

## リニアレギュレータシリーズ (3 端子レギュレータ、LDO)

# BA178xx シリーズ アプリケーション情報

このアプリケーションノートの情報は、ICの実装についてのヒントのみを記載しています。従いまして、ICの品質説明または保証と見なされるものではありません。ICの規格値については最新のデータシートをご覧ください。また各項目の説明に使用されるアプリケーション回路は単純化された例ですので、必ず実際のアプリケーションで動作を検証してください。

## 目次

1	BA178xx シリーズについて .....	2
2	代表的なアプリケーション 固定出力電圧レギュレータ .....	3
3	入力コンデンサ.....	5
4	出力コンデンサ.....	5
5	負荷について.....	5
6	効率 .....	6
7	熱設計 .....	6
8	端子保護 .....	10
9	電源オン シーケンス .....	13
10	電源オフ シーケンス .....	14
11	突入電流.....	15
12	過電流保護(OCP).....	16
13	過熱保護(TSD).....	16
14	安全動作領域(SOA)制限回路.....	16
15	内部等価回路.....	17
16	内部回路動作説明.....	18
17	アプリケーション情報.....	21
17-1.	固定出力レギュレータ.....	21
17-2.	可変出力レギュレータ 1 .....	21
17-3.	可変出力レギュレータ 2 .....	24
17-4.	可変出力レギュレータ 3 .....	27
17-5.	電流ブーストレギュレータ .....	30
17-6.	短絡保護付き電流ブーストレギュレータ .....	32
17-7.	負の出力電圧回路 .....	34
17-8.	正負電源.....	34
17-9.	高入力電圧回路.....	35
17-10.	抵抗を使って電力損失を分散する .....	36
17-11.	定電流レギュレータ.....	37

## 1 BA178xx シリーズについて

3 端子電圧レギュレータは、1976 年に Fairchild 社 (現 Texas Instruments) から  $\mu$ A7800 シリーズが発売され、業界標準の固定正電圧出力レギュレータとなりました。BA178xx シリーズは  $\mu$ A7800 シリーズの 2nd ソースとして開発されました。 $\mu$ A7800 シリーズはロングセラーの製品であり、2nd ソースをインターネットで検索すると 10 社以上見つかりますが、各社間で製造プロセスが違いため完全な互換品を作る事ができません。このため特性やパッケージサイズ、内部回路や定数に差異が生じます。IC を置き換える場合は必ず評価を実施し、問題が無いことを確認してください。

品名	出力
BA17805	5V, 1A
BA17806	6V, 1A
BA17807	7V, 1A
BA17808	8V, 1A
BA17809	9V, 1A
BA17810	10V, 1A
BA17812	12V, 1A
BA17815	15V, 1A
BA17818	18V, 1A
BA17820	20V, 1A
BA17824	24V, 1A

# 2 代表的なアプリケーション 固定出力電圧レギュレータ

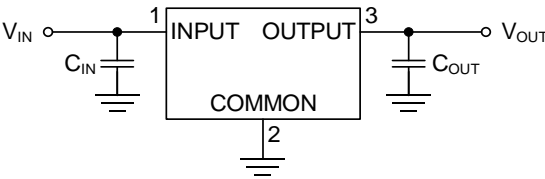


Figure 2-1. 代表的なアプリケーション回路 (TO220CP-3 パッケージ)

品名	BA178xxCP
パッケージ	TO220CP-3
ピン配置 Top View	

ピン番号	ピン名	機能
1	INPUT	<p>入力ピン</p> <p>入力ピンを介して IC に電源が供給されます。IC の入力を安定化させるため、INPUT と COMMON 間にコンデンサを接続してください。コンデンサはピンの近くに配置してください。 → 5 ページ参照。</p>
2	COMMON	<p>コモンピン</p> <p>レギュレータ回路の COMMON ピンです。固定出力電圧レギュレータとして使用する場合はグラウンドへ接続してください。</p>
3	OUTPUT	<p>出力ピン</p> <p>負荷に電力を供給します。このピンには発振を防ぐため OUTPUT と COMMON 間にコンデンサを接続してください。 → 5 ページ参照。</p>
-	-	<p>放熱フィン</p> <p>FIN はリードフレームを介してダイに接続されており、放熱効率を高めるため放熱板に接続することを推奨します。また、このパッケージは全面がモールド樹脂で覆われているため、裏面に金属部が露出しておらず、絶縁板は不要になっています。</p>

# 2 代表的なアプリケーション 固定出力電圧レギュレータ

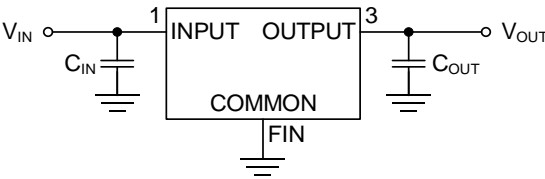


Figure 2-2. 代表的なアプリケーション回路 (TO252-3 パッケージ)

品名	BA178xxFP
パッケージ	TO252-3
ピン配置 Top View	

ピン番号	ピン名	機能
1	INPUT	<p>入力ピン</p> <p>入力ピンを介して IC に電源が供給されます。IC の入力を安定化させるため、INPUT と COMMON 間にコンデンサを接続してください。コンデンサはピンの近くに配置してください。→ 5 ページ参照。</p>
2	N.C.	<p>未接続ピン</p> <p>オープンにしてください。レギュレータ回路の COMMON で、FIN と接続されています。</p>
3	OUTPUT	<p>出力ピン</p> <p>負荷に電力を供給します。このピンには発振を防ぐため OUTPUT と COMMON 間にコンデンサを接続してください。→ 5 ページ参照。</p>
FIN	COMMON	<p>COMMON ピン、放熱フィン</p> <p>FIN はリードフレームを介してダイに接続されており、放熱効率を高めるため、銅箔面積の広い COMMON プレーンにハンダ付けすることを推奨します。また FIN はパッケージ内部で電氣的に COMMON へ接続されています。固定出力電圧レギュレータとして使用する場合はグラウンドへ接続してください。</p>

### 3 入力コンデンサ

入力コンデンサは、回路動作時に電源ラインの電位変動を抑えて IC の入力を安定にさせることが目的です。特に入力トレースが長い場合や入力電源のインピーダンスが高い場合に、入力電源の安定性を確保するために効果的に働きます。コンデンサは INPUT-COMMON ピン間の IC から 1cm 以内に接続してください。入力コンデンサは電源インピーダンスを小さくすることが目的のため、ESR が小さなセラミックコンデンサを推奨します。容量値は、0.33 $\mu$ F 以上を接続してください。出力電流が急変する場合は出力コンデンサの容量を大きくしてリップル電圧を小さくしますが、出力コンデンサが大きくなったことにより、入力電源側の瞬間的な電流供給能力が劣る場合は入力電圧がドロップする場合があります。これを防止するため入力コンデンサの容量も出力容量相当まで大きくしてください。バルクコンデンサは、セラミックコンデンサに並列にアルミ電解コンデンサなどを接続します。

### 4 出力コンデンサ

出力コンデンサはループを安定化するために OUTPUT-COMMON ピン間の IC から 3cm 以内に配置してください。コンデンサ容量は 0.1 $\mu$ F 以上を接続してください。容量が小さいと発振する可能性があります。出力容量の最大値に制限はありませんが次の事項に考慮する必要があります。容量を大きくすることで、電源オン時の充電時間、オフ時の放電時間が長くなります。また電源をオフしたときに出力と入力電圧が逆転して IC 内に大電流が逆流することで損傷することが考えられますので、逆流バイパスダイオードや逆流防止ダイオードを接続してください。

電解コンデンサは安価で大容量が得られますが、低温で急激な容量減少が起こるものがありますので注意が必要です。

セラミックコンデンサは温度特性が良好な X5R および X7R を推奨します。Z5U、Y5V、F は容量変化が大きいため使用しないでください。許容差、温度特性、DC バイアス特性により容量値が減少しますが、最小値を下回らないように設定してください。DC バイアス特性はサイズが小さくなるにしたがって容量低下が大きくなる傾向にあります。

負荷電流の変動が急峻な場合は出力にリップル電圧が発生する場合があります。リップル電圧を小さくしたい場合は出力コンデンサの容量を大きくしてください。出力容量を増やすと、入力側から出力コンデンサへ充電する電荷量が増えるため、入力側電源の負荷応答性が悪い場合は電圧ドロップを起こす場合があります。これを防止するため、入力コンデンサの容量も出力容量相当まで大きくしてください。

リニアレギュレータの前段と後段につながる回路によって動作条件は無数にあります。コンデンサの種類や容量値に関わらず、必ず最終製品の条件で発振がないか十分な確認をしてください。

### 5 負荷について

この IC は過電流保護(OCP)がフの字特性ですので、負荷が定電流源や起動時に出力が負電圧にある場合、ロジック回路で起動時に IC の供給能力以上の貫通電流が流れる場合など、起動時の負荷電流が IC の出力（供給）電流を上回ると、出力電圧が上昇できず IC が起動できなくなります。

例えば IC の出力電圧が規定値に立ち上がった後に定電流負荷をオンにすると動作しますが、その後、過熱保護回路が動作し出力がオフになると、再起動できなくなります。また起動できない場合、定電流負荷が静電破壊保護ダイオード（OUTPUT-COMMON 間）に流れるため、電流値によってはチップ温度が上昇し、IC の破壊や半田融解が起こる可能性があります。従いまして、定電流負荷での使用は推奨しません。

## 6 効率

効率は次式で求めることができます。

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{V_{OUT} \times I_{OUT}}{V_{IN} \times (I_{OUT} + I_b)} \times 100 \quad [\%] \quad (6-1)$$

$V_{IN}$  : 入力電圧 [V]

$V_{OUT}$  : 出力電圧 [V]

$I_{OUT}$  : 出力電流 [A]

$I_b$  : IC のバイアス電流 [A]

ただし  $I_b \ll I_{OUT}$  の場合は次式で計算できます。

$$\eta = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \times 100 \quad [\%] \quad (6-2)$$

式より、入出力間の電圧差が小さいほど効率が良くなることが判ります。

## 7 熱設計

信頼性が高い動作を確保するには IC のジャンクション温度が 150°C を超えないようにする必要があります。ジャンクション温度の見積もりは次の 3 つの方法で算出できます。

1. 表面温度測定によって IC の温度測定を行う場合には熱特性パラメータ  $\psi_{JT}$  を用いて計算します。熱電対をパッケージ上面中心にしっかりと固定さえできればパッケージ上面中心温度  $T_T$  を精度よく測定できるため、この熱特性パラメータを用いて精度よくジャンクション温度を算出することができます。

$$T_J = T_T + \psi_{JT} \times P \quad [^\circ\text{C}] \quad (7-1)$$

$T_T$  : パッケージ上面中心温度 [°C]

$\psi_{JT}$  : ジャンクションからパッケージ上面中心までの

熱特性パラメータ [°C/W]

$P$  : IC の消費電力 [W]

$P$  は IC の消費電力で次式により計算できます。

$$P = (V_{IN} - V_{OUT}) \times I_{OUT} + (V_{IN} \times I_b) \quad [W] \quad (7-2)$$

$V_{IN}$  : 入力電圧 [V]

$V_{OUT}$  : 出力電圧 [V]

$I_{OUT}$  : 出力電流 [A]

$I_b$  : IC のバイアス電流 [A]

ただし  $I_b \ll I_{OUT}$  の場合は次式で計算できます。

$$P = (V_{IN} - V_{OUT}) \times I_{OUT} \quad [W] \quad (7-3)$$

また、定常的に流せる最大出力電流は次式で算出することができます。

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{T_{J(MAX)} - T_T}{(V_{IN} - V_{OUT}) \times \psi_{JT}} \quad [A] \quad (7-4)$$

$T_{J(MAX)}$  : ジャンクション温度の絶対最大定格 [°C]

$T_T$  : パッケージ上面中心温度 [°C]

$\psi_{JT}$  : ジャンクションからパッケージ上面中心までの

熱特性パラメータ [°C/W]

$V_{IN}$  : 入力電圧 [V]

$V_{OUT}$  : 出力電圧 [V]

2. 熱抵抗  $\theta_{JA}$  を用いて簡易的にジャンクション温度を算出することもできます。

$$T_J = T_A + \theta_{JA} \times P \quad [^\circ\text{C}] \quad (7-5)$$

$T_A$  : 周囲環境温度 [°C]

$\theta_{JA}$  : ジャンクションから周囲環境までの熱抵抗 [°C/W]

$P$  : IC の消費電力 [W]

また、定常的に流せる最大出力電流は次式で算出することができます。

$$I_{OUT(MAX)} = \frac{T_{J(MAX)} - T_A}{(V_{IN} - V_{OUT}) \times \theta_{JA}} \quad [A] \quad (7-6)$$

$T_{J(MAX)}$  : ジャンクション温度の絶対最大定格 [°C]

$T_A$  : 周囲環境温度 [°C]

$\theta_{JA}$  : ジャンクションから周囲環境までの熱抵抗 [°C/W]

$V_{IN}$  : 入力電圧 [V]

$V_{OUT}$  : 出力電圧 [V]

3. TO220 パッケージでは放熱板を装着して熱抵抗を小さくすることができます。熱抵抗  $\theta_{JC}$  を用いてジャンクション温度を算出します。

$$T_J = (\theta_{JC} + \theta_{CH} + \theta_{HA}) \times P + T_A \quad [^{\circ}\text{C}] \quad (7-7)$$

$\theta_{HA}$  : 放熱板熱抵抗 [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]

$\theta_{JC}$  : ジャンクションとケース間の熱抵抗 [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]

$\theta_{CH}$  : 接触熱抵抗 (シリコングリスなど) [ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ ]

$$\theta_{CH} = \frac{t}{K \times L \times W} \quad [^{\circ}\text{C}/\text{W}]$$

$t$  : シリコングリスの厚み [ $\text{m}$ ]

$K$  : シリコングリスの熱伝導率 [ $\text{W}/(\text{m} \cdot \text{K})$ ]

$L$  : ケース接触面の長さ [ $\text{m}$ ]

$W$  : ケース接触面の幅 [ $\text{m}$ ]

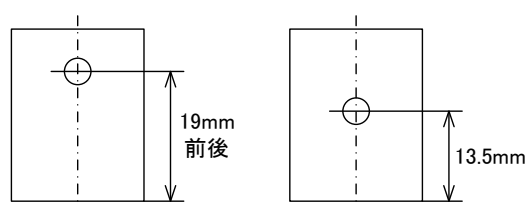
$T_A$  : 周囲環境温度 [ $^{\circ}\text{C}$ ]

$P$  : IC の消費電力 [ $\text{W}$ ]

また、放熱に必要な放熱板の熱抵抗  $\theta_{HA}$  は次式で求めることができます。

$$\theta_{HA} = \frac{T_J - T_A}{P} - \theta_{JC} - \theta_{CH} \quad [^{\circ}\text{C}/\text{W}] \quad (7-8)$$

TO220CP-3 パッケージは一般的な TO220 パッケージとリードフレームの長さが異なるため放熱板取り付け穴の位置も異なります。このため市販の放熱板が使用できない場合がありますのでご注意ください。



一般的な TO220 放熱  
板の取り付け穴位置

TO220-CP3 放熱板の  
取り付け穴位置

次に示す熱特性パラメータ  $\psi_{JT}$  および熱抵抗  $\theta_{JA}$  は、特定の PCB で測定した値です。PCB の特性、銅箔のレイアウト、部品配置、筐体形状、周囲環境などの影響で放熱性能が変わるため、熱特性パラメータ、熱抵抗も変化します。実機基板とは値が異なることを考慮しておく必要があります。

TO220CP-3 パッケージの熱特性パラメータおよび熱抵抗

状態	$\psi_{JT} (^{\circ}\text{C}/\text{W})$	$\theta_{JA} (^{\circ}\text{C}/\text{W})$
IC のみ	10	72.0

