

LC5220 シリーズ
アプリケーションノート Rev.1.4

Not Recommended for New Designs

サンケン電気株式会社
SANKEN ELECTRIC CO., LTD.
<http://www.sanken-ele.co.jp>

目次

概要	3
1. 絶対最大定格	4
2. 推奨動作範囲	5
3. 電気的特性	6
4. 各端子機能	7
5. ブロックダイアグラム	7
6. 応用回路例	10
7. 外形寸法、捺印仕様	10
8. 動作説明	12
8.1 PWM 電流制御(降圧コンバータ)	12
8.2 内部 PWM 制御回路	13
8.3 REF 端子の入力電圧 V_{REF} と IC の動作の関係	14
8.4 昇降圧コンバータ動作	16
8.5 過電流保護(OCP)	17
8.6 調光制御	18
9. 回路定数の設定(参考)	19
9.1 参考回路定数	19
9.2 回路部品の定数設定に関する注意事項	20
注意書き	22

概要

LC5220 シリーズ は、シンプルで高効率な非絶縁タイプの LED ドライバ IC です。商用電源から LED を定電流駆動できます。降圧、昇降圧コンバータが構成できます。

パワー MOSFET と制御 IC を 1 パッケージに内蔵し、外付け部品が少ないため、電源の省スペース化が必要な LED 電球などの小型照明に最適です。

REF 端子による各種制御機能により、さまざまな要求に対応可能です。

本製品は、商用電源を整流した入力電圧を直接入力して使用できます。

また、安全性の向上のため、フリーホイールダイオードオープン保護回路（昇降圧コンバータは LED 負荷オープン保護も可能）、および可変タイプの過電流保護機能があります。

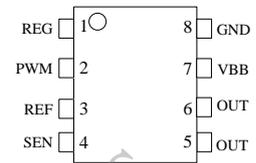
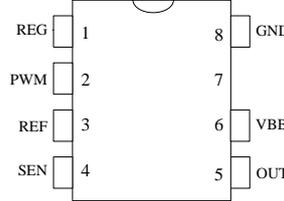
特長

- 降圧、昇降圧コンバータ動作対応
- 電流設定用の基準電圧内蔵
高精度かつ容易な電流設定を実現
- SLEEP 機能
REF 端子入力電圧 $\geq V_{SLP}$ で、出力をオフにラッチ
- ENABLE 機能
REF 端子入力電圧を絞りを、LED 負荷の全消灯が可能
- 高耐圧電源入力：250V(MAX)、450V(MAX)
- 定電流制御回路内蔵
PWM 式定電流制御回路を内蔵
出力電流は REF 端子入力電圧により制御が可能
- 外部 PWM 調光対応
- 保護機能
フリーホイールダイオードオープン保護(OPP)機能
----- ラッチ
低電圧動作保護機能(UVLO)
可変タイプ過電流保護機能(OCP) ----- ラッチ
過熱保護機能(TSD) ----- 自動復帰

パッケージ

DIP8

SOP8



Not to scale

アプリケーション

- LED 照明機器
- LED 電球

シリーズラインアップ

製品名	入力電源電圧		出力電流	出力 MOSFET $R_{DS(ON)}(MAX)$	パッケージ
	最大電圧	推奨電圧*			
LC5222D	250V	25V~200V	0.5A	2.2Ω	DIP8
LC5223D			1.0A	1.3Ω	
LC5225D	450V	25V~400V	0.5A	6Ω	
LC5226D			1.0A	3Ω	
LC5222S	250V	25V~200V	0.5A	2.2Ω	SOP8
LC5225S	450V	25V~400V	0.5A	6Ω	

