

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5567509号
(P5567509)

(45) 発行日 平成26年8月6日(2014.8.6)

(24) 登録日 平成26年6月27日(2014.6.27)

(51) Int.Cl. F I
H O 1 L 33/00 (2010.01) H O 1 L 33/00 J

請求項の数 6 (全 10 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2011-22744 (P2011-22744) (22) 出願日 平成23年2月4日(2011.2.4) (65) 公開番号 特開2012-164746 (P2012-164746A) (43) 公開日 平成24年8月30日(2012.8.30) 審査請求日 平成26年1月6日(2014.1.6)</p>	<p>(73) 特許権者 000191238 新日本無線株式会社 東京都中央区日本橋横山町3番10号 (74) 代理人 100083194 弁理士 長尾 常明 (72) 発明者 宮島 一之 埼玉県ふじみ野市福岡2丁目1番1号 新 日本無線株式会社 川越製作所内 審査官 小濱 健太</p>
---	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 LED駆動回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

LEDに流れる駆動電流を検出して電圧に変換するセンス抵抗と、該センス抵抗で得られた電圧と基準電圧との差分を増幅するオペアンプと、該オペアンプで得られた信号に応じて動作して前記LEDに流れる駆動電流が前記基準電圧に応じた電流値になるように制御する第1のトランジスタと、該第1のトランジスタをPWM信号に応じてオン/オフ制御して前記LEDをPWM調光するスイッチ手段とを備えたLED駆動回路において、

前記駆動電流を検出する電流検出器と、前記PWM信号が前記LEDの点灯を開始させるように切り替わったとき前記第1のトランジスタをオンさせる方向に制御するオン加速手段と、前記電流検出器で検出される前記駆動電流が所定値に達すると前記オン加速手段による制御を停止させる停止手段とを備えたことを特徴とするLED駆動回路。

10

【請求項2】

請求項1に記載のLED駆動回路において、

前記停止手段によって前記オン加速手段による前記制御が停止するときの前記駆動電流の所定値は、前記基準電圧に応じた電流値であることを特徴とするLED駆動回路。

【請求項3】

請求項1又は2に記載のLED駆動回路において、

前記電流検出器を、前記第1のトランジスタとゲートおよびソース又はベースおよびエミッタが共通接続された第2のトランジスタで構成し、

前記オン加速手段を、前記第1および第2のトランジスタのゲート又はベースを所定電

20

流で充電する電流源として働く第3のトランジスタで構成し、

前記停止手段を、前記基準電圧に応じた電流値の定電流を前記第2のトランジスタに供給する電流源として働く第4のトランジスタと、前記第2のトランジスタのドレイン電流又はコレクタ電流が前記第4のトランジスタの前記定電流を超えるとき前記第3のトランジスタをオフにする第5のトランジスタとで構成した、

ことを特徴とするLED駆動回路。

【請求項4】

請求項3に記載のLED駆動回路において、

前記停止手段を、前記基準電圧に応じた電流値の定電流を前記第2のトランジスタに供給する電流源として働く第4のトランジスタと、前記第2のトランジスタのドレイン電流又はコレクタ電流が前記第4のトランジスタの前記定電流を超えるとき出力側の信号を反転させるインバータと、前記第3のトランジスタと前記第1および第2のトランジスタのゲート又はベースとの間に接続された第6のトランジスタとで構成した停止手段に置き換え、前記インバータの出力側の信号が反転したとき前記第6のトランジスタをオフさせるようにしたことを特徴とするLED駆動回路。

10

【請求項5】

請求項3又は4に記載のLED駆動回路において、

前記第3のトランジスタの前記所定電流の値を、前記基準電圧に応じた電流値としたことを特徴とするLED駆動回路。

【請求項6】

20

請求項2、3、4又は5に記載のLED駆動回路において、

前記基準電圧を第1の基準電流を用いて作成し、前記駆動電流が該第1の基準電流のK倍($K > 1$)の電流値となるように制御するとき、前記第2のトランジスタのサイズ比を、前記第1のトランジスタのサイズ比の $1/K$ 倍に設定したことを特徴とするLED駆動回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、LEDをPWM調光するLED駆動回路に関する。

