R0}) \quad (21)$$

となる。

これより電流 I_F の I_{R0} を測定すれば $(r_{b1} + r_{b2})$ の大きさを求めることができる。1. でのべたように r_{b2} はベース幅が拡散距離にくらべて大きいときの付加的な抵抗なので、もしこのように考えなくてもよいならば (21) の $(r_{b1} + r_{b2}) \doteq r_{b1}$ として r_{b1} を求めることができる。

なお (17)~(19) においてダイオードは準安定状態にあるとみなして $\alpha \doteq 1$ として計算してきしつかえない。

2.2.2 注入後の電圧の減少の割合と時定数 τ_s

注入後の時刻 t_s までの電圧の減少の割合は R が大きいほど少ないが、いま R を無限大にすることによって時定数 τ_s を求めることができる。

(19) において $R = \infty$, $I_R = 0$ とおき、式中の $I_F/I_0 e^{-\frac{t}{\tau_s}} \gg 1$ とすると

$$V = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_F}{I_0} - \frac{kT}{q} \cdot \frac{t}{\tau_s} - \alpha r_{b1} I_F e^{-\frac{t}{\tau_s}} \quad (22)$$

この式中、最後の項による過渡応答は急激に消滅するから、注入後の電圧の減少の割合はつぎのようになる。

$$\frac{\Delta V}{\Delta t} = \frac{kT}{q\tau_s} \quad (23)$$

したがって、正孔注入後の電圧の減少の勾配 $\Delta V/\Delta t$ を測定することによって接合時定数 τ_s を求めることができる。

3. ダイオード諸定数の測定

3.1 高速ダイオード時定数の測定

蓄積時間がナノセカンド級の高速ダイオードの両時定数の測定には、図-10のような低インピーダンスの回路で回復電流の時間的变化により測定が行なわれる。

測定回路の構成や部品の高周波特性により波形は、かなり左右されることに注意が必要である。最もあらわれやすい波形のリングングはその周期がダイオードの回復時間に似た値となることが多い。これはダイオード接続端子周辺の浮遊容量と配線の残留インダクタンスによる振動なので、それらの値を十分小さくしなければならぬ。このため各部の配線を極力短かくする。また地線のようにある程度長くなるものについては金属板または平型銅編組線のような幅

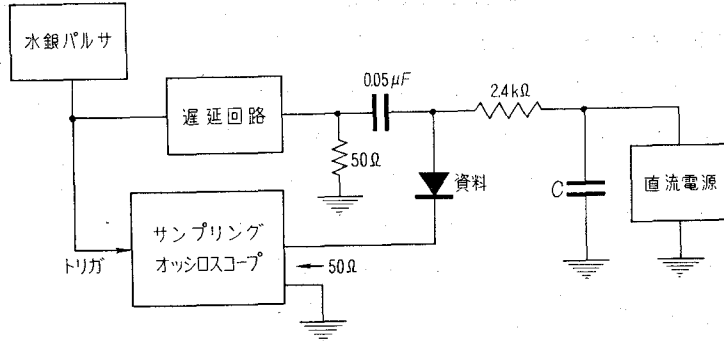


図-10 高速ダイオード時定数測定回路

のあるものを使用しなければならない。

図-11 に高速スイッチング・ダイオード 1S 306 の蓄積時間の測定の結果を示す。(10) で予測されるように、 t_s 対 $\ln(1+I_F/I_R)$ の関係は直線となり、 I_F, I_R のかなり広い範囲にわたり τ_s, τ_R は一定と考えるべく、解析のモデルは正しいとしてよい。この結果より 1S 306 の両時定数は、 $\tau_s = 2.5 \text{ ns}$ 、 $\tau_R = 0.7 \text{ ns}$ できわめて短い。