状態	$\theta_{JC} (^{\circ}\text{C}/\text{W})$
無限大放熱板 *1	4

\*1 : 水冷式コールドプレート

TO252-3 パッケージの熱特性パラメータおよび熱抵抗

PCB 種類	$\psi_{JT} (^{\circ}\text{C}/\text{W})$	$\theta_{JA} (^{\circ}\text{C}/\text{W})$
1 層 (1s)	13	132.2
2 層 (2s)	3	30.2
4 層 (2s2p)	2	23.3

測定に使用した PCB の仕様を Figure 7-1～7-13 および Table 7-1～7-3 に示します。

## TO252-3 パッケージ PCB 仕様 1 層 (1s)

JEDEC 規格 JESD51-3/-7 準拠

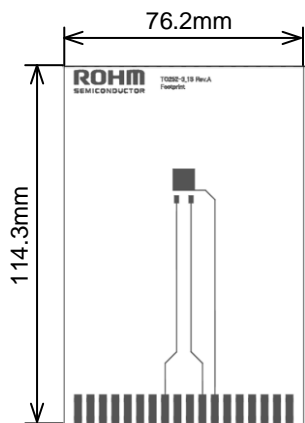


Figure 7-1. Top Layer Trace

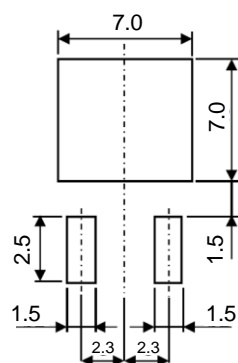


Figure 7-2. Footprint



Figure 7-3. 1 層基板断面図

項目	値
基板厚み	1.57 mm
基板外形寸法	76.2 mm × 114.3 mm
基板材質	FR-4
トレース厚 (仕上がり厚)	70 μm (2 oz)
引き出し線幅	0.254 mm
銅箔範囲	Footprint

Table 7-1. 1 層 PCB 仕様

## TO252-3 パッケージ PCB 仕様 2 層 (2s)

JEDEC 規格 JESD51-3/-5/-7 準拠

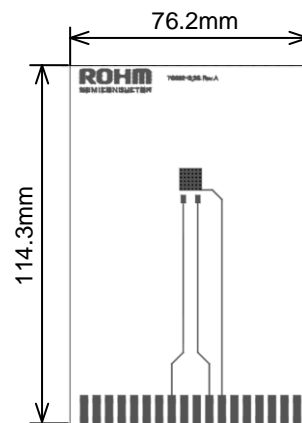
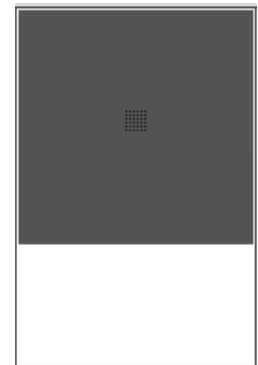
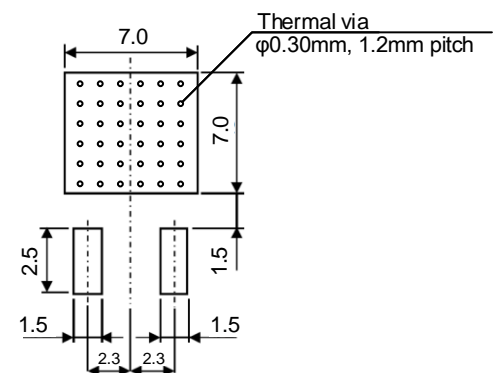
Figure 7-4.  
Top Layer TraceFigure 7-5.  
Bottom Layer Trace

Figure 7-6. Footprint

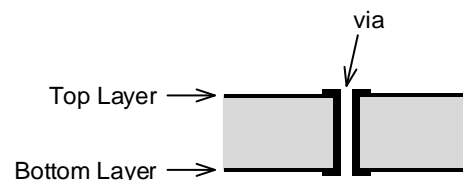


Figure 7-7. 2 層基板断面図

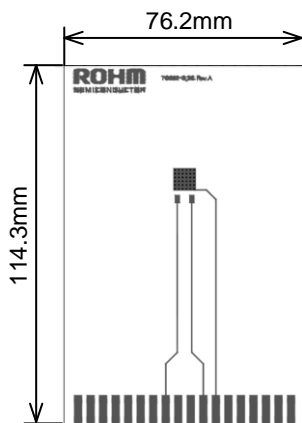
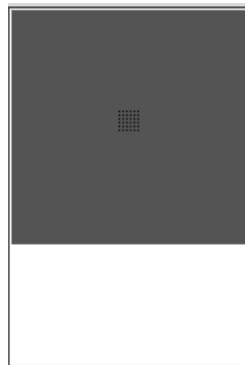
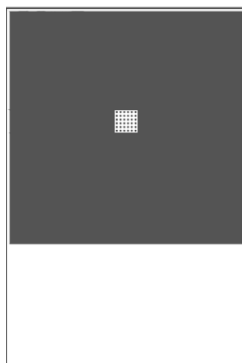
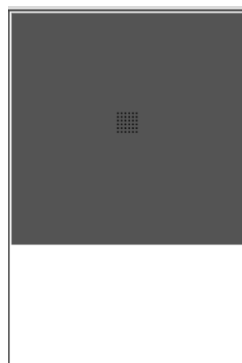
項目	値
基板厚み	1.60 mm
基板外形寸法	76.2 mm × 114.3 mm
基板材質	FR-4
トレース厚 (仕上がり厚)	Top 70 μm (2 oz) Bottom 70 μm (2 oz)
引き出し線幅	0.254 mm
銅箔範囲	Top Footprint Bottom 5505 mm <sup>2</sup> (74.2 mm × 74.2 mm)

Table 7-2. 2 層 PCB 仕様



TO252-3 パッケージ PCB 仕様 4 層 (2s2p)

JEDEC 規格 JESD51-3/ -5/ -7 準拠

Figure 7-8.  
Top Layer TraceFigure 7-9.  
Middle 1 Layer TraceFigure 7-10.  
Middle 2 Layer TraceFigure 7-11.  
Bottom Layer Trace

項目		値
基板厚み		1.60 mm
基板外形寸法		76.2 mm × 114.3 mm
基板材質		FR-4
トレース厚 (仕上がり厚)	Top	70 $\mu\text{m}$ (2 oz)
	Middle 1	35 $\mu\text{m}$ (1 oz)
	Middle 2	35 $\mu\text{m}$ (1 oz)
	Bottom	70 $\mu\text{m}$ (2 oz)
引き出し線幅		0.254 mm
銅箔範囲	Top	Footprint
	Middle 1	5505 mm <sup>2</sup> (74.2 mm × 74.2 mm)
	Middle 2	5505 mm <sup>2</sup> (74.2 mm × 74.2 mm)
	Bottom	5505 mm <sup>2</sup> (74.2 mm × 74.2 mm)

Table 7-3. 4 層 PCB 仕様

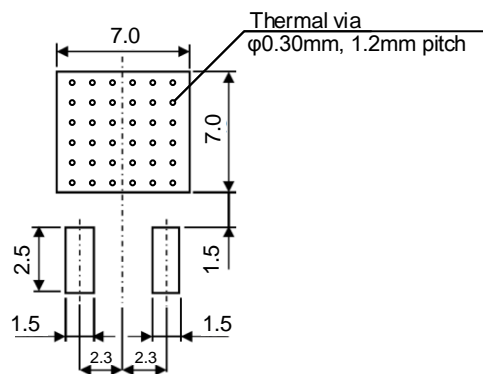


Figure 7-12. Footprint

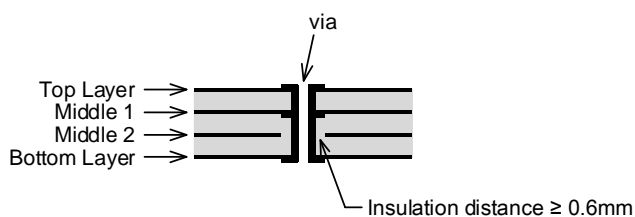


Figure 7-13. 4 層基板断面図

## 8 端子保護

IC 端子に逆電圧や過電圧が印加されると、デバイスが損傷する、または出力電圧が立ち上がらない可能性があります。次の状況が想定される場合は適切な端子保護をすることを推奨します。

1. 入出力電圧の条件が逆転する場合  
→ 逆電流バイパス、逆電流阻止
2. 出力負荷が誘導性の場合 → 出力の逆電圧保護
3. 入力極性を逆接続する可能性がある → 入力の逆電圧保護
4. ホットプラグする → ホットプラグ対策
5. 異電源間に負荷が存在する場合 → 逆電流バイパス
6. 正負電源（両電源）

### 1. 入出力電圧の条件が逆転する場合

出力コンデンサの容量が大きいときに、入力電源がパワーダウンした後も出力コンデンサに電荷が残る場合や、入力電源がパワーダウンするときのスピードが大変速い場合は入出力電圧の状態が逆転するため、IC 内の寄生素子を介して出力から入力へ逆電流が流れます。寄生素子は動作保証されていませんので、素子の劣化や破壊が起こる可能性があります。

対策として、逆電流が IC 内部を流らないようにするため、外部に逆電流バイパスダイオードを接続するか（Figure 8-1）、逆電流阻止ダイオードを入力側に挿入します（Figure 8-2）。ただし、入力側をオープンにしてパワーダウンする場合は逆電流の値が IC のバイアス電流のみとなり僅かなため寄生素子の劣化や破壊は起こりません。このため外付けダイオードによる対策は不要です（Figure 8-3）。

バイパスダイオードは IC 内部の寄生素子よりも先にオンする必要があります。BA178xx シリーズのリニアレギュレータでは内部寄生素子のオン電圧は約 0.7V です。これよりも順方向電圧  $V_F$  が低いものが必要になります。逆方向定格電圧は、使用する入出力電圧差よりも大きいもの（デレーティング 80%以下）を選択します。順方向定格電流は、逆流電流値よりも大きいもの（デレーティング 50%以下）を選択します。以上の条件より整流ダイオードやショットキーバリアダイオードを推奨しますが、ショットキーバリアダイオードは一般的に逆方向電流が大きなものが多いので、この値が小さいものを選択します。

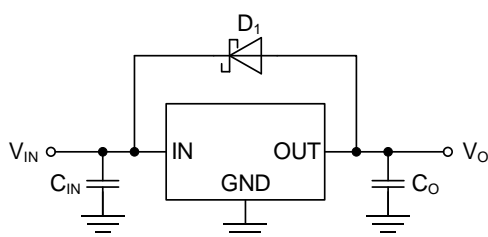


Figure 8-1. 逆電流バイパスダイオード

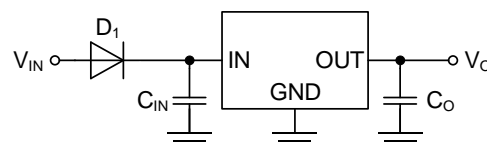


Figure 8-2. 逆電流阻止ダイオード

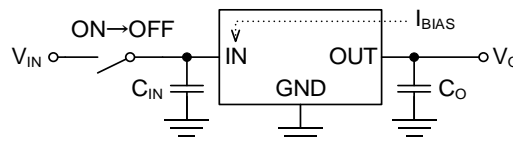


Figure 8-3. 入力をオープンにした場合

### 2. 出力負荷が誘導性の場合

出力負荷が誘導性の場合は、出力電圧が OFF になった瞬間に誘導性負荷に蓄積されたエネルギーがグラウンドへ放出されます。IC の出力ピンと GND ピン間には静電破壊防止ダイオードがあり、このダイオードに大電流が流れるため IC が破壊する場合があります。これを防止するため、静電破壊防止ダイオードに並列にショットキーバリアダイオードを接続してください（Figure 8-4）。

また、IC の出力ピンと負荷が長いワイヤーで接続されている場合は誘導負荷になっている可能性がありますのでオシロスコープで波形を観測してください。その他にも、負荷がモータの場合は、モータの逆起電力により同様の電流が流れますのでダイオードが必要です。

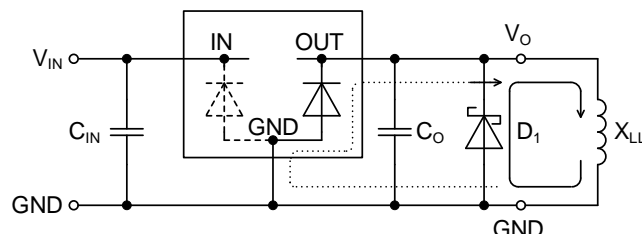


Figure 8-4. 誘導性負荷の電流経路（出力 OFF 時）

### 3. 入力極性を逆接続する可能性がある

入力に電源を接続するとき、不注意によりプラスとマイナスを逆接続した場合は、IC の入力ピンと GND ピン間の寄生ダイオードに大電流が流れるため IC が破壊する場合があります（Figure 8-5）。逆接続対策として最も簡単な方法は Figure 8-6 のようにショットキーバリアダイオードか整流ダイオードを電源と直列に接続します。正しい接続では、ダイオードの順方向電圧  $V_F$  の電圧降下があるため、 $V_F \times I_O$  の電力損失が発生しますので、バッテリー動作の回路には適していません。整流ダイオードよりもショットキーバリアダイオードの方が  $V_F$  は低いため、多少は損失が小さくなります。ダイオードは発熱しますので許容損失にマージンがあるものを選択します。逆接続時はダイオードの逆方向電流が流れますがこれは僅かな値です。

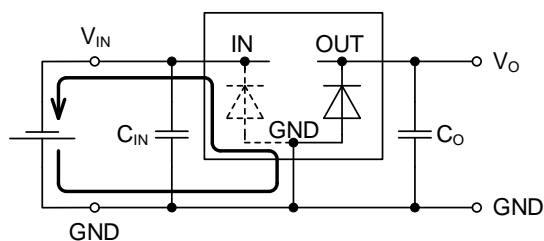


Figure 8-5. 入力を逆接続したときの電流経路

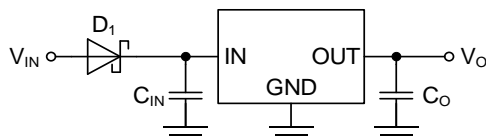


Figure 8-6. 逆接続対策 1

Figure 8-7 はダイオードを電源に対して並列に接続する方法です。IC 内部の寄生ダイオードよりも早くオンする必要があるため、 $V_F$  が低いショットキーバリアダイオードを使用します。正しい接続ではダイオードがない場合と同じ動作になります。逆接続時は電源の全電流がダイオードに流れた状態が続くため大きな発熱が発生し、前段の電流容量が大きい場合は破壊に至ります。この回路は短時間のうっかりミスから回路を保護する目的か、前段の電源に過電流保護回路が付いていることが前提になります。

この保護回路でさらに安全を重視するならば、電源に直列にヒューズを接続します。ヒューズのメンテナンスが必要ですが、より確実に回路を保護できます (Figure 8-8)。

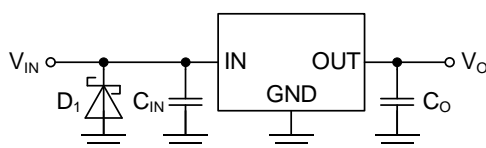


Figure 8-7. 逆接続対策 2

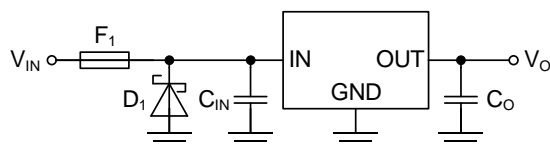


Figure 8-8. 逆接続対策 3

Figure 8-9 は P-ch MOSFET を電源に対して直列に接続する方法です。MOSFET のドレイン - ソース間にあるダイオードは、ボディダイオード (寄生素子) です。正しい接続では P-ch MOSFET が ON するため、ここでの電圧降下は MOSFET の ON 抵抗と出力電流  $I_O$  を掛けた値になり、ダイオードによる電圧降下 (Figure 8-6) より小さいため、電力損失が小さくなります。逆接続時は、MOSFET は ON しないため電流は流れません。

MOSFET のゲート - ソース間 (デレーティングを考慮した) 定格電圧を超える場合は、Figure 8-10 のようにゲート - ソース間を抵抗分割してゲート - ソース間電圧を下げてください。