【背景技術】

30

【0002】

発光素子LEDを例えば液晶表示装置のバックライトとして用いる場合、その輝度を一定に制御するために、一定電流をシンクする定電流回路を用いて発光素子LEDに流れる駆動電流を高精度に一定値に制御することが行われる。また、発光素子LEDの明るさを任意に調整する場合は、数百Hz以上の周波数で発光素子LEDをオン/オフ制御し、そのときの発光素子LEDの点灯/消灯の時間比を変化させることで、LEDの明るさを制御することが行われる。これは、PWM調光と呼ばれている。

【0003】

図5に一般的なLED駆動回路を示す。このLED駆動回路は、基準電流 I_{ref1} を発生する電流源 I_1 と、その電流源 I_1 の基準電流 I_{ref1} を1:1でミラーするカレントミラーを構成するPMOSトランジスタ MP_1 、 MP_2 と、トランジスタ MP_2 のドレイン電流 I_{ref1} が流れることで基準電圧 V_{ref1} を発生する抵抗 R_2 と、その基準電圧 V_{ref1} と後記するセンス抵抗 R_1 に発生する検出電圧 V_s とを比較してその差分に応じた電圧 V_o を出力するオペアンプ1と、そのオペアンプ1の出力電圧 V_o に応じて導通が制御され複数個が直列接続された発光素子LEDに駆動電流 I_{LED} を供給するNMOSトランジスタ MN_1 と、そのトランジスタ MN_1 に流れる駆動電流 I_{LED} を検出して前記した検出電圧 V_s を発生するセンス抵抗 R_1 と、外部から入力するPWM信号 V_{PWM} によってオン/オフしてトランジスタ MN_1 のゲートを制御してPWM調光を行うスイッチ SW_1 とを備える。

40

【0004】

50

このLED駆動回路では、PWM信号 V_{PWM} によってスイッチSW1がオンしているときは、トランジスタMN1のゲートが低電位となり、そのトランジスタMN1がオフして、発光素子LEDは駆動電流が流れず消灯している。PWM信号 V_{PWM} によってスイッチSW1がオフしているときは、オペアンプ1の出力電圧 V_o がトランジスタMN1のゲートに入力し、その電圧 V_o に応じた駆動電流 I_{LED} が発光素子LEDに供給される。この駆動電流 I_{LED} は、センス抵抗R1に流れそこに検出電圧 V_s が発生し、その検出電圧 V_s がオペアンプ1にフィードバックされる。このようなフィードバック制御により、センス抵抗R1に基準電圧 V_{ref1} が発生するようにトランジスタMN1が制御されるので、発光素子LEDに流れる駆動電流 I_{LED} は、

$$I_{LED} = V_{ref1} / R1 = I_{ref1} \cdot R2 / R1 \quad \dots (1)$$

で表される一定電流に制御される。スイッチSW1は、PWM信号 V_{PWM} によって前記したように、数百Hz以上の周波数でオン/オフを繰り返してトランジスタMN1をオン/オフ制御し、発光素子LEDがPWM信号 V_{PWM} のデューティに応じてPWM調光される。

【0005】

ところで、PWM調光を行う場合、発光素子LEDが点灯する時間が極端に短い場合は、発光素子LEDが消灯状態から点灯状態への切り替わる際の立ち上がりに要する時間遅れの影響が大きくなる。図5におけるキャパシタC1と抵抗R3は、このような時間遅れの要因となるトランジスタMN1のゲート寄生容量、オペアンプ1の位相補償容量、オペアンプ1の出力抵抗等の遅れ要素を表したものである。トランジスタMN1のゲート電圧は、スイッチSW1がオフになるとオペアンプ1の出力 V_o によって直ちに立ち上がる必要があるが、上記の遅れ要素によってその立ち上がりが遅れ、発光素子LEDがPWM信号 V_{PWM} のデューティに応じた輝度に達しなくなる問題がある。