3.2 減衰領域の特性

ダイオードの逆回復減衰領域の特性は (13), (15) に示されるようになるが、計算値と実測値はつぎのようになる。

ダイオード SD 103 の時定数は $\tau_s = 1.3 \mu\text{s}$ 、 $\tau_R = 0.52 \mu\text{s}$ 、また $C_d = 10 \text{ pF}$ である。いまループ抵抗 700Ω とすると、減衰波形の時定数は計算値では約 380 ns となる。これにたいし実測値は 図-12 にしめすように $I_F/I_R > 2$ の範囲においてほぼ 500 ns の時定数をもち 20% 程度の誤差がある。しかしダイオードは逆バイアスされているから等価容量 C_d とみなすと減衰の時定数は高々 7 ns となり、ひどくかけはなれた値となることに注意が必要である。

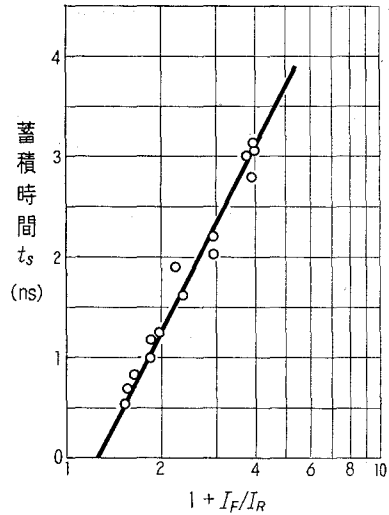


図-11 高速スイッチング用ダイオード 1S 306 の蓄積時間特性

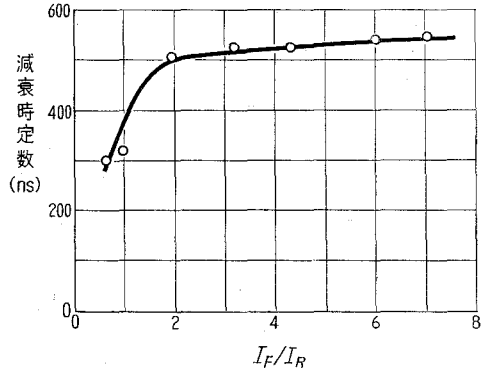


図-12 1S 103 の減衰特性

3.3 レベルシフト・ダイオードの自己回復特性の測定

レベルシフト・ダイオード D_L は 図-13 のようにアンドゲートとスイッチング増幅器の結合に用いられる。このダイオードはトランジスタのオフ動作を確実にするため、通常 2~3 枚のダイオードを直列に接続して順方向スレッシュホールド電圧を大きくとることと、そのベース内の逆回復蓄積電荷を利用してターンオフ時にトランジスタのベース電荷を掃き出すという二つの役割をする。後者の役割のためレベルシフト・ダイオードの自己回復特性は重要なのでその特性を測定し、2.2 でのべた各定数の大きさを定める。

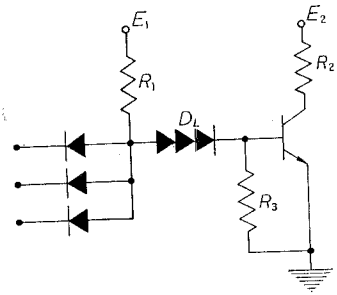


図-13 レベルシフト・ダイオード結合 NAND 基本回路

i) レベルシフト・ダイオードの特性の測定にあたっては、このダイオードはベース幅が大きく τ_b は大きいので、順方向電流を加えてもベース中の担体密度分布はただちにその電流レベ