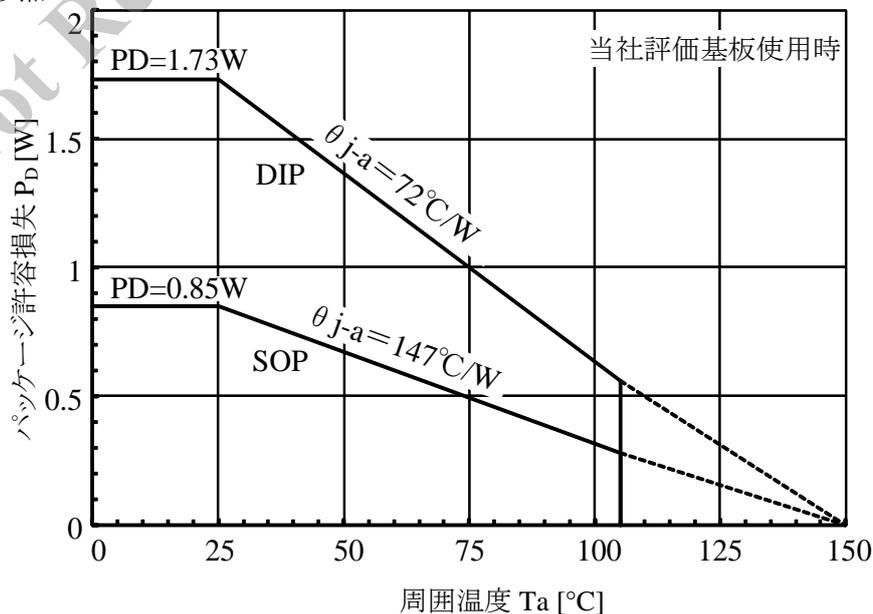
*下限電圧は LED の出力電圧やコンバータタイプによります

1. 絶対最大定格

- 詳細内容は、製品ごとの仕様書を参照願います
- 電流値の極性は、IC を基準としてシンクを“+”、ソースを“-”と規定します
- 端子番号が DIP8 と SOP8 パッケージで異なる場合は、括弧内に SOP8 の端子番号を表記します
- 特記のない場合の条件 Ta=25°C

項目	端子	記号	測定条件	規格値	単位	備考
主電源電圧	6-8 (7-8)	V _{BB}		250	V	LC5222D/S LC5223D
				450	V	LC5225D/S LC5226D
出力耐圧	5-4 (5,6-4)	V _{O(BR)}		250	V	LC5222D/S LC5223D
				450	V	LC5225D/S LC5226D
出力電流 ⁽¹⁾	5-4 (5,6-4)	I _O	1μs 未満のパルス幅は含まない	0.5	A	LC5222D/S LC5225D/S
				1.0	A	LC5223D LC5226D
PWM 端子電圧	2-8	V _{PWM}		-0.3~+V _Z ⁽²⁾	V	
REF 端子電圧	3-8	V _{REF}		-0.3~+V _Z ⁽²⁾	V	
SEN 端子電圧	4-8	V _{SEN}	1μs 未満のパルス幅は含まない	-0.3~+4.0	V	
許容損失 ⁽³⁾ ⁽⁴⁾	—	P _D	当社評価基板使用	0.85	W	LC5222S LC5225S
			当社評価基板使用	1.73	W	LC5222D LC5223D LC5225D LC5226D
動作周囲温度	—	T _a		-40~+105	°C	
保存温度	—	T _{stg}		-40~+150	°C	
ジャンクション温度	—	T _j		+150	°C	

- ⁽¹⁾ 出力電流値は、Duty 比、周囲温度、放熱条件で制限される可能性があります。いかなる場合もジャンクション温度 T_j を超えないようにします
- ⁽²⁾ PWM 端子と GND 間、REF 端子と GND 間には、それぞれツェナーダイオードを内蔵しています。V_Z は、この内部ツェナーダイオードのブレークダウン電圧で、V_Z=6.3V(TYP)です。なお、流入電流の最大値は 1mA です
- ⁽³⁾ 許容損失 P_D は、使用する基板のパターンレイアウトで変動します
- ⁽⁴⁾ Ta-P_D 曲線参照



Ta-P_D 曲線

2. 推奨動作範囲

- 推奨動作範囲とは、電気的特性に示す正常な回路機能を維持するために必要な動作範囲を示すものです。実働動作においては、推奨動作範囲内で使用する必要があります
- 電流値の極性は、IC を基準としてシンクを“+”、ソースを“-”と規定します
- 端子番号が DIP8 と SOP8 パッケージで異なる場合は、括弧内に SOP8 の端子番号を表記します