【0006】

そこで、上記のような遅れを解消して、発光素子LEDの消灯状態から点灯状態への切り替わりを高速に行うようにしたLED駆動回路が、特許文献1に記載されている。これは、図6に示すように、スイッチSW3をオン/オフすることで、発光素子LEDに印加する電源電圧 V_{CC} をオン/オフしてPWM調光を行うものである。そして、スイッチSW3をオンさせて発光素子LEDを点灯させる際には、スイッチSW4を接点a側に切り替えて、センス抵抗R1に発生する電圧 V_s と基準電圧 V_{ref2} の差分をオペアンプ3で検出して、その検出電圧 V_o でNPNトランジスタQ1のベース電圧をフィードバック制御することで、発光素子LEDに流れる駆動電流 I_{LED} を一定電流に制御する。また、スイッチSW3をオフさせて発光素子LEDを消灯させているときは、センス抵抗R1に電圧が発生しておらず、そのままのフィードバック制御ではトランジスタQ1のゲート電圧が高くなるので、スイッチSW4を接点b側に切り替えてオペアンプ3を電圧ホロワの構成にして、トランジスタQ1に印加するベース電圧を、発光素子LEDが点灯しているときのベース電圧に近い電圧(V_{ref2})に切り替えておき、発光素子LEDを消灯状態から点灯状態に切り替えた際に、トランジスタQ1のベース電圧が高速に所望のベース電圧になるようにしたものである。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0007】

【特許文献1】特開2007-324416号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

しかし、特許文献1に記載のものは、PWM調光の制御を発光素子LEDに供給される電源電圧 V_{CC} をスイッチSW3でオン/オフして行い、発光素子LEDに流れる電流の定電流制御をトランジスタQ1で行うタイプ、つまりPWM調光制御と定電流制御をそれぞれ別の素子で行うタイプには適用できるが、図5に示したように、PWM調光制御と定電流

10

20

30

40

50

制御を共通の1個のトランジスタMN1で行うタイプのLED駆動回路には適用できない。

【0009】

本発明の目的は、PWM調光制御と定電流制御を1個の素子で行うタイプにおいて、発光素子の消灯状態から点灯状態への切り替わりが高速に行われるようにしたLED駆動回路を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0010】

上記目的を達成するために、請求項1にかかる発明のLED駆動回路は、LEDに流れる駆動電流を検出して電圧に変換するセンス抵抗と、該センス抵抗で得られた電圧と基準電圧との差分を増幅するオペアンプと、該オペアンプで得られた信号に応じて動作して前記LEDに流れる駆動電流が前記基準電圧に応じた電流値になるように制御する第1のトランジスタと、該第1のトランジスタをPWM信号に応じてオン/オフ制御して前記LEDをPWM調光するスイッチ手段とを備えたLED駆動回路において、前記駆動電流を検出する電流検出器と、前記PWM信号が前記LEDの点灯を開始させるように切り替わったとき前記第1のトランジスタをオンさせる方向に制御するオン加速手段と、前記電流検出器で検出される前記駆動電流が所定値に達すると前記オン加速手段による制御を停止させる停止手段とを備えたことを特徴とする。

10

請求項2にかかる発明は、請求項1に記載のLED駆動回路において、前記停止手段によって前記オン加速手段による前記制御が停止するときの前記駆動電流の所定値は、前記基準電圧に応じた電流値であることを特徴とする。

20

請求項3にかかる発明は、請求項1又は2に記載のLED駆動回路において、前記電流検出器を、前記第1のトランジスタとゲートおよびソース又はベースおよびエミッタが共通接続された第2のトランジスタで構成し、前記オン加速手段を、前記第1および第2のトランジスタのゲート又はベースを所定電流で充電する電流源として働く第3のトランジスタで構成し、前記停止手段を、前記基準電圧に応じた電流値の定電流を前記第2のトランジスタに供給する電流源として働く第4のトランジスタと、前記第2のトランジスタのドレイン電流又はコレクタ電流が前記第4のトランジスタの前記定電流を超えるとき前記第3のトランジスタをオフにする第5のトランジスタとで構成した、ことを特徴とする。

請求項4にかかる発明は、請求項3に記載のLED駆動回路において、前記停止手段を、前記基準電圧に応じた電流値の定電流を前記第2のトランジスタに供給する電流源として働く第4のトランジスタと、前記第2のトランジスタのドレイン電流又はコレクタ電流が前記第4のトランジスタの前記定電流を超えるとき出力側の信号を反転させるインバータと、前記第3のトランジスタと前記第1および第2のトランジスタのゲート又はベースとの間に接続された第6のトランジスタとで構成した停止手段に置き換え、前記インバータの出力側の信号が反転したとき前記第6のトランジスタをオフさせるようにしたことを特徴とする。