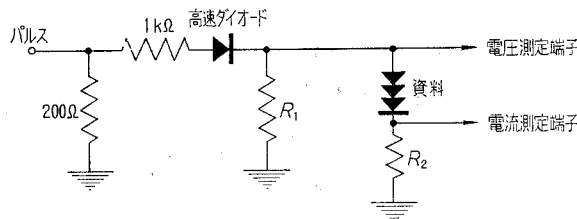


図-14 レベルシフト・ダイオード自己回復測定回路

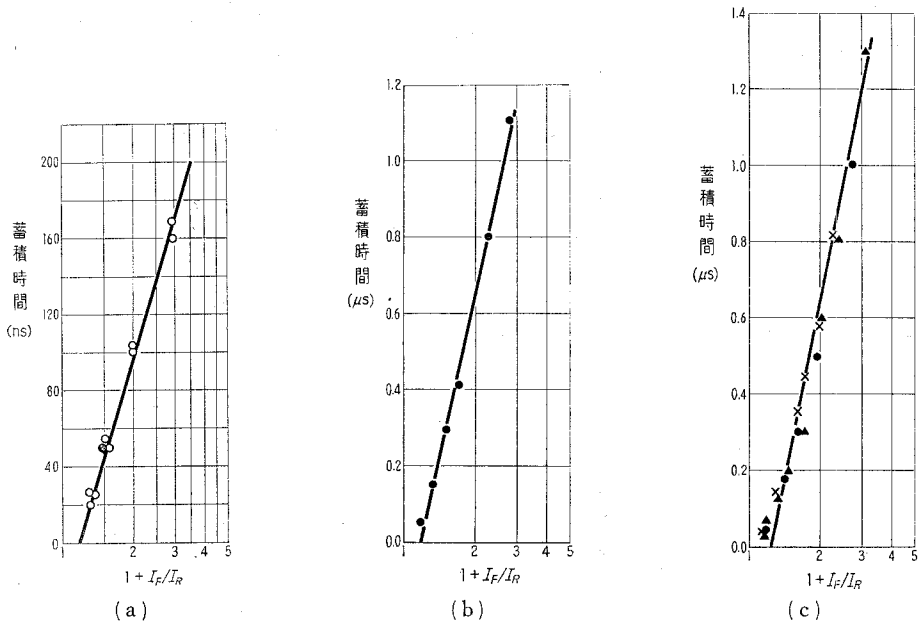


図-15 レベルシフト・ダイオードの蓄積時間特性

ルに対する安定状態とならないことに注意がいる。このため十分な時間順方向電流を加えたのち逆回復特性を測定しなければならない。

図-14, 図-15 に測定回路とその結果をしめす。図-15 (a) は 1F-103, 図-15 (b) は VD-131 A, 図-15 (c) は VD-131 A の 3ヶ直列構成のうち 1ヶをとりだした測定結果である。これよりダイオード時定数は右のようになる。

ダイオード	時定数	
	τ_s	τ_R
1F 103	170 ns	30 ns
VP 131 A	1.25 μ s	0.25 μ s

ii) レベルシフト・ダイオードの内部抵抗の測定
(21) の解析よりダイオードの内部抵抗 $r_{b1} + r_{b2}$ を算定できる。VD 131 A の 1ヶの内部抵抗は約 20 Ω とみなすことができる (図-16 参照)。

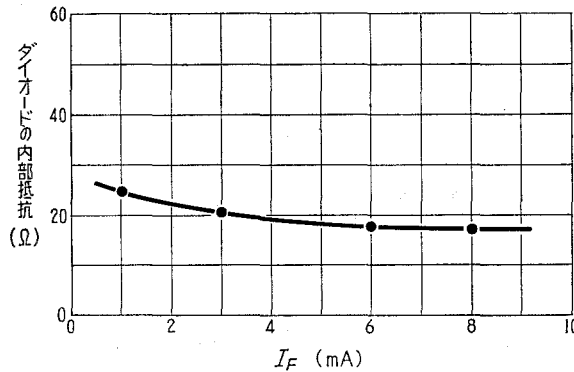


図-16 ダイオードの内部抵抗

iii) 電圧の減少の割合より求めた時定数 τ_s

(23) により電圧の波形より接合時定数 τ_s は求められる。VD 131 A については

$$\tau_s = \frac{kT}{q} \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V} = 1.25 \mu\text{s}$$