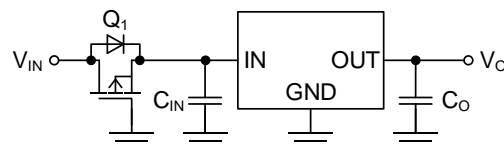


Figure 8-9. 逆接続対策 4

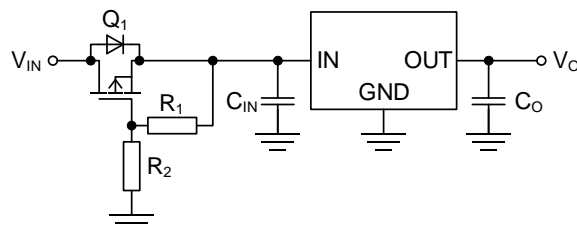


Figure 8-10. 逆接続対策 5

#### 4. ホットプラグ (活線増設) する

供給側電源がオンの状態で IC の入力に配線を接続すると、配線のインダクタンス成分と、接続プラグの金属接触によりパルス波形が発生します。このサージ電圧が IC の絶対最大定格を超えると IC が破壊することがあります。IC 入力ピンへサージ電圧が入らないように TVS (Transient Voltage Suppressor) ダイオードでサージを吸収してください (Figure 8-11)。

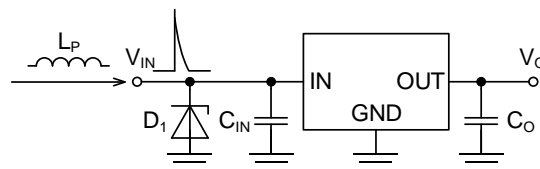


Figure 8-11. ホットプラグ対策

## 5. 異電源間に負荷が存在する場合

Figure 8-12 のように、異なる電源間に負荷が存在する場合は、電源立ち上がり、立ち下がりタイミングが同じではないため、負荷を通して他方の電源出力端へ電流が流れ込みます。このとき IC の入出力間で逆電圧が発生しますので、逆電流バイパスダイオードが必要です。

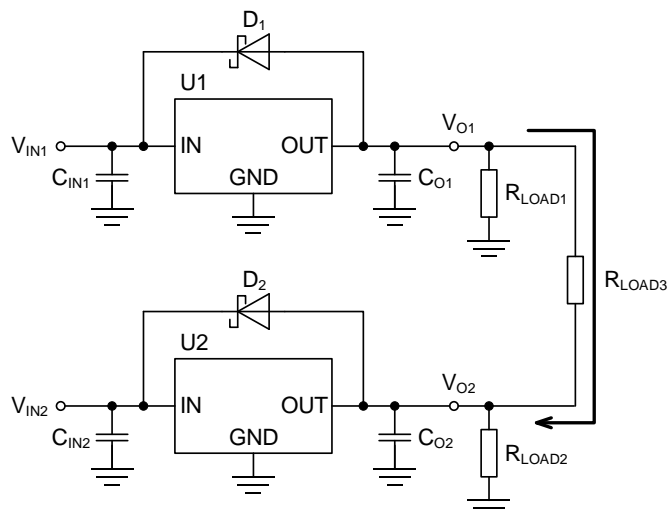
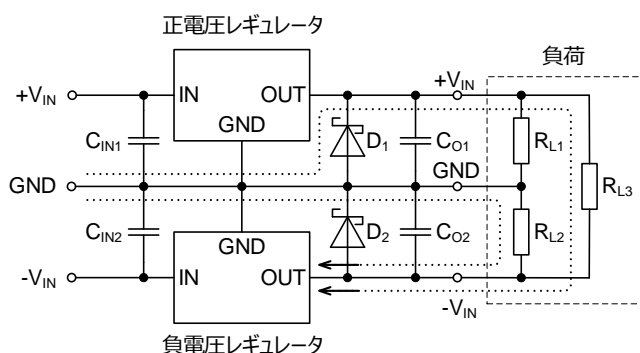


Figure 8-12. 異電源間の電流経路とダイオードの入れ方

## 6. 正負電源（両電源）

Figure 8-13 のような正負電源では、それぞれの電源立ち上がりスピードが異なるため、正負間に負荷があると、先に立ち上がった電源が負荷を通してもう一方の出力から電流を引くため、出力に逆電圧がかかります。IC の損傷と、出力電圧が立ち上がらなくなることを防止するために  $V_F$  が低いショットキーダイオードを出力と GND 間に必ず接続してください。

Figure 8-13. 正負電源のダイオードの入れ方と  
負電源レギュレータが先に立ち上がった場合の電流経路

## 9 電源オン シークンス

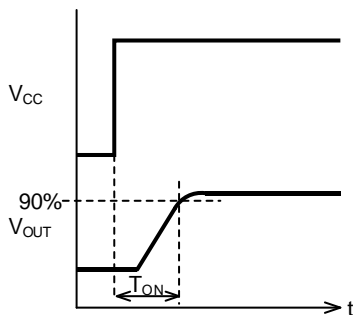


Figure 9-1.

$V_{CC}$  を急峻にオンした場合  
出力コンデンサ値が小さいとき

Figure 9-1 は  $V_{CC}$  を急峻にターンオンした時の起動特性です。 $V_{CC}$  が立ち上がった時点から回路動作を開始します。出力コンデンサの値が小さい（概ね数  $\mu\text{F}$  以下）ときは、起動時の突入電流は過電流保護回路が動作する値を下回っているため電流制限を受けません。このため出力電圧は出力コンデンサの容量値に関係なく IC 内部の基準電圧の立ち上がり時間で上昇します。

Figure 9-2 は Figure 9-1 の出力コンデンサの値が大きい（概ね数十  $\mu\text{F}$  以上）ときの起動特性です。起動時の突入電流が大きくなり過電流保護回路によって電流制限を受けるため、コンデンサへの充電電流が制限され、コンデンサの容量値が大きくなるほど起動時間が長くなります。

代表的な値を次に示します。

$C_o$ ( $\mu\text{F}$ )	$T_{ON}$		
	BA17805	BA17812	BA17824
0.1 $\mu\text{F}$	6 $\mu\text{s}$	17 $\mu\text{s}$	27 $\mu\text{s}$
1 $\mu\text{F}$	6 $\mu\text{s}$	17 $\mu\text{s}$	30 $\mu\text{s}$
10 $\mu\text{F}$	12 $\mu\text{s}$	42 $\mu\text{s}$	200 $\mu\text{s}$
22 $\mu\text{F}$	30 $\mu\text{s}$	100 $\mu\text{s}$	500 $\mu\text{s}$
47 $\mu\text{F}$	80 $\mu\text{s}$	250 $\mu\text{s}$	1.3 ms
100 $\mu\text{F}$	180 $\mu\text{s}$	560 $\mu\text{s}$	2.8 ms
220 $\mu\text{F}$	390 $\mu\text{s}$	1.3 ms	5.8 ms

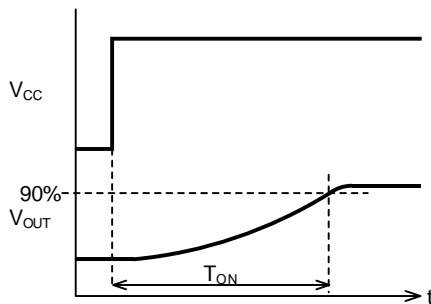


Figure 9-2.

$V_{CC}$  を急峻にオンした場合  
出力コンデンサ値が大きいとき

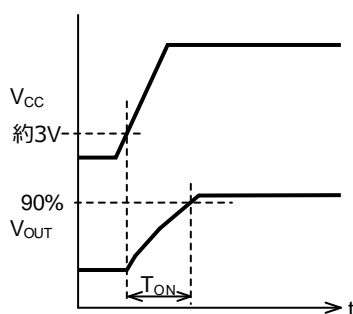


Figure 9-3.

$V_{CC}$  を緩やかにオンした場合  
出力コンデンサ値が小さいとき

Figure 9-3 は  $V_{CC}$  を緩やかにオンした場合の起動特性で、出力コンデンサ値が小さいときの設定です。 $V_{CC}$  が約 3V を超えた時点から回路動作を開始し出力電圧が上昇します。また、出力コンデンサが大きいときも回路動作を開始する地点は同じで、出力電圧の立ち上がり波形は Figure 9-2 のようになります。

## 10 電源オフ シーケンス

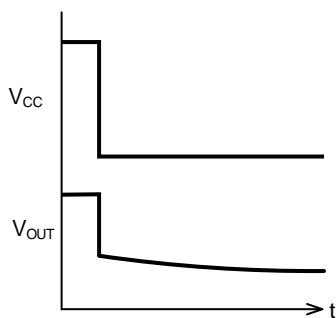


Figure 10-1.  
V<sub>CC</sub>を急峻にオフした場合

Figure 10-1 は V<sub>CC</sub> を急峻にターンオフしたときの電源オフ特性です。V<sub>CC</sub> が急峻にオフすると、入出力電圧が逆転するため、出力コンデンサの電荷は IC 内部の寄生素子を介して入力側へ放電されます。従って出力電圧は入力電圧に追従する形で急峻に降下し、V<sub>CC</sub> が 0V に達すると寄生素子のオン電圧（約 0.5V）を残して降下は緩やかになります。その後は負荷抵抗の時定数で電圧降下して行きます。

負荷が単純な抵抗の場合の出力電圧降下時間は次式で求めることができます。

$$T_{OFF} = -C_O \times R_L \times \ln\left(\frac{V_c}{V_o}\right) \quad [\text{sec}] \quad (10-1)$$

$C_O$  : 出力コンデンサ [F]

$R_L$  : 負荷抵抗 [Ω]

$V_o$  : 出力電圧 [V]

$V_c$  : 最終降下電圧 [V]

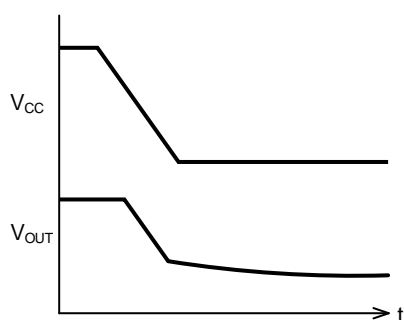


Figure 10-2.  
V<sub>CC</sub>を緩やかにオフした場合

Figure 10-2 は V<sub>CC</sub> を緩やかにターンオフしたときの電源オフ特性です。V<sub>CC</sub> の電圧が降下し、入出力電圧が逆転するポイントに達すると、出力コンデンサの電荷は IC 内部の寄生素子を介して入力側へ放電されます。従って出力電圧は入力電圧に追従する形で降下し、V<sub>CC</sub> が 0V に達すると寄生素子のオン電圧（約 0.5V）を残して降下は更に緩やかになります。その後は負荷抵抗の時定数で電圧降下して行きます。

## 11 突入電流

起動時に出力コンデンサへ電荷を充電するための突入電流が流れます。出力電流値が推奨動作範囲の最大値を超えても、過電流保護(OCP)回路によって電流が制限されるため動作として問題ありません。但し、過電流によりジャンクション温度が 150°C を超えることがないことを確認しておく必要があります。短時間による過電流時のジャンクション温度  $T_j$  は、過渡熱抵抗  $Z_{TH}$  を使って次式で見積もることができます。

$$T_j = T_A + Z_{TH} \times P \quad [^{\circ}\text{C}] \quad (11-1)$$

$T_A$  : 周囲環境温度  $[^{\circ}\text{C}]$

$Z_{TH}$  : ジャンクションから周囲環境までの過渡熱抵抗  $[^{\circ}\text{C}/\text{W}]$

$P$  : IC の消費電力  $[\text{W}]$

$P$  は IC の消費電力で次式により計算できます。

$$P = (V_{IN} - V_{OUT}) \times I_{OUT} + (V_{IN} \times I_b) \quad [\text{W}] \quad (11-2)$$

$V_{IN}$  : 入力電圧  $[\text{V}]$

$V_{OUT}$  : 出力電圧  $[\text{V}]$

$I_{OUT}$  : 出力電流  $[\text{A}]$

$I_b$  : IC のバイアス電流  $[\text{A}]$

ただし  $I_b \ll I_{OUT}$  の場合は次式で計算できます。

$$P = (V_{IN} - V_{OUT}) \times I_{OUT} \quad [\text{W}] \quad (11-3)$$

TO220 パッケージにおいて、 $T_A=60^{\circ}\text{C}$  の環境で突入電流 1.5A が 1ms 間流れた場合を考えてみると、1ms での過渡熱抵抗は Figure 11-1 より 1.1°C/W になります。

ジャンクション温度  $T_j$  を次式で計算します。

$$T_j = 60^{\circ}\text{C} + 1.1 \times (12\text{V} - 5.0\text{V}) \times 1.5\text{A} = 71.6^{\circ}\text{C}$$

ジャンクション温度  $T_j$  が 150°C 以下なので問題ありません。

このように突入電流が 1ms 程度の短時間ではチップ温度の上昇が小さいため、温度上昇が問題になることは少ないです。

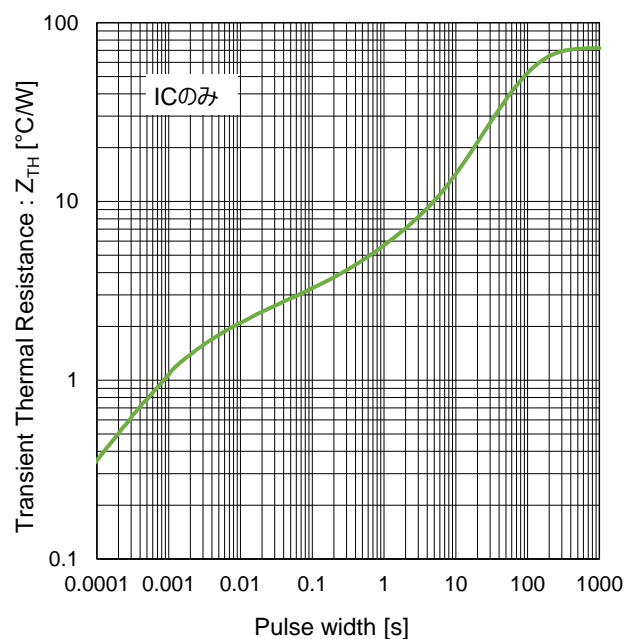


Figure 11-1. TO220 パッケージの過渡熱抵抗

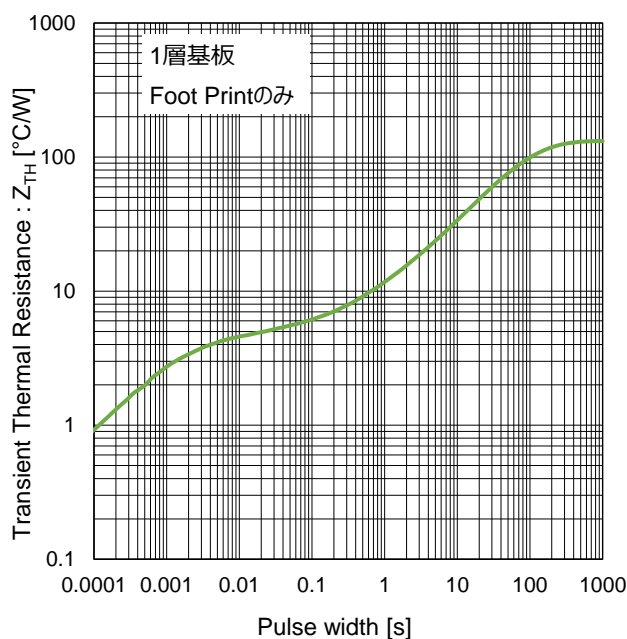


Figure 11-2. TO252-3 パッケージの過渡熱抵抗



## 12 過電流保護(OCP)

IC の出力が GND へ短絡したときの過電流から IC の破壊を防止するために過電流保護回路が搭載されています。この保護機能は IC の破壊を防止するためのもので、セット本来の保護を目的とする場合は、ヒューズや別の電流制限デバイスを搭載することを考えます。