30

請求項5にかかる発明は、請求項3又は4に記載のLED駆動回路において、前記第3のトランジスタの前記所定電流の値を、前記基準電圧に応じた電流値としたことを特徴とする。

40

請求項6にかかる発明は、請求項2、3、4又は5に記載のLED駆動回路において、前記基準電圧を第1の基準電流を用いて作成し、前記駆動電流が該第1の基準電流のK倍($K > 1$)の電流値となるように制御するとき、前記第2のトランジスタのサイズ比を、前記第1のトランジスタのサイズ比の $1/K$ 倍に設定したことを特徴とする。

【発明の効果】

【0011】

本発明によれば、PWM調光制御され且つ定電流制御される第1のトランジスタのゲートあるいはベースを、その第1のトランジスタをオンさせるべきタイミング時に、オン加速手段によりオンさせる方向に制御するので、発光素子LEDの消灯状態から点灯状態への切り替わりが高速に行われる。そして、停止手段によって、オン加速手段による制御が

50

停止するときの発光素子LEDの駆動電流の値を、基準電圧に応じた電流値にすることにより、結局、発光素子LEDが目標の定電流になる時点でオン加速手段が停止するので、必要十分な立上げ制御が実現できることになる。

【図面の簡単な説明】

【0012】

【図1】本発明の第1の実施例のLED駆動回路の回路図である。

【図2】本発明の第2の実施例のLED駆動回路の回路図である。

【図3】本発明の第3の実施例のLED駆動回路の回路図である。

【図4】本発明と従来例のLED駆動回路のPWM調光動作時の波形図である。

【図5】従来のLED駆動回路の回路図である。

10

【図6】別の従来のLED駆動回路の回路図である。

【発明を実施するための形態】

【0013】

<第1の実施例>

図1に本発明の第1の実施例のLED駆動回路を示す。図5に示したものと同一のものには同じ符号を付けた。本実施例では、抵抗R3とキャパシタC1の共通接続点と電源V_{DD}のラインとの間に、電流源I2とスイッチSW2の直列回路を設けておく。また、トランジスタMN1のドレインの駆動電流I_{LED}を検出する電流検出器2を接続しておく。そして、その電流検出器2で検出される駆動電流I_{LED}が所定値に達しないときは、スイッチSW2をオンにしておき、所定値に達したときに、そのスイッチSW2をオフさせるようにした。なお、上記所定値は、前記式(1)で表される駆動電流I_{LED}に設定する。

20

【0014】

請求項との関係では、第1のトランジスタはトランジスタMN1で、オン加速手段は電流源I2で、停止手段はスイッチSW2で、それぞれ実現している。

【0015】

本実施例では、発光素子LEDが消灯しているときは、電流検出器2で検出される駆動電流I_{LED}が上記所定値に達しないので、スイッチSW2はオンしているが、このとき、スイッチSW1もオンしているので、トランジスタMN1はオフとなっている。次に、発光素子LEDを消灯状態から点灯状態に変化させるときは、スイッチSW1がオンからオフに切り替わる。これによって、キャパシタC1に電流源I2の電流I_{ref2}が充電され、トランジスタMN1のゲート電圧が上昇する。また、トランジスタMN1にはオペアンプ1の出力電圧も加わる。このようにして、トランジスタMN1に駆動電流I_{LED}が流れ、その電流が前記所定値に達すると、それが電流検出器2で検出されて、スイッチSW2がオフし、キャパシタC1への充電が停止される。

30

【0016】

この結果、トランジスタMN1は、その立ち上がり時にゲート電圧の上昇が加速されるので、発光素子LEDの消灯状態から点灯状態への切り替わりが高速に行われるようになり、点灯時間が極端に短い場合であっても、発光素子LEDがPWM信号V_{PWM}の 듀ーティに正確に応じた輝度に制御されるようになる。

【0017】

図4に本実施例の効果を示した。図4(a)はPWM信号の波形図、図4(b)は図5に示した従来のLED駆動回路のLED駆動電流I_{LED}の波形図、図4(c)は本実施例のLED駆動回路のLED駆動電流I_{LED}の波形図である。本実施例では、LED駆動電流I_{LED}が定電流に達するまでの立ち上がり時間が、従来例のT2に比べてT1で示すように短くなる。