であり, i) のように蓄積時間より求めたものと一致する。

4. ダイオードゲート回路の動作解析

4.1 ダイオード逆回復特性による過渡応答の遅延

いま 図-17 においてトランジスタ Q_0, Q_1 が導通であるとする, R_1 を流れる電流 I_1 は D_1 を, R_1' を流れる電流 I_1' は D_2, D_3 に分流してそれぞれ流れる。もし Q_0 が突然しや断されると Q_0 を通っての大地への分路はなくなり, 電流 I_1 は切り変えられて D_4 を通じて Q_2 をオンにし, D_2 を流れていた電流はしや断される。しかし, 過流状態時間では D_2 は前述のように低インピーダスであり, その間 I_3 のような逆方向電流が流れ, これがしや断されたのち Q_2 はオンになる。

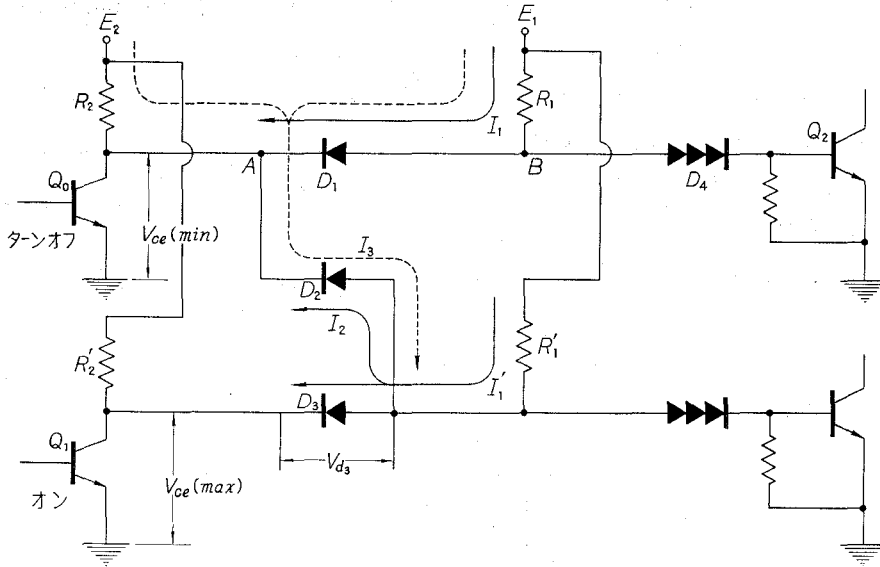


図-17 ダイオードゲード回路例

パルス幅が短かく D_2 の逆回復時間内にパルスが復帰するならば、 I_1 は D_2 を通じて Q_1 側に流れるから論理演算動作は誤りになる。したがってゲートダイオードとしては逆回復の速いダイオードを用いなければならない。またパルス幅が大きければハザードとなり、かつ過渡応答の遅延を生ずる。

トランジスタ Q_0 が急速にしゃ断された場合の D_2 の逆回復特性を考えたスイッチング時間は (10) の蓄積時間 t_s と (13) または (15) の減衰時定数から求められる。すなわち、 D_2 の逆回復とともに A, B の電位が上昇し、B の電位がレベルシフト・ダイオードのスレッシュホールド電圧 V_{th} にたつと、 I_1 は D_4 がわに流れ Q_2 をオンにする。この時間のもっともながい最悪の場合を生ずる状態は、i) 蓄積時間 t_s については D_2 にもっとも大きな順方向電流 I_2 が流れて、逆回復のための電流がもっとも小さい場合である。ii) さらにスレッシュホールドにたつする時間のもっとも長いのは (13) の時定数のもっとも小さい場合である。この i), ii) の時間の和がスイッチング時間となるが以下これをわけて解析する。

i) 順方向のもっとも大きいのはつぎの場合である。

$$\left. \begin{aligned} I_2(\max) &= I_0 \left(e^{\frac{q}{kT} V_{d2}(\max)} - 1 \right) \\ V_{d2}(\max) &= V_{ce}(\max) + V_{d3}(\max) - V_{ce}(\min) \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

したがって、トランジスタのエミッタ・コレクタ間の飽和電圧 $V_{ce}(\max)$, $V_{ce}(\min)$ とゲートダイオードの順方向電圧降下 V_{d3} より $I_2(\max)$ を算定する。