過電流保護の特性は Figure 12-1 のようになり、その形からフの字特性（英語では Fold back characteristic）と呼ばれています。A 点は過電流保護検出電流で参考値は約 1.5A~2A です。検出電流のばらつきの下限值は、推奨出力電流の最大値を下回る事はありません。過電流を検出すると電流フォールドバック回路が動作し出力電圧が低下して行きます。出力電圧の低下と共に電流をさらに絞る動作を繰り返し B 点へ到達します。B 点は出力短絡電流です。B 点での電力損失は小さく発熱も小さくなるため IC を破壊から保護する安全な保護回路と言えます。ただし過電流の原因が取り除かれるまでこの状態が続きます。過電流状態がなくなると出力電圧は自動復旧します。

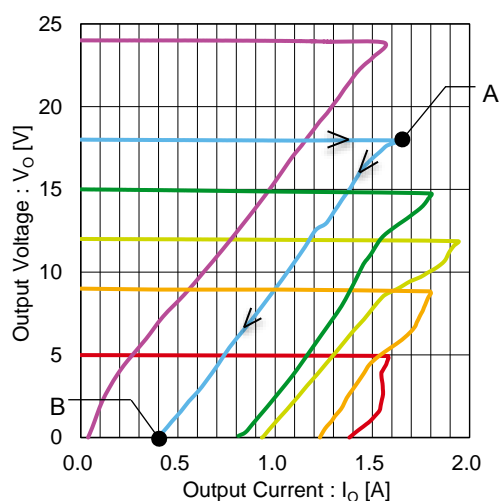


Figure 12-1. 過電流保護特性

推奨出力電流の最大値と過電流保護検出値の間はリニアレギュレータとして動作しますが、電気的特性は保証外となります。また、許容損失を超えて動作し続けると、過熱保護回路が動作し出力をオフします。

## 13 過熱保護(TSD)

出力短絡や電力損失の増大により IC チップの温度がジャンクション温度を超えて IC が過熱による損傷から保護するためのもので、セット本来の過熱保護の代わりを意図したものではありません。

過熱保護回路は参考値で約 175°C を超えるとリニアレギュレータの出力をオフにし、出力電流を遮断してチップの温度を下げます。チップの温度が低下すると再び出力をオンにし出力電流の供給を開始します。チップが温度上昇した原因が取り除かれるまで、出力オン、オフの動作が繰り返されます。こ

の状態が続くと IC がすぐに破壊することはありませんが、連続動作は劣化や破壊につながりますので避けてください。

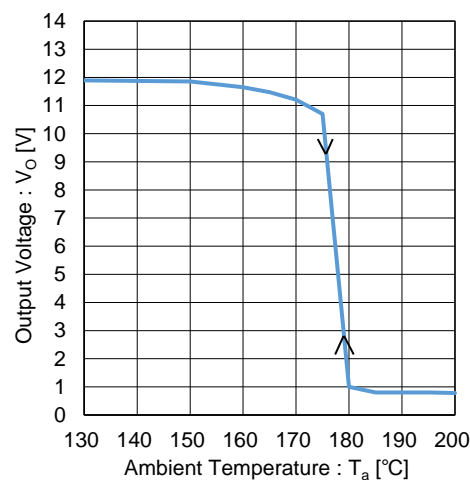


Figure 13-1. 過熱保護特性

## 14 安全動作領域(SOA)制限回路

パワーデバイスが破壊せずに動作する電力領域を安全動作領域と呼ばれています。BA178xx シリーズでは、入出力間電圧差が大きくなるに従って電力損失が大きくなることを防止するため、入出力電圧差に応じて最大出力電流を減少し電力損失を軽減する回路が搭載されています。この回路は全ての条件において電力損失が安全動作領域内に入るように制限する機能ではありません。

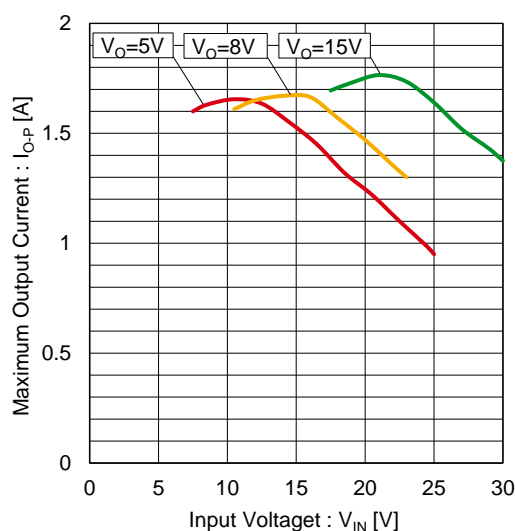
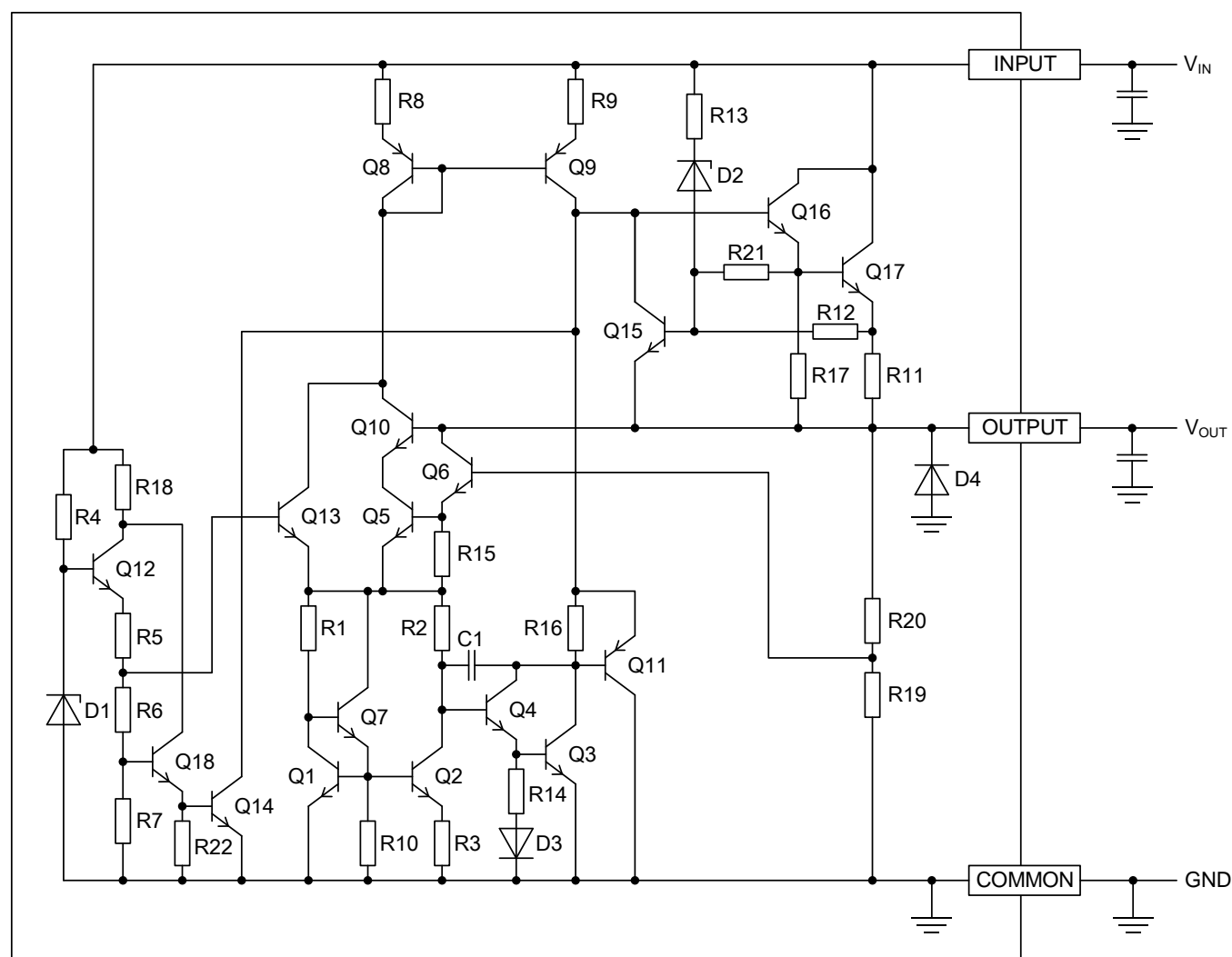


Figure 14-1. SOA 制限回路特性



## 15 内部等価回路



品名	R20 (kΩ)	R19 (kΩ)
BA17805	0	5
BA17806	1	5
BA17807	2	5
BA17808	3	5
BA17809	4	5
BA17810	5	5
BA17812	7	5
BA17815	10	5
BA17818	13	5
BA17820	15	5
BA17824	19	5

Figure 15-1. 内部等価回路

## 16 内部回路動作説明

内部回路を機能別に色分けすると Figure 16-1 のようになります。1 つの素子で複数の機能を受け持っている部分があるため、枠が重なっている箇所があります。

### 1. バンドギャップ電圧源

緑はバンドギャップ電圧源で、動作温度範囲において安定した基準電圧を発生します。黄緑はエラーアンプで、出力回路 Q3、Q4、Q6 がバンドギャップ基準電圧源の一部として組み込まれており、バンドギャップとエラーアンプが一体化した構成になっています。

電子回路の書籍では有名な Robert J. Widlar のバンドギャップ電圧源を Figure 16-2 に示します。基準電圧  $V_{REF}$  次式で表されます。

$$V_{REF} = V_{BE3} + \frac{R_2}{R_3} \Delta V_{BE} = V_{BE3} + \frac{R_2}{R_3} V_T \ln \frac{R_2}{R_1} \quad (16-1)$$

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = V_T \ln \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_T = \frac{kT}{q} \cong 26 \text{ mV} \quad (27^\circ\text{C時})$$

$$k: \text{ボルツマン定数 } 1.3806 \times 10^{-23} [\text{J/K}]$$

$$q: \text{素電荷 } 1.6022 \times 10^{-19} [\text{C}]$$

$$T: \text{絶対温度、} 27^\circ\text{C のとき } 300.15 [\text{K}]$$

また基準電圧の温度特性は、 $V_{BE3}$  が負の温度係数 (約  $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ ) です。すので、 $R_2$  と  $R_3$  の抵抗を調整して  $R_2/R_3 \Delta V_{BE}$  の項を正の温度係数 (約  $+2\text{mV}/^\circ\text{C}$ ) とすれば温度補償できます。 $V_{REF}$  の温度係数は式 16-1 を温度で微分して求めます。結果は次式になります。

$$\frac{\partial V_{REF}}{\partial T} = \frac{\partial V_{BE3}}{\partial T} + \frac{R_2}{R_3} \frac{k}{q} \ln \frac{R_2}{R_1} \quad (16-2)$$

この回路で温度補償された  $V_{REF}$  は約 1.2V になります。

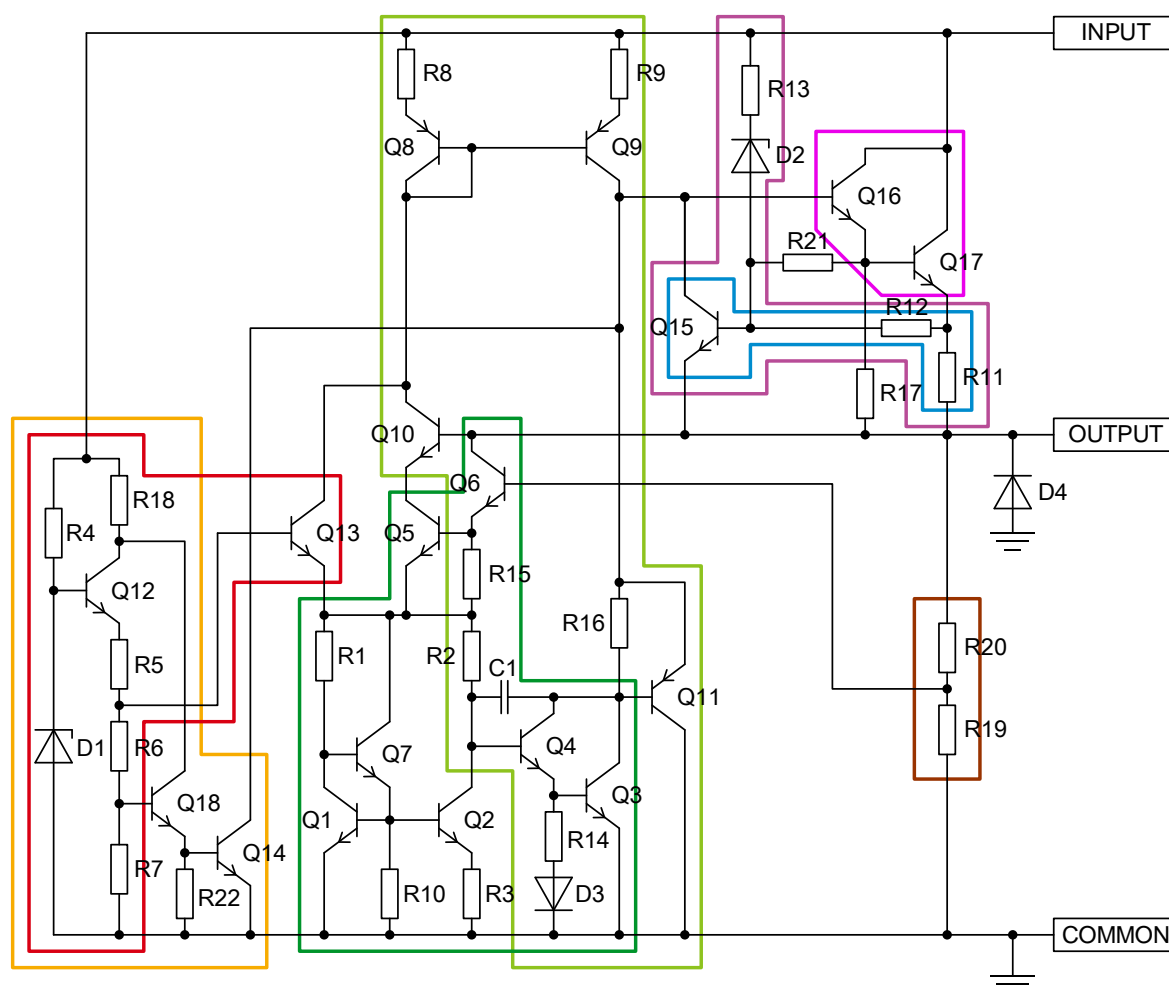


Figure 16-1. BA178xx の構成要素

起動回路 (赤)、温度保護 (橙)、バンドギャップ電圧源 (緑)、エラーアンプ (黄緑)、  
過電流保護 (青)、安全動作領域制限回路 (紫)、出力トランジスタ段 (ピンク)、分圧器 (茶)

話を Figure16-1 の回路に戻しますと、このバンドギャップ電圧源は基準電圧が 1.2V ではなく 5V になっています。その違いについて説明するため、主要な素子を抜き出した回路を Figure 16-3 に示します。Figure16-2 の回路ではグラウンドから  $V_{REF}$  までの経路は Q3、R2 だったのに対し、Figure 16-3 では Q3、Q4、R2、Q5、Q6 と  $V_{BE}$  が 4 倍になっています。式で表すと次のようになり、式 16-1 に対して第一項の  $V_{BE}$  が 4 倍になります。

$$V_{REF} = V_{BE3} + V_{BE4} + V_{BE5} + V_{BE6} + \frac{R_2}{R_3} V_T \ln \frac{R_2}{R_1} \quad (16-3)$$

また、温度係数は次式になります。

$$\frac{\partial V_{REF}}{\partial T} = \frac{\partial V_{BE3}}{\partial T} + \frac{\partial V_{BE4}}{\partial T} + \frac{\partial V_{BE5}}{\partial T} + \frac{\partial V_{BE6}}{\partial T} + \frac{R_2}{R_3} \frac{k}{q} \ln \frac{R_2}{R_1} \quad (16-4)$$