40

【0018】

<第2の実施例>

図2に本発明の第2の実施例のLED駆動回路を示す。本実施例は、図1のLED駆動回路をより具体化したものである。本実施例では、ゲートとソースがトランジスタMN1と共通接続されたNMOSTランジスタMN2を設ける。このとき、ゲート幅の比(サイ

50

ズ比 W/L)は、 $MN1 : MN2 = K : 1$ に設定する。 $1 < K$ である。よって、トランジスタ $MN2$ には、トランジスタ $MN1$ に流れる電流の $1/K$ の電流($= I_{LED} / K$)が流れる。また、電流源 $I1$ の電流 I_{ref1} を $1 : 1$ でミラーするカレントミラーを $PMOS$ トランジスタ $MP1$ 、 $MP3$ で構成し、そのトランジスタ $MP3$ のドレインをトランジスタ $MN2$ のドレインに接続する。よって、トランジスタ $MP3$ は電流 I_{ref1} が流れる電流源として働く。さらに、電流源 $I2$ の電流 I_{ref2} を $1 : 1$ でミラーするカレントミラーを $PMOS$ トランジスタ $MP5$ 、 $MP6$ で構成し、そのトランジスタ $MP6$ のドレインを抵抗 $R3$ とキャパシタ $C1$ の共通接続点に接続する。よって、トランジスタ $MP6$ は電流 I_{ref2} が流れる電流源として働く。さらに、ゲートがトランジスタ $MP3$ 、 $MN2$ のドレインに共通接続され、ソースが電源 V_{DD} のラインに接続され、ドレインがトランジスタ $MP6$ のゲートに接続された $PMOS$ トランジスタ $MP4$ を設ける。

10

【0019】

図1との関係では、電流検出器2はトランジスタ $MN2$ で、スイッチ $SW2$ はトランジスタ $MP3$ 、 $MP4$ で、電流源 $I2$ は電流源 $I2'$ およびトランジスタ $MP5$ 、 $MP6$ で、それぞれ実現している。また、請求項との関係では、第1のトランジスタはトランジスタ $MN1$ で、第2のトランジスタはトランジスタ $MN2$ で、第3のトランジスタはトランジスタ $MP6$ で、第4のトランジスタはトランジスタ $MP3$ で、第5のトランジスタをトランジスタ $MP4$ で、それぞれ実現している。

【0020】

本実施例では、スイッチ $SW1$ がオフになると、トランジスタ $MP6$ のドレイン電流 I_{ref2} がキャパシタ $C1$ に充電され、トランジスタ $MN1$ 、 $MN2$ のゲート電圧が上昇していく。このとき、トランジスタ $MN2$ には、 I_{LED} / K の電流が流れるが、トランジスタ $MP3$ のドレインには電流 I_{ref1} が流れており、 $I_{LED} / K < I_{ref1}$ の関係が保たれている間は、トランジスタ $MP4$ はゲート電圧が高くなっていてオフしている。しかし、駆動電流 I_{LED} が増大してきて、 $I_{LED} / K > I_{ref1}$ の関係に反転すると、トランジスタ $MP4$ のゲート電圧が低くなってそのトランジスタ $MP4$ がオンし、このためトランジスタ $MP6$ のゲート電圧が高くなり、そのトランジスタ $MP6$ がオフする。これによって、キャパシタ $C1$ への電流 I_{ref2} の充電が停止される。この充電電流が停止するときの駆動電流 I_{LED} は、

20

$$\text{電流 } I_{LED} = I_{ref1} \cdot K \quad \dots (2)$$

30

となる。よって、 $K = R2 / R1$ に設定すれば、駆動電流 I_{LED} が式(1)を満たす電流(定電流制御すべき目標電流)に達したとき、キャパシタ $C1$ への電流 I_{ref2} の充電が停止される。