D_2 の逆方向電流が最少になるのは、 $E_1(\min)$, $E_2(\min)$, $R_1(\max)$, $R_2(\max)$ のときに生じ

$$I_3(\min) = \frac{E_1(\min) - (V_{ce}(\max) + V_{d3}(\max))}{R_1(\max)} + \frac{E_2(\min) - (V_{ce}(\max) + V_{d3}(\max))}{R_2(\max)} \quad (25)$$

$$= I_{R1}(\min) + I_{R2}(\min)$$

のときである。したがって電流電圧 E_1, E_2 抵抗 R_1, R_2 のバラツキならびに $V_{ce}(\max), V_{d2}(\max)$ より最少の逆電流を算定する。

以上ダイオードゲート回路例を図-17 によって説明したが、 $n-p-n$ トランジスタを用いた正理論 NAND 基本回路のファンイン数 l 、ファンアウト数 m を考えたときの最悪の回路構成は図-18 のようになり、このとき (25) はつぎようになる。

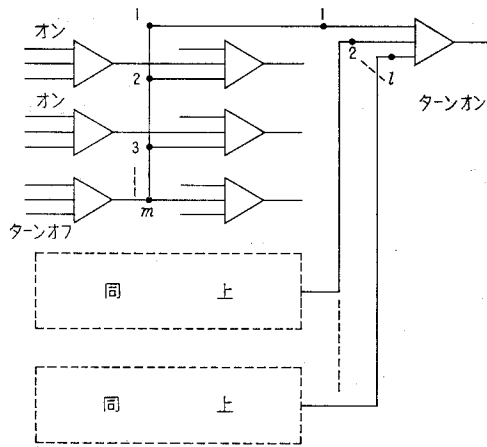


図-18 ゲートダイオードの逆回復による遅延のもっとも大きい構成 (-D- は NAND 基本回路)

$$I_3(\min) = \frac{I_{R1}(\min)}{l(m-1)} + \frac{I_{R2}(\min)}{m-1}, \quad (26)$$

(10), (24), (26) より最大の蓄積時間 $t_s(\max)$ はつぎようになる。

$$t_s(\max) = \tau_s \left[\ln \left(1 + \frac{I_2(\max)}{I_3(\min)} \right) - \ln \left(1 + \frac{\tau_R}{\tau_s} \right) \right] \quad (27)$$

ii) $t > t_s(\max)$ では逆方向電流は (13) のようにへりはじめ、B 点の電位 V_B は $V_B \leq V_{th}$ でのようになる。

$$V_B = V_{d0} + V_{d1} + \left(\frac{E_1 R_2 + E_2 R_1}{R_1 + R_2} - V_{d0} \right) \cdot [1 - \exp\{-a(t - t_s)\}] \quad (28)$$

ここに

$$V_{d0} = V_{ce}(\max) + V_{d3} - V_{d20} \quad (29)$$

V_{d20} はゲートダイオードの $t=0$ における逆方向電圧降下であり、 a は (13) よりつぎの式で定められる。

$$a = \frac{1 + \tau_R/\tau_s}{\tau_R \{1 - (m-1)\alpha r_{b1} \cdot C_d/\tau_s\} + (m-1)C_d R_2} \quad (30)$$

$V_B = V_{th}$ になった時刻に出力はターンオンとなる。この時間 t_s を時間基点としてとり t_r とすれば (28) より

$$t_r = \frac{1}{a} \ln \frac{(E_1 R_2 + E_2 R_1)/(R_1 + R_2) - V_{A0}}{(E_1 R_2 + E_2 R_1)/(R_1 + R_2) + V_{A1} - V_{th}} \quad (31)$$

となる。

したがって、図-18 の場合のゲート回路によるスイッチング時間の遅延は (27) の $t_s(\max)$ と (31) の t_r の和としてもとめられる。また当然この和よりパルスの復帰は長くなければならない。