$V_{BE}$  の増加により  $V_{REF}$  は 1.2V から 5V へ上昇します。しかし、 $V_{BE}$  による負の温度係数も 4 倍になるため、R3 と R2 の比率を大きくして正の温度係数を大きくし温度補償します。

## 2. エラーアンプ

黄緑はエラーアンプですが回路図上での切り分けが難しく、バンドギャップ電圧源とエラーアンプの電流帰還ループが一体化しているため、実際には緑と黄緑を合わせたものがエラーアンプになります。出力電圧が安定しているときは、Q6/ベースが 5V となるように電流帰還ループが収束し Q9 のコレクタ電流が一定の値になります。余分な電流は Q11 によりグラウンドへ捨てられ、出力トランジスタ Q17/エミッタは安定した電圧になります。負荷電流が増え出力電圧が低下すると Q6/ベース電圧が低下。続いて Q6/エミッタ、Q5/ベース、Q5/エミッタ、Q4/ベース、Q4/エミッタ、Q3/ベース電圧が低下します。これにより Q3/コレクタ電流が減少することで Q16/ベース、Q17/ベース電圧が上昇し、Q17 がオンすることで出力へ電流が供給され、出力電圧が上昇します。次に出力電圧が上昇したときは Q6/ベース電圧が上昇。続いて Q6/エミッタ、Q5/ベース、Q5/エミッタ、Q4/ベース、Q4/エミッタ、Q3/ベース電圧が上昇します。これにより Q3/コレクタ電流が増加することで Q16/ベース、Q17/ベース電圧が降下し、Q17 がオフすることで出力への電流供給が停止します。出力電圧が降下するまでこの状態が続きます。

## 3. 出力トランジスタ段

ピンクは出力トランジスタ段です。Q17 は出力トランジスタで負荷電流に対応できる十分な大きさになっています。Q16 は Q17 の大きなトランジスタのベース電流をドライブするためのプリドライブ段です。

## 4. 分圧器

茶色は出力電圧を決めるための抵抗です。基準電圧を分圧して出力電圧を決めます。

$$V_{OUT} = \frac{R_{19} + R_{20}}{R_{19}} \times 5 \quad [V] \quad (16-5)$$

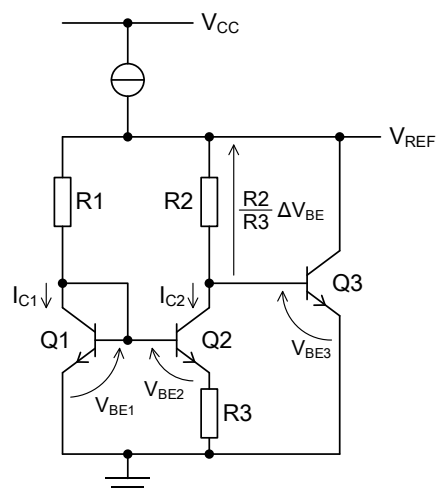


Figure 16-2. Robert J. Widlar のバンドギャップ電圧源

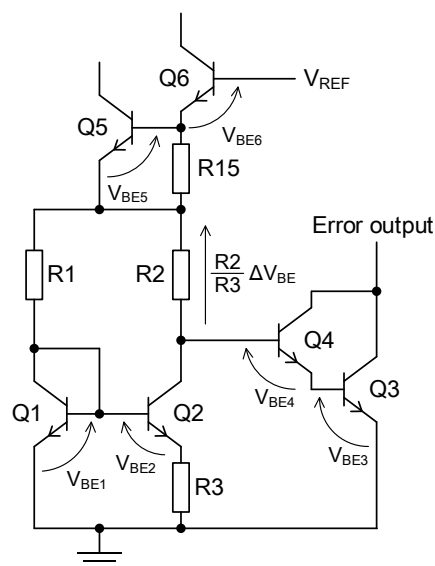


Figure 16-3. BA178xx のバンドギャップ電圧源  
主要素子を抜き出した回路

## 5. 起動回路

赤は起動回路です。INPUT に電圧が印加されると Q12/ベース、Q12/エミッタ、Q13/ベースの順に電圧が発生し Q13 がオンします。Q13/コレクタ電流が起動電流となり、バンドギャップ電圧源とエラーアンプの電流帰還ループに電流を供給することで回路全体が起動します。回路が起動すると、Q13/ベース電圧よりも Q13/エミッタ電圧の方が高くなるため Q13 はオフし、起動回路の機能は停止します。

## 6. 温度保護

橙は温度保護回路です。D1 で作られた基準電圧が Q12、Q18 を介して Q14/ベースへ供給されています。通常時は Q14/ベース電圧が低い値に設定されており、Q14 はオフ状態になっています。温度が上昇すると Q14 の  $V_{BE}$  は負の温度係数（約  $-2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ ）を持っているためオンします。そして Q14/コレクタ電流が出力トランジスタの駆動電流を全て吸収するため出力トランジスタはオフ状態になります。

## 7. 過電流保護

青は過電流保護回路です。出力電流が増加するに従って R11 の両端に発生する電圧も増えて行きます。この電圧が Q15 の  $V_{BE}$  電圧を超えると Q15 がオンし、出力トランジスタ Q16 および Q17 のベース電流を少なくして行きます。これにより出力トランジスタは出力電流が増えるに従って出力電流を絞って行き電力損失を抑えます。

## 8. 安全動作領域制限回路

紫は安全動作領域制限回路です。INPUT – OUTPUT 間電圧差が大きくなって行くと、D2 の両端電圧差も大きくなります。この電圧が D2 のブレークダウン電圧を超えると、INPUT、R13、D2、R12、R11、OUTPUT の順に電流が流れます。入出力電圧差が大きくなるに従ってこの電流は大きくなり、また同時に R12、R11 の両端に発生する電圧も大きくなって行きます。この電圧が Q15 の  $V_{BE}$  電圧を超えると Q15 がオンし、出力トランジスタ Q16 および Q17 のベース電流を少なくして行きます。これにより出力トランジスタは入出力電圧差が増えるに従って出力電流を絞って行き電力損失を抑えます。

## 17 アプリケーション情報

### 17-1. 固定出力レギュレータ

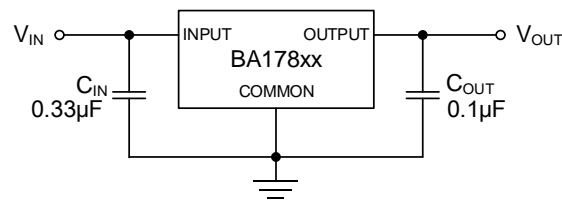


Figure 17-1-1. 固定出力レギュレータ

COMMON ピンをグラウンドへ接続することで、固定出力型電圧レギュレータとして機能します。品名の xx 部分が出力電圧になります。入出力コンデンサ  $C_{IN}$ 、 $C_{OUT}$  の容量は負荷電流やリップル電圧の状況に合わせて大きくしてください。

### 17-2. 可変出力レギュレータ 1

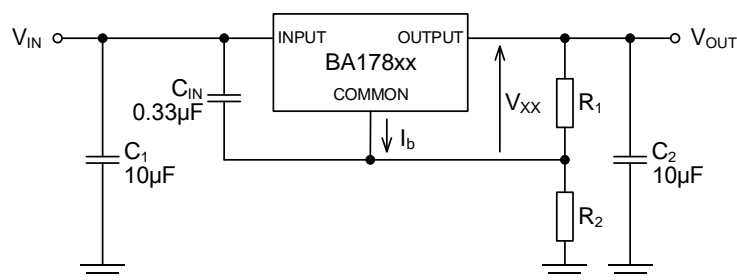


Figure 17-2-1. 可変出力レギュレータ 1

Figure 17-2-1 は抵抗を用いて出力電圧を可変する回路です。出力電圧は次式で計算できます。また入出力電圧範囲は次のとおりです。

$$V_{OUT} = \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) V_{XX} + I_b R_2 \quad [V]$$

$V_{XX}$ : 品名の xx 部分の電圧 [V]

$I_b$ : IC のバイアス電流 [A]

入力電圧範囲  $V_{IN}$ : Datasheet の“動作範囲”に記載の“Min”～“Max”電圧

出力電圧範囲  $V_{OUT}$ :  $V_{IN(MIN)} - 2.5V \sim V_{IN(MAX)} - 2.5V$

入出力電圧差: 2.5V 以上

IC のバイアス電流  $I_b$  が  $R_2$  を経由してグラウンドへ流れるため、 $I_b$  による電圧が  $R_2$  の両端に発生します。 $R_2$  の値が大きいと出力電圧に与える影響も大きくなります。また、 $I_b$  の変動やばらつきが出力電圧に影響を与えることを考慮する必要があります。 $R_2$  を小さくすると出力電圧に与える影響は小さくなりますが、 $V_{OUT}$  から  $R_1$ 、 $R_2$  を経由してグラウンドへ流れる無効電流が増えます。入出力コンデンサ  $C_1$ 、 $C_2$  の容量は負荷電流やリップル電圧の状況に合わせて大きくしてください。

## 実施例

- ・ 出力電圧 13.5V

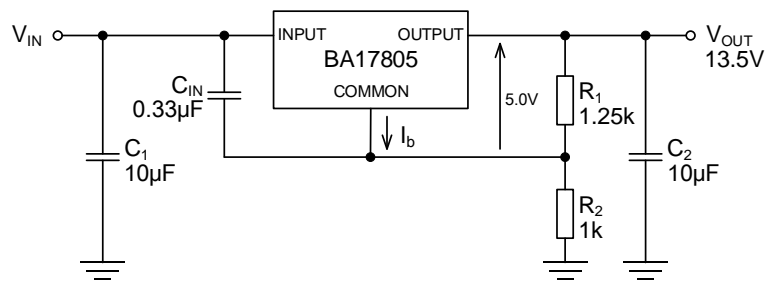


Figure 17-2-2. 13.5V 出力回路

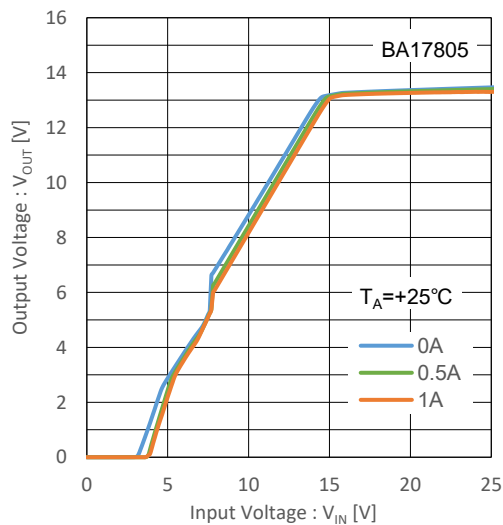


Figure 17-2-3. 入出力特性 (出力電流)

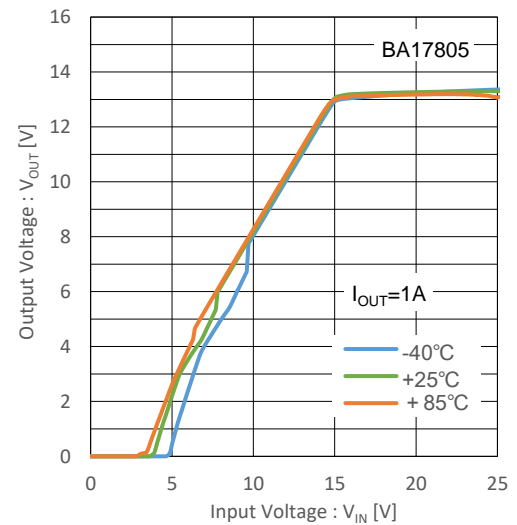


Figure 17-2-4. 入出力特性 (温度)

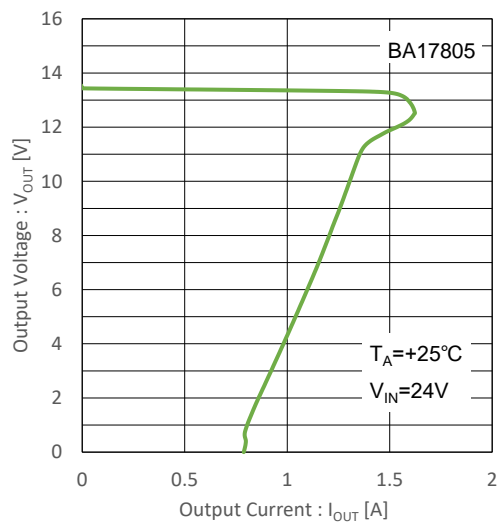


Figure 17-2-5. 過電流保護特性

## 実施例

- ・ 出力電圧 30V

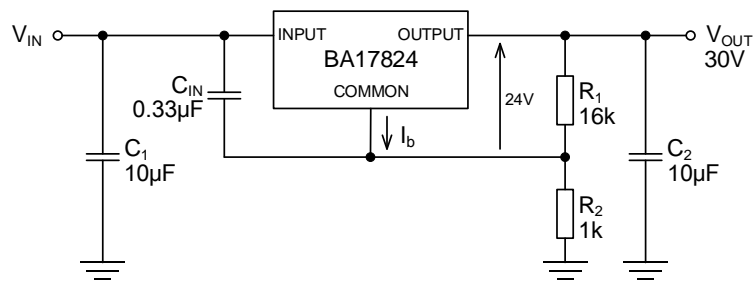


Figure 17-2-6. 30V 出力回路

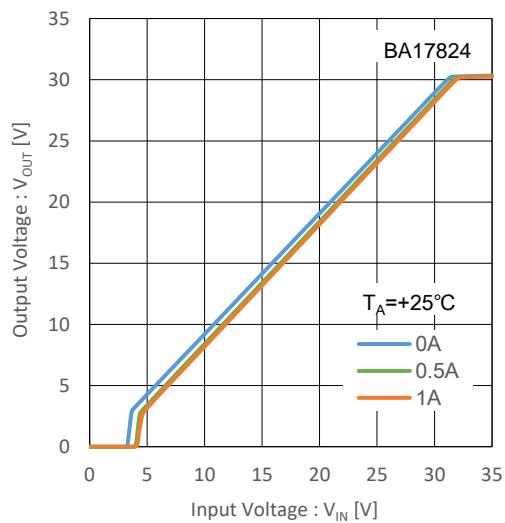


Figure 17-2-7. 入出力特性 (出力電流)

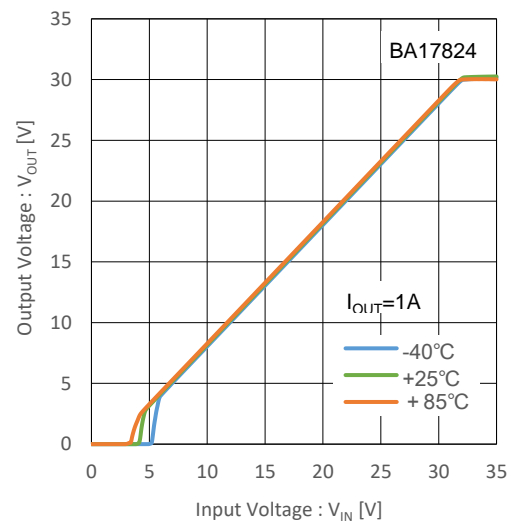


Figure 17-2-8. 入出力特性 (温度)