【0021】

<第3の実施例>

図3に第3の実施例の LED 駆動回路を示す。本実施例は、電流 I_{ref1} を $1 : 1$ でミラーするカレントミラーを $PMOS$ トランジスタ $MP1$ 、 $MP6$ で構成し、このトランジスタ $MP6$ と、キャパシタ $C1$ と抵抗 $R3$ との共通接続点との間に $PMOS$ トランジスタ $MP7$ を接続して、そのトランジスタ $MP7$ のゲートにインバータ $INV1$ を接続し、そのインバータ $INV1$ の入力側をトランジスタ $MP3$ 、 $MN2$ の共通ドレインに接続したものである。

40

【0022】

本実施例では、スイッチ $SW1$ がオフになると、トランジスタ $MP6$ のドレインに電流 I_{ref1} が流れてキャパシタ $C1$ に充電され、トランジスタ $MN1$ 、 $MN2$ のゲート電圧が上昇していく。このとき、トランジスタ $MN2$ には、 I_{LED} / K の電流が流れるが、トランジスタ $MP3$ のドレインには電流 I_{ref1} が流れており、 $I_{LED} / K < I_{ref1}$ の関係が保たれている間は、インバータ $INV1$ の入力側の電圧が高くなっていて、そのインバータ $INV1$ の出力側は低レベルとなり、トランジスタ $MP7$ のオン状態が継続している。しかし、駆動電流 I_{LED} が増大してきて、 $I_{LED} / K > I_{ref1}$ の関係に反転すると、インバータ $INV1$ の入力側の電圧が低くなり、出力側の電圧が高くなって、トランジスタ $MP7$

50

がオフする。これによって、キャパシタC 1への電流I ref1の充電が停止される。

【0023】

大きなLED駆動電流I LEDが必要になるときは、電流I ref1を大きくし基準電圧V ref1を高くして検出電圧Vsが大きくなるようなフィードバック制御が行われ、このときは、トランジスタMN1のゲート・ソース間電圧を大きくする制御が行われる。このような場合、トランジスタMN1のゲート電圧は、立ち上がりにより長い時間がかかることになる。

【0024】

この点について、本実施例によれば、固定の基準電流I ref2でキャパシタC 1を充電する図1, 図2で説明したLED駆動回路に比べて、要求される大きな駆動電流I LEDに応じて大きくした電流I ref1を使用してキャパシタC 1を充電するので、トランジスタMN1のゲート電圧の立ち上がり時間をより短縮できる。つまり、本実施例によれば、発光素子LEDを駆動する電流I LEDの大きくなるほど、それに依りてキャパシタC 1の充電電流が大きくなるので、駆動電流I LEDが大きくなっても、トランジスタMN1の立ち上がりを短縮できる。

10

【0025】

<その他の実施例>

なお、図3で説明したインバータINV1とトランジスタMP7の組み合わせ構成は、図2で説明したトランジスタMP4に置き換えることができる。また、逆に、図2で説明したトランジスタMP4を、図3で説明したインバータINV1とトランジスタMP8の組み合わせの構成に置き換えることができる。また、以上の実施例では、トランジスタとしてMOSトランジスタを使用したか、バイポーラトランジスタを使用しても、同様に実現することができることは勿論である。

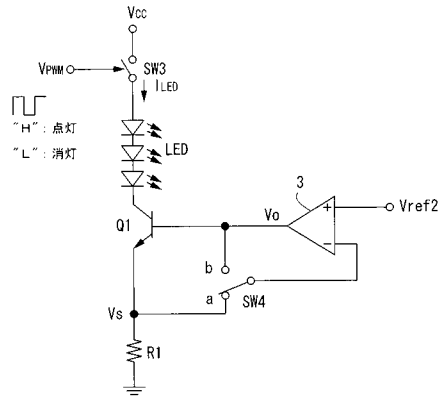
20

【符号の説明】

【0026】

- 1 : オペアンプ、 2 : 電流検出器、 3 : オペアンプ
- I 1 , I 2 , I 2 ' : 電流源
- MP 1 ~ MP 7 : PMOSトランジスタ
- MN 1 , MN 2 : NMOSトランジスタ

【 図 6 】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2009-188773(JP,A)
特表2005-500680(JP,A)
特開2000-252521(JP,A)
特表2009-527892(JP,A)
特開2003-124519(JP,A)
特開昭63-250873(JP,A)
特開平9-232635(JP,A)
特開2007-324416(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01L 33/00-33/64