項目	端子	記号	規格値		単位	備考
			MIN	MAX		
電源電圧 ⁽¹⁾	6-8 (7-8)	V _{BB}	25	200	V	LC5222D/S LC5223D
			25	400	V	LC5225D/S LC5226D
出力電流 (平均電流)	5-4 (5,6-4)	I _{O(AVG)}	—	0.4	A	LC5222D/S LC5225D/S
			—	0.8	A	LC5223D LC5226D
REF 端子電圧	3-8	V _{REF}	0.2	2.5	V	通常動作時
ケース温度 ⁽²⁾	—	T _C	—	105	°C	

⁽¹⁾ 下限は使用する LED の出力電圧やコンバータタイプによります

⁽²⁾ ケース温度 T_C はパッケージの中央で規定。ここで、ケース温度の推奨値は、ジャンクション温度 T_j が 150°C 以下であることが前提

Not Recommended for New Design

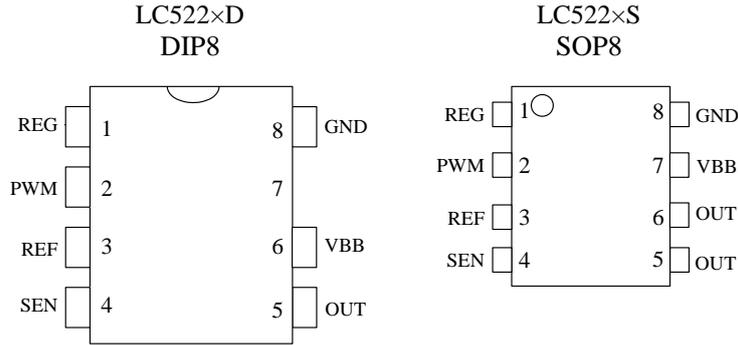
3. 電気的特性

- 詳細内容は、製品ごとの仕様書を参照願います
- 電流値の極性は、IC を基準としてシンクを“+”、ソースを“-”と規定します
- 端子番号が DIP8 と SOP8 パッケージで異なる場合は、括弧内に SOP8 の端子番号を表記します
- 特記のない場合の条件 $T_a=25^{\circ}\text{C}$ 、 $V_{\text{BB}}=140\text{V}$