Si メサ形高速スイッチング用ダイオード 1S 306 を用いたゲート回路では、以上の解析と実験の結果を比較するとつぎのようになる。

i) 蓄積時間 $t_s(\max)$ は (27) のようになるが、この式中の電流は (24), (25) にのべたようにトランジスタの飽和電圧のバラツキを知らねばならないが、もしこれを知り $I_2(\max)$, $I_3(\min)$ が求められると、3.1 でのべた実験結果より

$$t_s(\max) = 2.5 \left[\ln \left(1 + \frac{I_2(\max)}{I_3(\min)} \right) - \ln 1.28 \right] \quad (32)$$

となる。

ii) 一方 t_r は (31) のようになるが、いまファンアウト数 m をパラメータとして図表とすると図-19 のようになる。実線は (38) で求めた理論値、×印は実測値である。

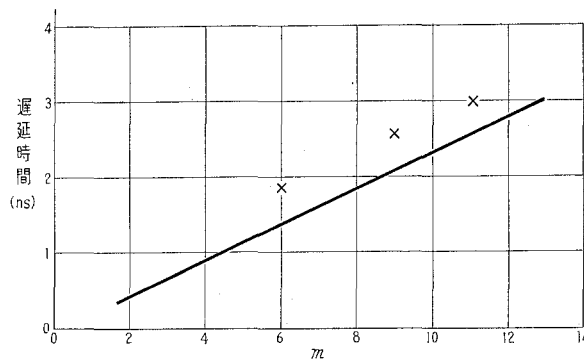


図-19 巡回遅延時間特性

ここに、 $E_1 = 24V$, $E_2 = 4V$, $R_1 = 10k\Omega$, $C_d = 20pF$, またかりに $V_{A0} = 0.6V$ として計算ならびに実験を行なった。

4.2 レベルシフト・ダイオードの自己回復電流によるトランジスタ・インバータのスイッチオフ動作

図-20において、 Q_0 はオフ Q_1 がオンの状態から、 Q_0 が急速にターンオンすると図中の I_R のように電流が流れ Q_1 をターンオフする。

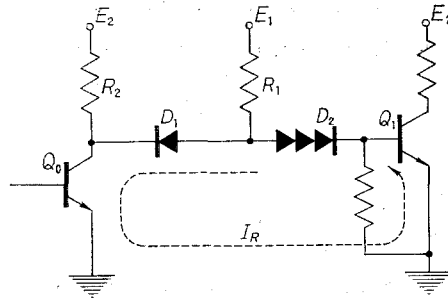


図-20 レベルシフト・ダイオードの自己回復によるスイッチオフ動作

このさい、レベルシフト・ダイオードの回復蓄積電荷 Q_m がトランジスタのベース中の電荷 Q_B を掃き出すのに十分な量であるならば 2.2 でのべたダイオードの自己回復特性によりトランジスタは過渡状態ではレベルシフト・ダイオードによる疑似電圧駆動となり、きわめて短い時間にスイッチオフできる。

レベルシフト・ダイオードの一定電圧時間、すなわち蓄積時間のあいだに Q_B を掃き出すには

$$Q_m \geq Q_B \tag{33}$$

でなければならない。

ここに

$$Q_m = q \int_0^W P(x, 0) dx - q \int_0^W P(x, t_s) dx = Q_F(a) - Q_S(t_s) \tag{34}$$

である。これをダイオード定数 τ_s , τ_R であらわすと、(3), (4), (9), (33), (34) より

$$\tau_s I_F - \tau_R I_R > Q_B \tag{35}$$

ここで I_F は、 $E_1 \gg V_{BE} + V_D$ のように回路を設計すれば

$$I_F = \frac{E_1 - (V_{BE} + V_D)}{R_1} \doteq \frac{E_1}{R_1} \tag{36}$$

となる。ただし V_{BE} はトランジスタのベース・エミッタ間電圧、 V_D はレベルシフト・ダイオードの電圧降下である。

I_R はレベルシフト・ダイオードの内部特性と逆回復ループ抵抗によるループ抵抗は、等価

的にみてレベルシフト・ダイオードの内部抵抗 $3(r_{b1}+r_{b2})^*$ とダイオード D_1 の順方向抵抗 r_d ならびにトランジスタのベース抵抗 r_{bb} の和と考えられるから I_R はつぎようになる。