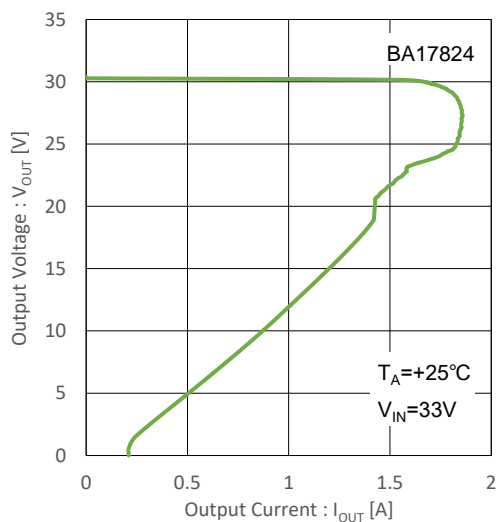


Figure 17-2-9. 過電流保護特性

## 17-3. 可変出力レギュレータ 2

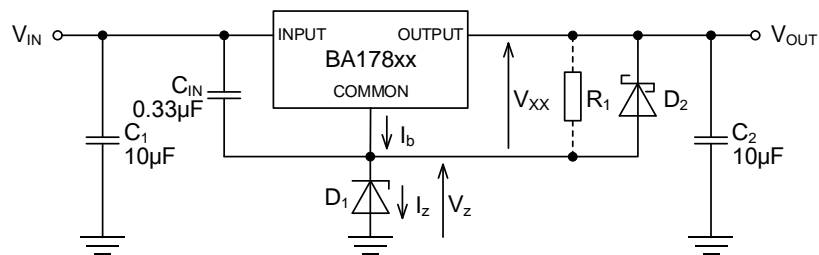


Figure 17-3-1. 可変出力レギュレータ 2

Figure 17-3-1 はツェナーダイオードを用いて出力電圧を可変する回路です。出力電圧は次式で計算できます。また入出力電圧範囲は次のとおりです。

$$V_{OUT} = V_{XX} + V_Z \quad [V]$$

$V_{XX}$ : 品名の xx 部分の電圧 [V]

$V_Z$ :  $D_1$  のツェナー電圧 [V]

入力電圧範囲  $V_{IN}$ : Datasheet の “動作範囲” に記載の “Min” ~ “Max” 電圧

出力電圧範囲  $V_{OUT}$ :  $V_{IN(MIN)} - 2.5V \sim V_{IN(MAX)} - 2.5V$

入出力電圧差: 2.5V 以上

IC のバイス電流  $I_b$  が  $D_1$  を経由してグラウンドへ流れます。よって  $I_b$  はツェナーダイオードのツェナー電流  $I_Z$  として作用します。 $I_b$  の値ではツェナー電流が不足する場合は、 $R_1$  を追加して  $V_{OUT}$  からツェナー電流を供給します。このときのツェナー電流は次式で計算できます。

$$I_Z = \frac{V_{XX}}{R_1} + I_b \quad [A]$$

$I_b$  の変動やばらつきによってツェナー電圧が変化するため、 $I_b$  は出力電圧に影響を与えることを考慮する必要があります。また、ツェナー電圧の温度特性が出力電圧の温度特性に加算されます。これらの要因より、このレギュレータの電圧精度は期待できません。入出力コンデンサ  $C_1$ 、 $C_2$  の容量は負荷電流やリップル電圧の状況に合わせて大きくしてください。 $D_2$  は、電源投入時に COMMON と OUTPUT ピン間電圧が逆転するため、端子保護用のショットキーダイオードです。



## 実施例

- 出力電圧 13.2V

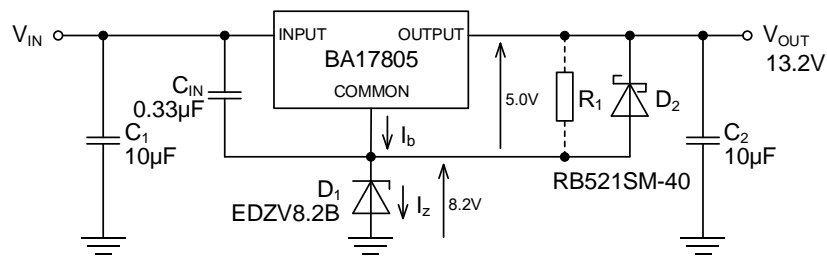


Figure 17-3-2. 13.2V 出力回路

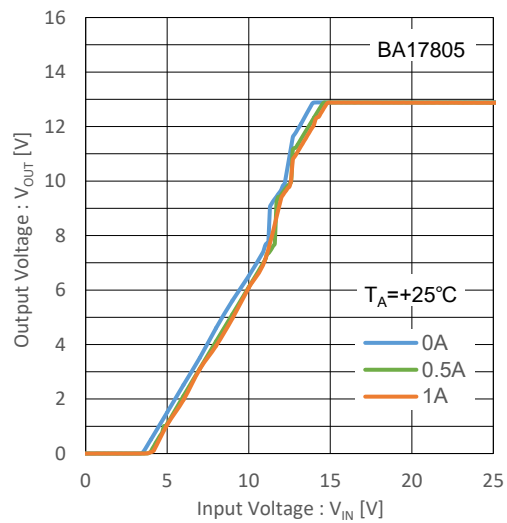


Figure 17-3-3. 入出力特性 (出力電流)

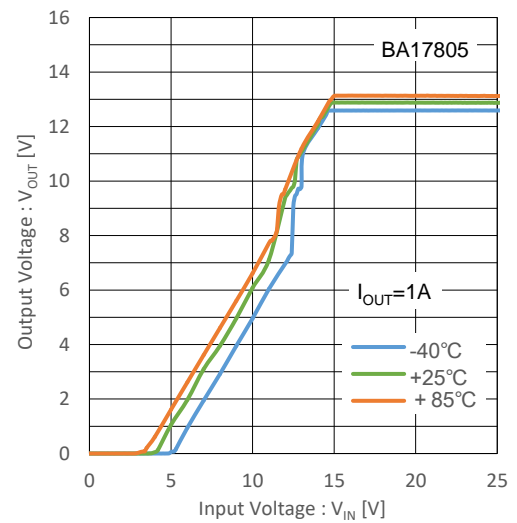


Figure 17-3-4. 入出力特性 (温度)

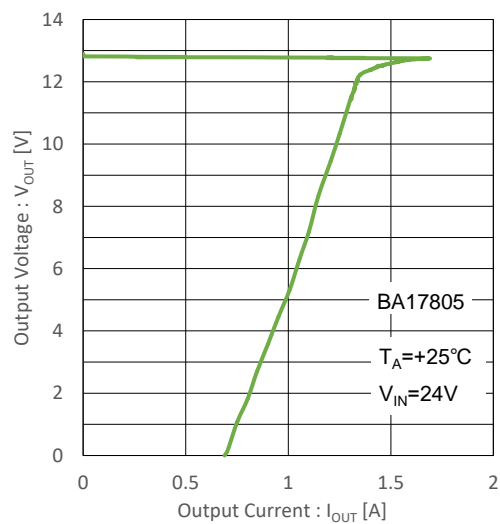


Figure 17-3-5. 過電流保護特性

## 実施例

- 出力電圧 30.2V

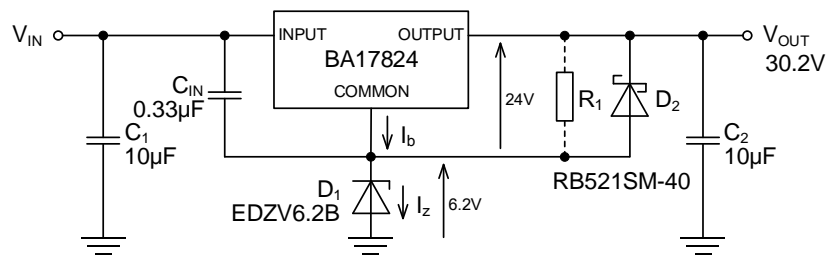


Figure 17-3-6. 30.2V 出力回路

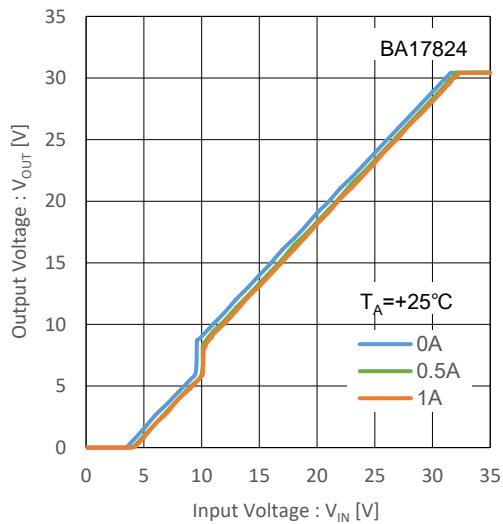


Figure 17-3-7. 入出力特性 (出力電流)

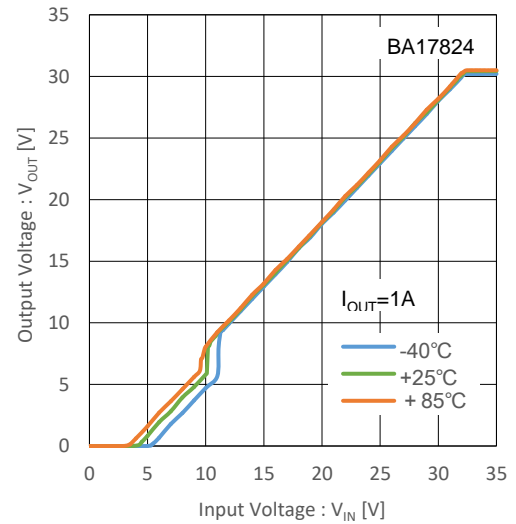


Figure 17-3-8. 入出力特性 (温度)

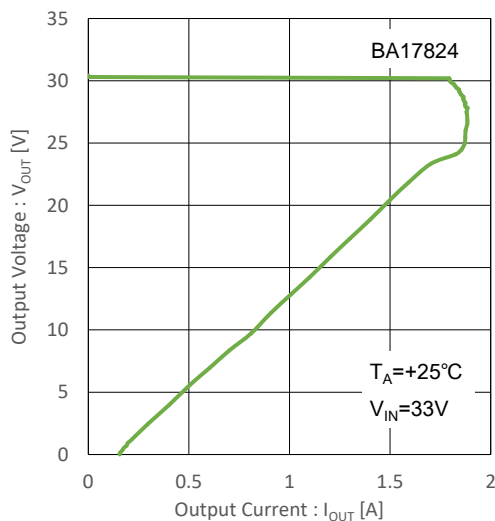


Figure 17-3-9. 過電流保護特性

## 17-4. 可変出力レギュレータ 3

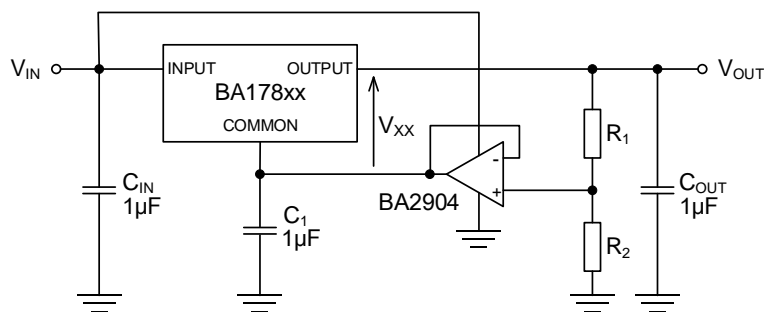


Figure 17-4-1. 可変出力レギュレータ 3

Figure 17-4-1 は、Figure 17-2-1 のレギュレータで  $I_b$  の変化が出力電圧に与えていた影響を無くした回路です。出力電圧を決める分圧抵抗  $R_1$ 、 $R_2$  と COMMON ピンの間をオペアンプのボルテージフォロアで接続することで、 $I_b$  の影響が出ないように改良しています。出力電圧は次式で計算できます。また入出力電圧範囲は次のとおりです。入出力コンデンサ  $C_{IN}$ 、 $C_{OUT}$  の容量は負荷電流やリップル電圧の状況に合わせて大きくしてください。

$$V_{OUT} = \left( \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) V_{XX} \quad [V]$$

$V_{XX}$ : 品名の xx 部分の電圧 [V]

入力電圧範囲  $V_{IN}$ : Datasheet の “動作範囲” に記載の “Min” ~ “Max” 電圧

出力電圧範囲  $V_{OUT}$ :  $V_{IN(MIN)} - 2.5V \sim V_{IN(MAX)} - 2.5V$

入出力電圧差: 2.5V 以上

## 実施例

- ・ 出力電圧 13.5V

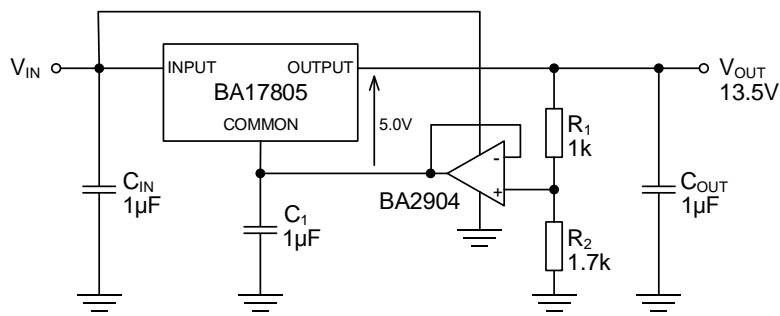


Figure 17-4-2. 13.5V 出力回路

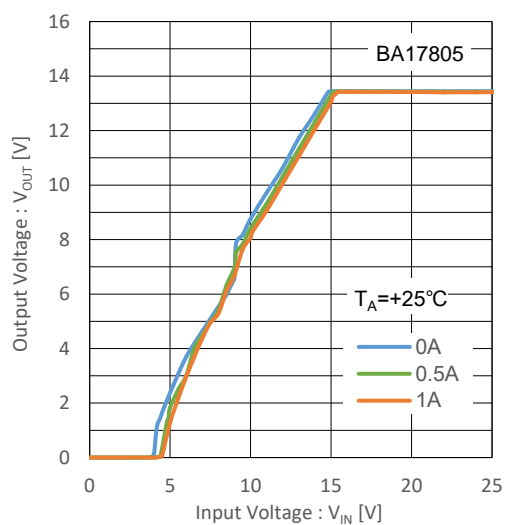


Figure 17-4-3. 入出力特性 (出力電流)

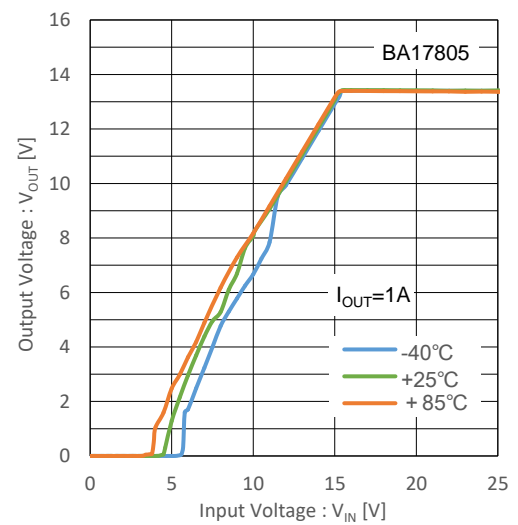


Figure 17-4-4. 入出力特性 (温度)

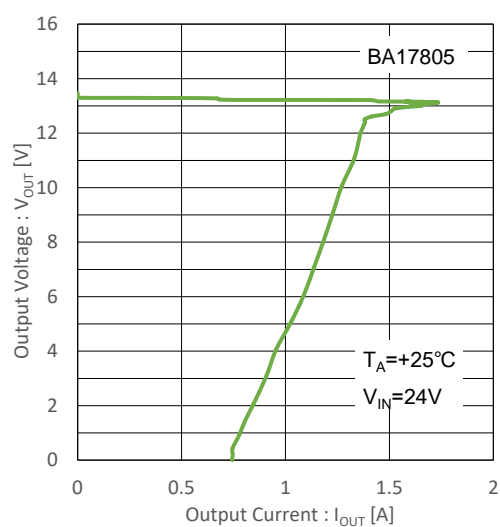


Figure 17-4-5. 過電流保護特性

## 実施例

- ・ 出力電圧 30V

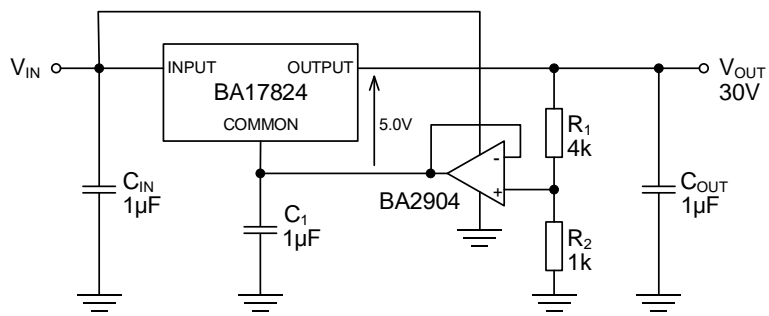


Figure 17-4-6. 30V 出力回路

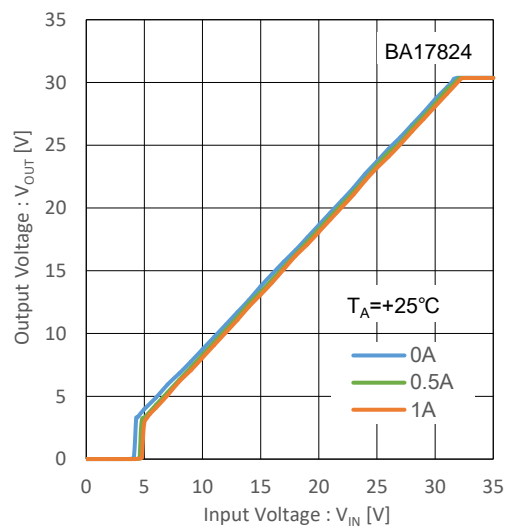


Figure 17-4-7. 入出力特性 (出力電流)