項目	端子	記号	測定条件	規格値			単位	備考
				MIN	TYP	MAX		
電源電流	6-8 (7-8)	I_{BBs}	出力オフ時	—	1	1.5	mA	
	6-8 (7-8)	I_{BB}	動作時	—	2.5	4.0	mA	
出力 MOSFET 耐圧	5-4 (5,6-4)	$V_{(\text{BR})\text{DSS}}$	$I_{\text{D}}=1\text{mA}$	250	—	—	V	LC5222D/S LC5223D
				450	—	—	V	LC5225D/S LC5226D
出力 MOSFET ON 抵抗	5-4 (5,6-4)	$R_{\text{DS(ON)}}$	$I_{\text{D}}=0.5\text{A}$	—	1.2	2.2	Ω	LC5222D/S
			$I_{\text{D}}=1.0\text{A}$	—	0.7	1.3	Ω	LC5223D
			$I_{\text{D}}=0.5\text{A}$	—	3.5	6	Ω	LC5225D/S
			$I_{\text{D}}=1.0\text{A}$	—	1.7	3	Ω	LC5226D
出力 MOSFET ボディー ダイオード順方向電圧	4-5 (4-5,6)	V_{F}	$I_{\text{F}}=0.5\text{A}$	—	0.8	1.0	V	LC5222D/S
			$I_{\text{F}}=1.0\text{A}$	—	0.75	1.2	V	LC5223D
			$I_{\text{F}}=0.5\text{A}$	—	0.8	0.9	V	LC5225D/S
			$I_{\text{F}}=1.0\text{A}$	—	0.88	1.0	V	LC5226D
UVLO 解除電圧	6-8 (7-8)	$V_{\text{UVLO(ON)}}$		—	14	—	V	VBB 端子電圧
UVLO 動作電圧	6-8 (7-8)	$V_{\text{UVLO(OFF)}}$		—	12	—	V	VBB 端子電圧
REG 出力電圧	1-8	V_{REG}	$I_{\text{REG}}=0\text{mA}$	9.6	10	10.4	V	
REG 出力電流	1-8	I_{REG}	$V_{\text{REG}}=9\text{V}$	-2	—	—	mA	
ENABLE 電圧	3-8	V_{ENB}		—	0.15	0.19	V	REF 端子電圧
SLEEP 電圧	3-8	V_{SLP}		2.85	3.0	—	V	REF 端子電圧
REF 端子流入電流	3-8	I_{REF}		-10	—	10	μA	
電流制御検出電圧	4-8	V_{SEN}	$V_{\text{REF}}=0.2\sim 2.0\text{V}$	$0.4\times V_{\text{REF}}$ -0.03	$0.4\times V_{\text{REF}}$	$0.4\times V_{\text{REF}}$ +0.03	V	
			$V_{\text{REF}}=2.0\sim 3.0\text{V}$	0.77	0.8	0.83	V	
OCP 検出電圧	4-8	V_{OCP}	$V_{\text{REF}}=0.2\sim 2.0\text{V}$	—	$0.4\times V_{\text{REF}}$ +0.7	—	V	
			$V_{\text{REF}}=2.0\sim 3.0\text{V}$	—	1.5	—	V	
SEN 端子流入電流	4-8	I_{SEN}		-10	—	10	μA	
PWM 端子 Low 電圧	2-8	$V_{\text{PWM(L)}}$		—	2	—	V	
PWM 端子 High 電圧	2-8	$V_{\text{PWM(H)}}$		—	3	—	V	
PWM 端子出力電流	2-8	I_{PWM}		—	-20	—	μA	
PWM ブランキング時間	—	$t_{\text{BLK(P)}}$		—	0.3	—	μs	
OCP ブランキング時間	—	$t_{\text{BLK(O)}}$		—	0.2	—	μs	
PWM 動作周波数	2-8	f_{PWM}	Duty=50%	—	—	200	kHz	
PWM オフ時間	—	t_{OFF}	$C_{\text{PWM}}=100\text{pF}$	—	17	—	μs	
出力 MOSFET 立ち上がり時間	5-4 (5,6-4)	t_{r}	$I_{\text{o}}=0.4\text{A}$	—	25	—	ns	
出力 MOSFET 立ち下がり時間	5-4 (5,6-4)	t_{f}	$I_{\text{o}}=0.4\text{A}$	—	50	—	ns	
過熱保護動作温度 *	—	T_{TSD}		—	150	—	$^{\circ}\text{C}$	
TSD ヒステリシス *	—	$T_{\text{TSD(HYS)}}$		—	55	—	$^{\circ}\text{C}$	

* 制御 IC のチップ温度 (T_{j})