$$I_R = \frac{3V_0}{r_{bb} + 3(r_{b1} + r_{b2}) + r_d} \quad (37)$$

したがって、(35)~(37)の各定数 τ_s , τ_R , $r_{b1}+r_{b2}$, r_d , Q_B , r_{bb} を知ればレベルシフト・ダイオードの自己回復による疑似電圧駆動、すなわちスイッチオフ加速動作のための必要条件をみたすかどうかを判定することができる。

すなわち (35)~(37) より

$$\tau_s I_R - \tau_R \cdot \frac{3V_0}{r_{bb} + 3(r_{b1} + r_{b2}) + r_d} > Q_B \quad (38)$$

がみたされるように、トランジスタならびにレベルシフト・ダイオードを選べばよい。ここに、 V_0 は (19) より

$$V_0 = \frac{\frac{kT}{q} \ln(1 + I_R/I_0) - \alpha r_{b1} I_R}{1 + (r_{b1} + r_{b2})/(r_{bb} + r_d)} \quad (39)$$

である。

む す び

Le Can 等の担体密度分布制御ダイオードモデルを用いて、Kuno の蓄積時間の終期にかなりのベース蓄積電荷があり、以後回復時定数 τ_R を導入しなければならないという解釈のもとに逆回復現象を解析した。ダイオードの各定数は過渡現象の時間内において準安定状態として一定とみなしたが注入レベルのごく小さい場合と、逆回復電流が非常に大きい場合を除いて解析の結果と実験の結果はよく一致する。以下判明した点を要約すると、

- i) ベース幅の小さい高速ダイオードにおいては接合時定数 τ_s , 回復時定数 τ_R はともに非常に小さい。しかし 1. にのべたダイオードモデルによる解析は有効である。
- ii) 減衰時間領域の解析による過渡応答について多少実験値と差を生ずるがこれを線形 CR 回路で近似した場合にはかけはなれた値となる。

以上のモデルを用いて解析した

- iii) ダイオードゲード回路の過渡応答の遅延時間の理論値と実測値はほぼ一致する。
- iv) ダイオードの正孔注入後の自己回復について、電圧・電流・蓄積時間等を解析したが、つぎの点があきらかになった。

* レベルシフト・ダイオードはすでにのべたように、ダイオードが3ヶ直列に接続された構成なので2・2の解析した価の3倍をとる。

- a) 自己回復の場合にもダイオードは両時定数 τ_s, τ_R でよく回復特性をのべることができる。
- b) 電圧の減少の割合から求めた接合時定数と、蓄積時間から求めたものとはよく一致する。
- c) スイッチオフ直後の電圧の跳躍の大きさよりベース抵抗を求めうる。
- v) ダイオードのベース内の回復電荷による疑似電圧駆動によって、トランジスタスイッチオフ加速動作が可能であり、その必要条件を明らかにした。

謝 辞

この研究は文部省国内研究員として電電公社通信研究所に派遣された期間になされたもので、研究の場を与えて下さいました電電公社研究所に感謝いたします。

また、この期間中研究の御指導をいただきました福井憲一電子回路研究室長、川又晃調査役、伊藤忠雄研究主任ならびに本学北村教授に深く感謝いたします。

(昭和40年4月30日受理)

文 献

- 1) LeCan, C. Hart, K. DeRuyter, C.: The Junction Transistor as a Switching Device (Philips Technical Library '62).
- 2) Kuno, H. J.: IEEE. Trans, vol. **ED-11**, 8 (1964).
- 3) Cho, Y: IEEE. Trans. **EC-12** (5), 492 (1963).
- 4) Cagle, W. B. et al.: Bell System Tech. Jou. **XLIII** (5) Part 1, 2055 (1964).