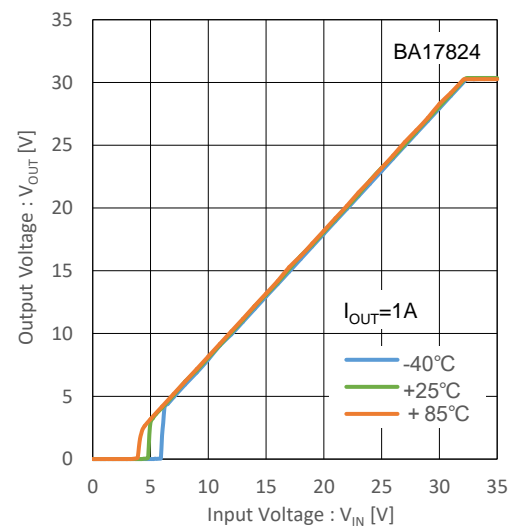


Figure 17-4-8. 入出力特性 (温度)

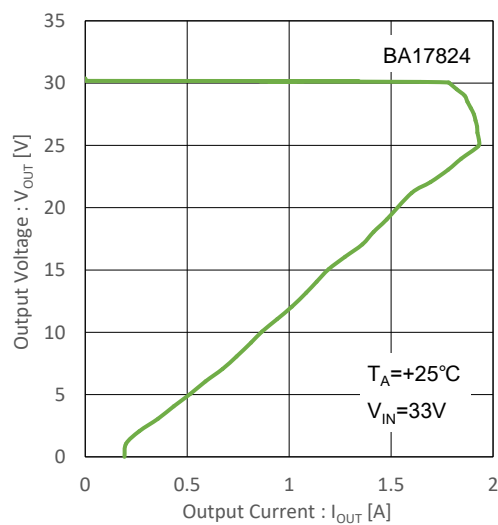


Figure 17-4-9. 過電流保護特性

## 17-5. 電流ブーストレギュレータ

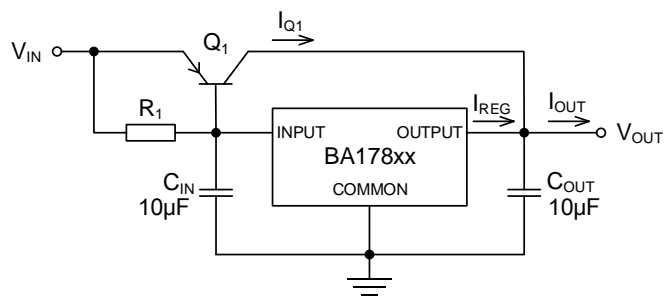


Figure 17-5-1. 電流ブーストレギュレータ

パワートランジスタ  $Q_1$  を外付けすることで出力電流を増やすことができます。負荷電流  $I_{OUT}$  が少ないときは IC から電流を供給し、 $Q_1$  はオフ状態にあります。負荷電流が増えると  $R_1$  に発生する電圧も増加します。この電圧が  $Q_1$  の  $V_{BE}$  に達すると  $Q_1$  がオンし、負荷へ電流を供給します。 $Q_1$  は  $(V_{IN} - V_{OUT}) \times I_{Q1}$  で計算できる電力損失が発生するため、これに耐えられるパッケージと放熱が必要です。 $R_1$  は  $V_{BE(Q1)}^2 / R_1$  の電力損失が発生するため定格に適合した抵抗を選択します。入力電圧  $V_{IN}$  の最小値は、IC 動作範囲の最小値よりも  $Q_1$  の  $V_{BE}$  分だけ高くなります。入出力コンデンサ  $C_{IN}$ 、 $C_{OUT}$  の容量は負荷電流やリップル電圧の状況に合わせて大きくしてください。出力電流と  $R_1$  は次式で計算できます。

$$I_{OUT} = I_{REG} + I_{Q1} \quad [A]$$

$$R_1 = \frac{V_{BE(Q1)}}{I_{REG}} \quad [\Omega]$$

$R_1$ : BA178xx の最大出力電流設定抵抗  $[\Omega]$

$V_{BE(Q1)}$ : 電流ブーストランジスタのベース・エミッタ間電圧  $[V]$

$I_{REG}$ : BA178xx の最大出力電流の設定値  $[A]$

## 実施例

- ・ 出力電圧 5V

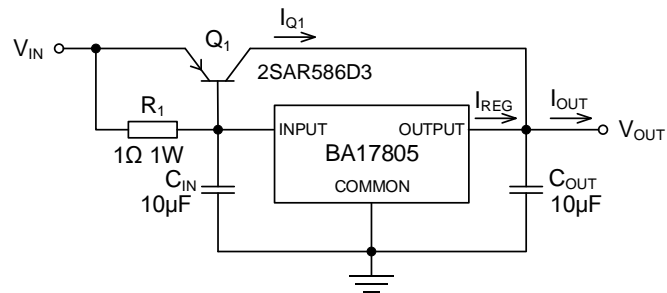


Figure 17-5-2. 5V 出力、電流ブーストレギュレータ

$$R_1 = \frac{V_{BE(Q1)}}{I_{REG}} = \frac{0.8V}{0.8A} = 1 \quad [\Omega]$$

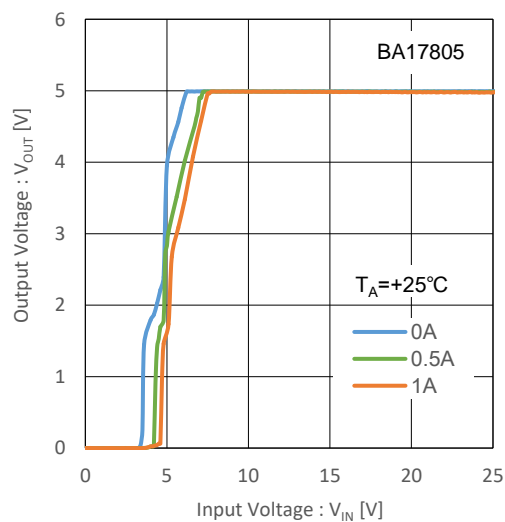


Figure 17-5-3. 入出力特性 (出力電流)

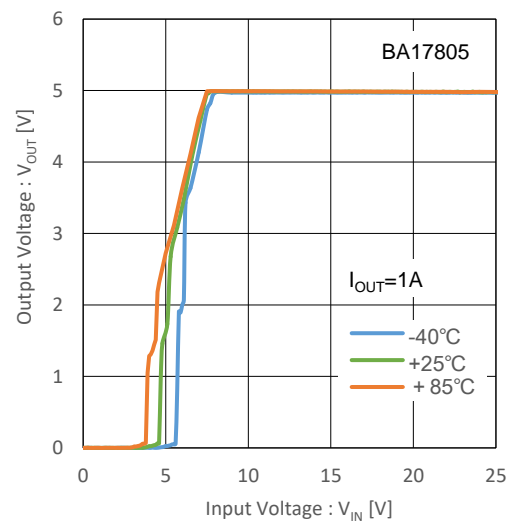


Figure 17-5-4. 入出力特性 (温度)

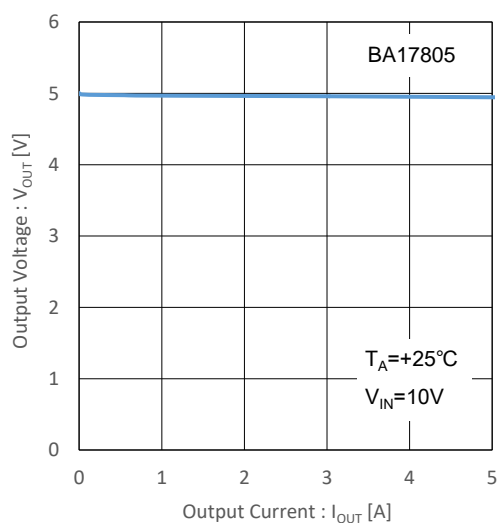


Figure 17-5-5. 出力電圧 vs 出力電流

最大出力電流は、供給源の電流能力、Q<sub>1</sub>の電流能力、Q<sub>1</sub>の許容損失、BA17805の許容損失の中で、一番値が小さな項目で決まります。

## 17-6. 短絡保護付き電流ブーストレギュレータ

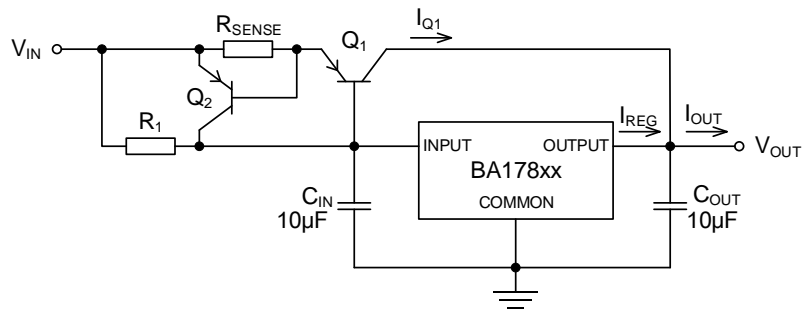


Figure 17-6-1. 短絡保護付き電流ブーストレギュレータ

Figure 17-6-1 は、Figure 17-5-1 のレギュレータに短絡保護機能を追加した回路です。R<sub>SENSE</sub> は電流検出用の抵抗で負荷に対して直列に配置されています。負荷電流が増えると R<sub>SENSE</sub> に発生する電圧も増加します。この電圧が Q<sub>2</sub> の V<sub>BE</sub> に達すると Q<sub>2</sub> がオンし Q<sub>1</sub> のベース・エミッタ間を短絡します。これにより Q<sub>1</sub> の出力電流が制限され短絡保護として機能します。Q<sub>2</sub> のコレクタ電流は、最大で BA178xx のピーク出力電流値（12. 過電流保護の項を参照）まで流れますので、この電流を処理できるトランジスタを選択します。入出力コンデンサ C<sub>IN</sub>、C<sub>OUT</sub> の容量は負荷電流やリップル電圧の状況に合わせて大きくしてください。R<sub>SENSE</sub> の値は次式で計算できます。電流ブーストの説明は前項（17-5. 電流ブーストレギュレータ）を参照してください。

$$R_{SENSE} = \frac{V_{BE(Q2)}}{I_{SC} - I_{SC(BA178xx)}} \quad [\Omega]$$

V<sub>BE(Q2)</sub>: Q<sub>2</sub> のベース・エミッタ間電圧 [V]

I<sub>SC</sub>: 短絡電流 [A]

I<sub>SC(BA178xx)</sub>: BA178xx の短絡電流 (Figure 12-1) [A]



## 実施例

- ・ 出力電圧 5V

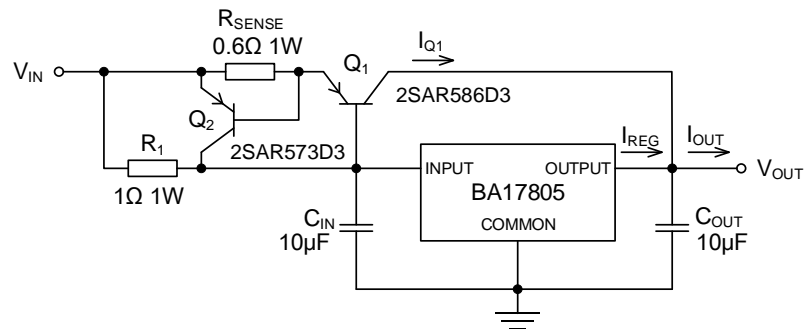


Figure 17-6-2. 5V 出力、短絡保護付き電流ブーストレギュレータ

$$R_1 = \frac{V_{BE(Q1)}}{I_{REG}} = \frac{0.8V}{0.8A} = 1 \quad [\Omega]$$

$$R_{SENSE} = \frac{V_{BE(Q2)}}{I_{SC} - I_{SC(BA178xx)}} = \frac{0.8V}{2.8A - 1.6A} = 0.67 \quad [\Omega]$$

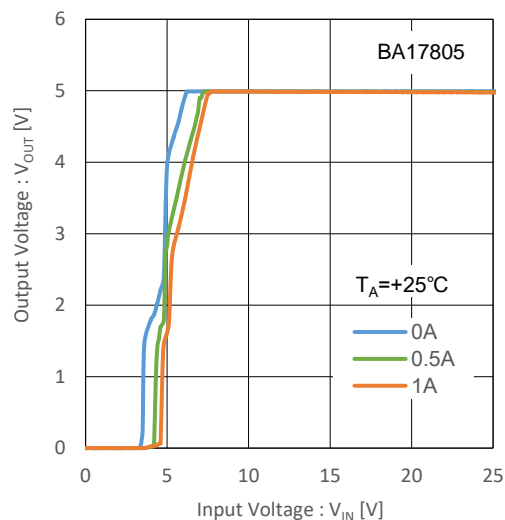


Figure 17-6-3. 入出力特性 (出力電流)

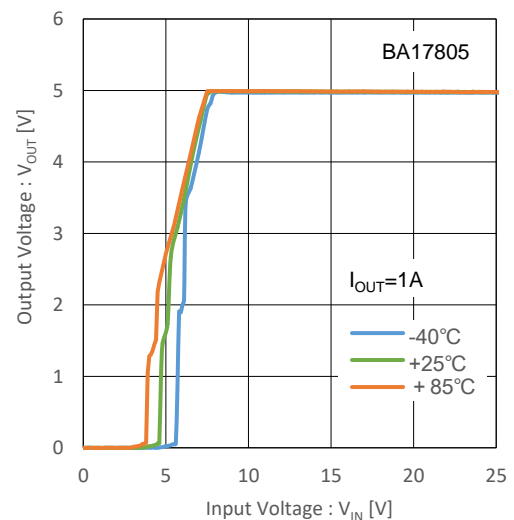


Figure 17-6-4. 入出力特性 (温度)

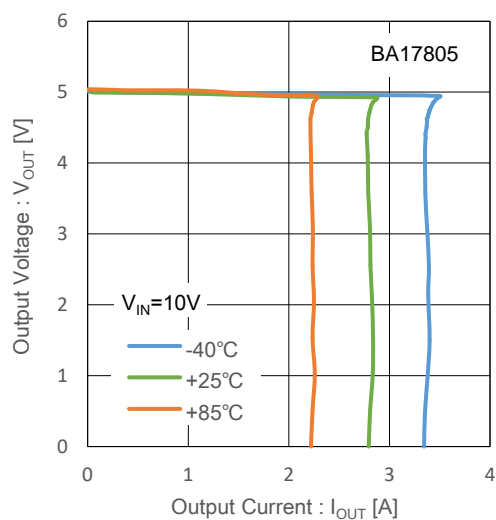


Figure 17-6-5. 出力電圧 vs 出力電流

## 17-7. 負の出力電圧回路

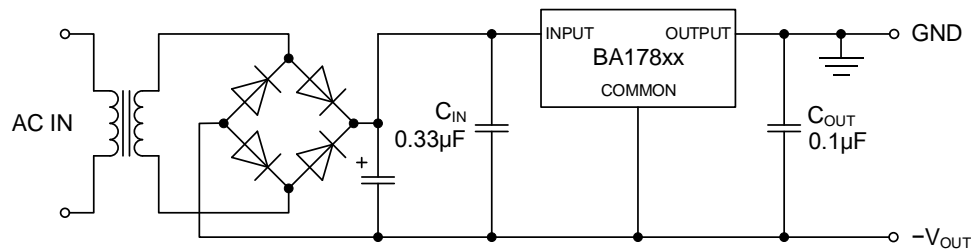


Figure 17-7-1. 負の出力電圧回路

Figure 17-7-1 は負電圧を出力する回路です。リニアレギュレータを用いて正電圧から負電圧を得る場合は、IC の入力にはトランスでグラウンドからフローティング状態にした電源を供給する必要があります。IC の OUTPUT ピンをシステムのグラウンド(GND)に、COMMON ピンを負出力( $-V_{OUT}$ )として取り扱います。入出力コンデンサ  $C_{IN}$ 、 $C_{OUT}$  の容量は負荷電流やリップル電圧の状況に合わせて大きくしてください。

## 17-8. 正負電源

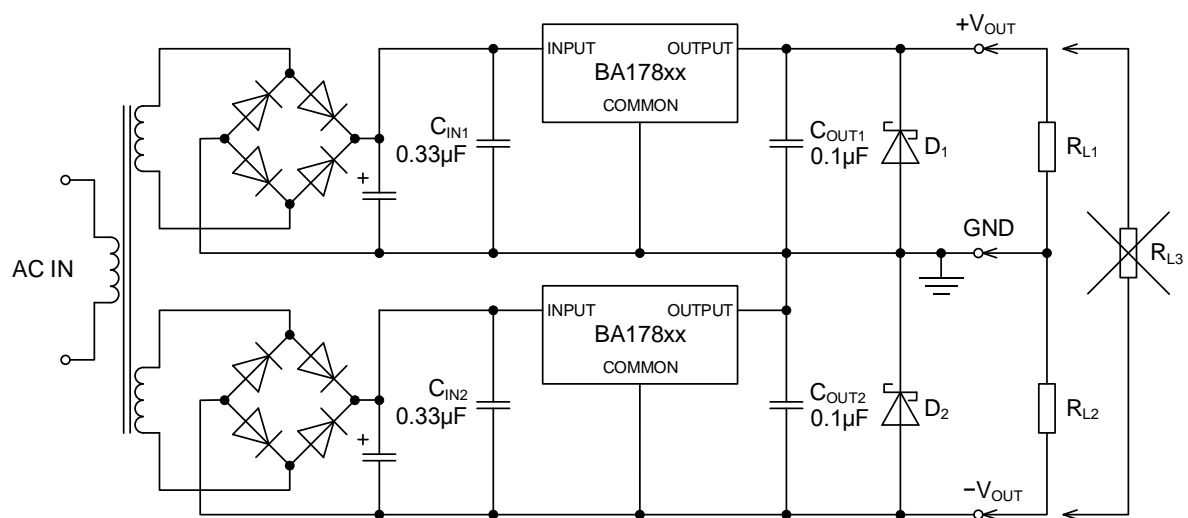


Figure 17-8-1. 正負電源

Figure 17-8-1 は正電圧出力型リニアレギュレータを使用した正負電源回路です。負電圧側は、正電圧出力型を使っているため、IC の入力にはトランスでグラウンドからフローティング状態にした電源を供給する必要があります。IC の OUTPUT ピンをシステムのグラウンド(GND)に、COMMON ピンを負出力( $-V_{OUT}$ )として取り扱います。この構成の電源では負荷の電流経路に制限があります。システムのグラウンドに対して正電源の負荷  $R_{L1}$  と負電源の負荷  $R_{L2}$  がそれぞれの電源に接続されているときは問題ありませんが、正電源と負電源間に負荷  $R_{L3}$  がある場合は、負電源側に電流を引き込む能力がないため負電圧が上昇します。このため、この構成の電源で  $R_{L3}$  の負荷がある場合は使用できません。 $R_{L3}$  の負荷がある場合は、負電圧出力型のリニアレギュレータを使用してください。 $D_1$ 、 $D_2$  は各電源の立ち上がり時間差によるラッチダウンで、どちらかの電源が立ち上がらないことを防止するためのショットキーバリアダイオードです。入出力コンデンサ  $C_{IN}$ 、 $C_{OUT}$  の容量は負荷電流やリップル電圧の状況に合わせて大きくしてください。

## 17-9. 高入力電圧回路

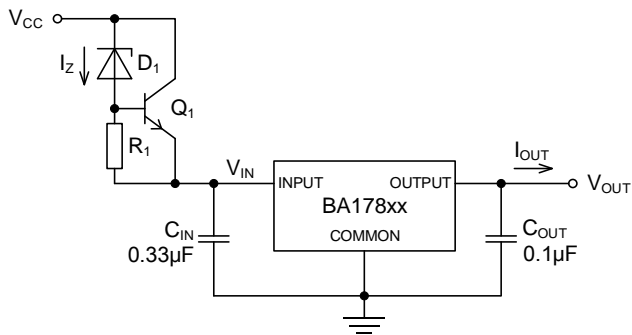


Figure 17-9-1. 高入力電圧回路 1

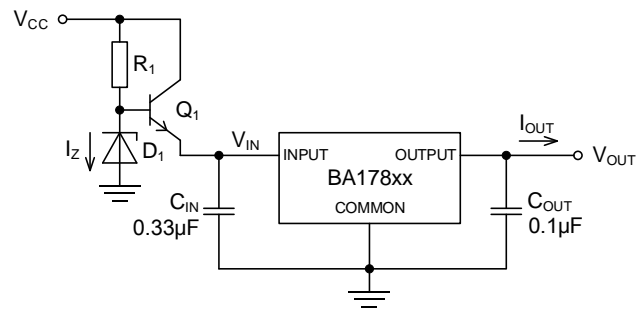


Figure 17-9-2. 高入力電圧回路 2

Figure 17-9-1、17-9-2 は IC の定格を超える電源電圧を入力可能にするための回路です。V<sub>IN</sub> が IC の動作範囲に入るように、前段にエミッタフォロア型の降圧回路を付加します。Figure 17-9-1 は V<sub>CC</sub> を基準に V<sub>IN</sub> 電圧が決まります。Figure 17-9-2 はグラウンドを基準に V<sub>IN</sub> 電圧が決まります。Q<sub>1</sub> のコレクタ電流は、最大で BA178xx のピーク出力電流値（12.過電流保護の項を参照）まで流れますので、この電流を処理できるトランジスタを選択します。入出力コンデンサ C<sub>IN</sub>、C<sub>OUT</sub> の容量は負荷電流やリップル電圧の状況に合わせて大きくしてください。V<sub>IN</sub>、R<sub>1</sub> および各素子の電力損失は次式で計算できます。

Figure 17-9-1

$$V_{IN} = V_{CC} - V_{Z(D1)} - V_{BE(Q1)} \quad [V]$$

$$I_Z = \frac{V_{BE(Q1)}}{R_1} + \frac{I_{OUT}}{\beta_{Q1}} \quad [A]$$

$$R_1 = \frac{V_{BE(Q1)}}{I_Z - \frac{I_{OUT}}{\beta_{Q1}}} \quad [\Omega]$$

D<sub>1</sub>の電力損失

$$P_{D(D1)} = V_{Z(D1)} \times I_Z \quad [W]$$

Q<sub>1</sub>の電力損失

$$P_{D(Q1)} = (V_{CC} - V_{IN}) \times I_{OUT} \quad [W]$$

R<sub>1</sub>の電力損失

$$P_{D(R1)} = \frac{V_{BE(Q1)}^2}{R_1} \quad [W]$$

Figure 17-9-2

$$V_{IN} = V_{Z(D1)} - V_{BE(Q1)} \quad [V]$$

$$I_Z = \frac{V_{CC} - V_Z}{R_1} + \frac{I_{OUT}}{\beta_{Q1}} \quad [A]$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_Z}{I_Z + \frac{I_{OUT}}{\beta_{Q1}}} \quad [\Omega]$$

D<sub>1</sub>の電力損失

$$P_{D(D1)} = V_{Z(D1)} \times I_Z \quad [W]$$

Q<sub>1</sub>の電力損失

$$P_{D(Q1)} = (V_{CC} - V_{IN}) \times I_{OUT} \quad [W]$$

R<sub>1</sub>の電力損失

$$P_{D(R1)} = \left( \frac{V_{CC} - V_Z}{R_1} + \frac{I_{OUT}}{\beta_{Q1}} \right)^2 \times R_1 \quad [W]$$

V<sub>Z(D1)</sub>: ツエナーダイオードの電圧 [V]

V<sub>BE(Q1)</sub>: Q<sub>1</sub>のベース・エミッタ間電圧 [V]

I<sub>Z</sub>: ツエナーダイオードの電流 [A]

I<sub>OUT</sub>: 出力電流 [A]

R<sub>1</sub>: ツエナーダイオードの電流設定用抵抗 [Ω]

β<sub>Q1</sub>: Q<sub>1</sub>のh<sub>fe</sub>

## 17-10. 抵抗を使って電力損失を分散する

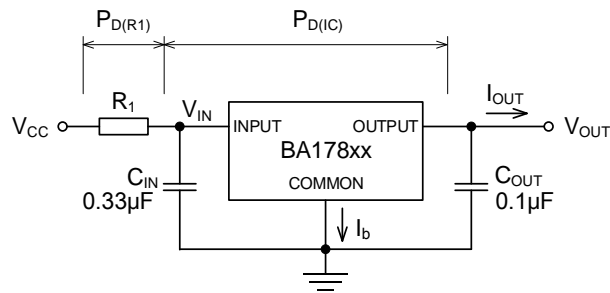


Figure 17-10-1. 抵抗を使って電力損失を分散

Figure 17-10-1 は、IC の許容損失が不足した場合、外付け抵抗に電力損失を分散する回路です。この回路の全電力損失  $P_D$  は次式で求められます。

$$P_D = (V_{CC} - V_{OUT}) \times I_{OUT} \quad [W]$$

IC で発生させたい電力損失を  $P_{D(IC)}$  とすると、抵抗で発生する電力損失  $P_{D(R1)}$  は次式で求められます。

$$P_D = P_{D(R1)} + P_{D(IC)} \quad [W]$$

$$P_{D(R1)} = P_D - P_{D(IC)} \quad [W]$$

抵抗で電力損失  $P_{D(R1)}$  を発生させるために必要な抵抗値は次式で求められます。

$$R_1 = \frac{P_{D(R1)}}{I_{OUT}^2} \quad [\Omega]$$

抵抗によって電圧降下が生じるため、最大出力電流時に IC の入力ピン電圧  $V_{IN}$  が幾らになるかを次式で求めます。

$$V_{IN} = V_{CC} - I_{OUT(MAX)} \times R_1 \quad [V]$$

$V_{IN} - V_{OUT}$  で計算できる IC の入出力電圧差が仕様を満足していることを確認します。電圧が不足している場合は抵抗値を小さくして（抵抗で発生する電力損失を小さくして）再計算します。入出力コンデンサ  $C_{IN}$ 、 $C_{OUT}$  の容量は負荷電流やリップル電圧の状況に合わせて大きくしてください。

## 17-11. 定電流レギュレータ

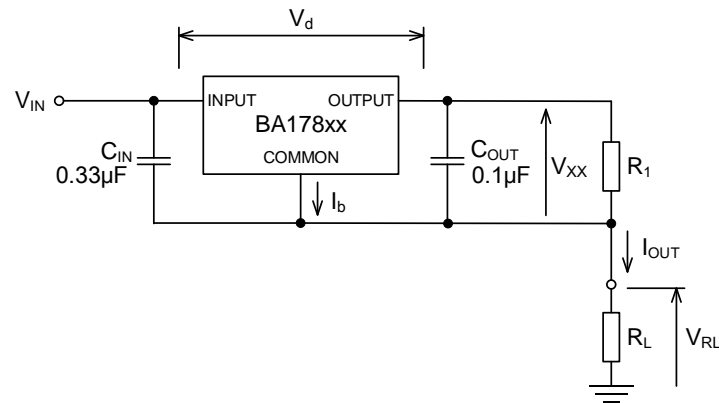


Figure 17-11-1. 定電流レギュレータ

Figure 17-11-1 は定電流レギュレータ回路です。出力電流は OUTPUT・COMMON ピン間電圧を抵抗  $R_1$  で割った値に IC のバイアス電流  $I_b$  を足し合わせた値になります。式で表すと次式になります。最大出力電流は 1A ですが、IC の許容損失およびジャンクション温度が  $150^{\circ}\text{C}$  を超えないことが条件です。

$$I_{OUT} = \frac{V_{XX}}{R_1} + I_b \quad [\text{A}]$$

$V_{XX}$ : 品名の xx 部分が表す電圧 [V]

$I_b$ : IC のバイアス電流 [A]

この回路の  $V_{IN}$  端子での最小入力電圧は次式で計算できます。最大入力電圧は IC の Datasheet に記載されている動作範囲の最大値になります。

$$V_{IN(MIN)} = V_{RL} + V_{XX} + V_d \quad [\text{V}]$$

$V_{RL}$ : 負荷に発生する電圧 [V]

$V_{XX}$ : 品名の xx 部分が表す電圧 [V]

$V_d$ : IC の最小入出力電圧差 [V]

## 実施例

・出力電流 50mA

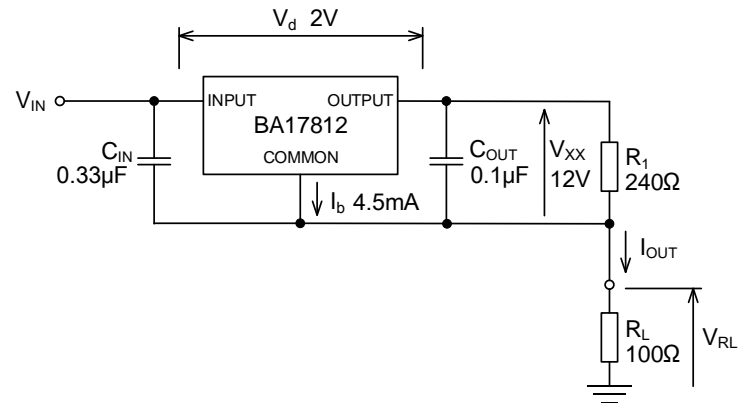


Figure 17-11-2. 50mA 定電流レギュレータ

$$I_{OUT} = \frac{V_{XX}}{R_1} + I_b = \frac{12V}{240\Omega} + 4.5mA = 54.5 \text{ [mA]}$$

$$V_{IN(MIN)} = V_{RL} + V_{XX} + V_d = (50mA \times 100\Omega) + 12V + 2V = 19V \text{ [V]}$$

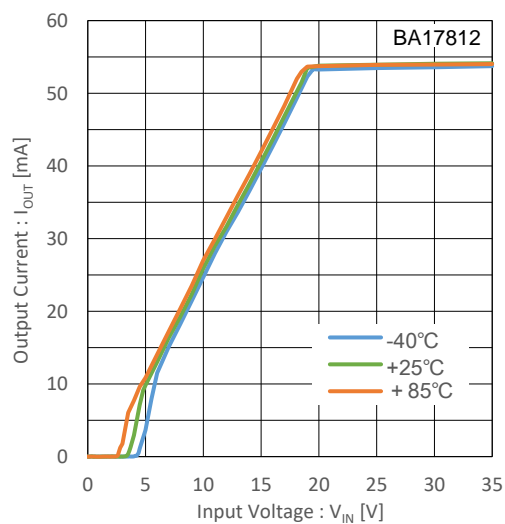


Figure 17-11-3. 出力電流 vs 入力電圧