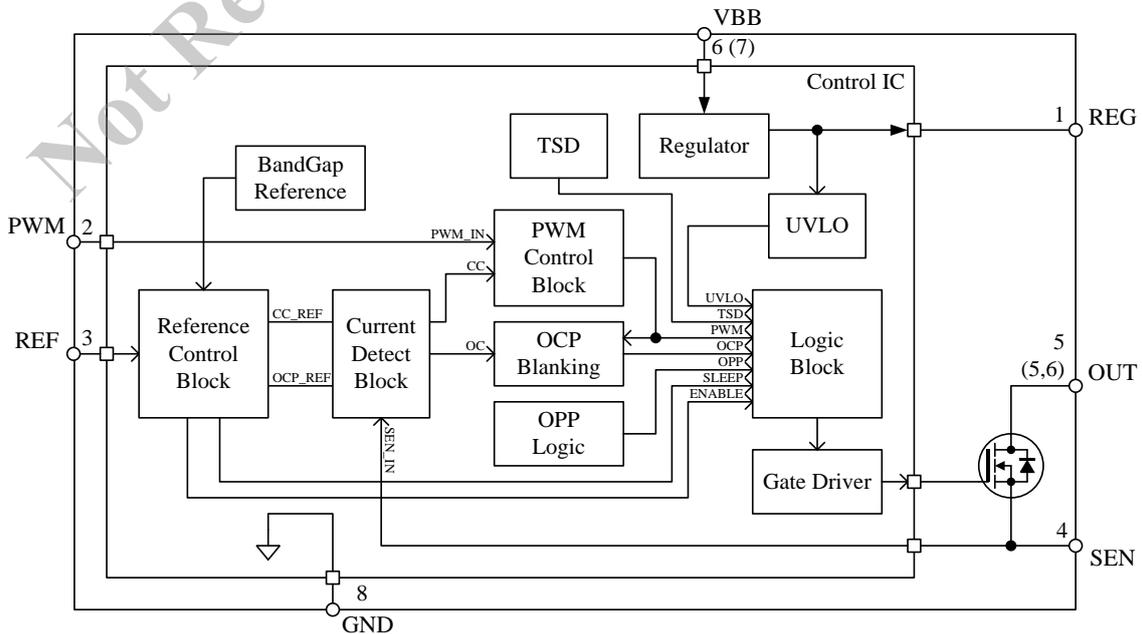
4. 各端子機能



記号	端子番号		機能
	LC522xD (DIP8)	LC522xS (SOP8)	
REG	1	1	内蔵レギュレータの出力。内部および外部回路に電流を供給 ピン付近に 0.1μF のバイパスコンデンサを接続
PWM	2	2	内部 PWM の場合、オフ時間設定用の C を接続 外部 PWM の場合、PWM 信号の入力端子として機能
REF	3	3	内部 PWM 時の OUT 端子 (出力 MOSFET) ピーク電流設定用入力端子。REF 端子電圧でピーク電流を設定。また、OUT 端子のオン/オフ(ENABLE 機能)、 OUT 端子をオフにラッチ(SLEEP 機能)する信号入力端子
SEN	4	4	出力電流の検出端子 内部 PWM の場合、検出抵抗を接続し、ピーク電流検出と、過電流検出端子として使用
OUT	5	5,6	負荷と接続する端子で、内蔵出力 MOSFET のドレイン端子と接続
VBB	6	7	主電源入力端子。この端子から内部レギュレータを介して内部の電力を供給
—	7		抜きピン LC522xD (DIP8)は高電圧部の絶縁距離を確保するために抜きピン LC522xS (SOP8)は使用するお客様の設計基準考慮が必要です
GND	8	8	グラウンド端子

5. ブロックダイアグラム

端子番号が DIP8 と SOP8 パッケージで異なる端子は、括弧内に SOP8 の端子番号を表記します。



1) Regulator

主電源 VBB 端子から 10V へ降圧するリニアレギュレータで、内部回路および外付け素子に電源供給をします。Regulator ブロックは、出力 MOSFET のゲートをチャージするときにパルス電流が流れます。そのため、電圧の安定化用に REG 端子の直近に 0.1 μ F のセラミックコンデンサを接続します。

2) Band Gap Reference

電源電圧および温度の影響を受けにくい、バンドギャップ基準電圧源(高精度レギュレータ)です。内部電流制御の基準電圧などに使用します。

3) Reference Control Block

REF 端子の入力電圧値により、内部の基準電圧の制御および出力 MOSFET のオン/オフを制御する回路です。生成する基準電圧は内部 PWM のピーク電流制御用の CC_REF、過電流保護用の OCP_REF の 2 系統があります。また、基準電圧 3V の SLP コンパレータ、および 0.15V の ENB コンパレータを備え、SLEEP および ENABLE 信号を生成します。

4) Current Detect Block

SEN 端子に接続する電流検出抵抗 R_s の電圧値により、出力電流を検出する回路です。2 個あるコンパレータは SEN_IN の電圧と、内部の基準電圧を比較します。

図 5-1 に示すように、内部 PWM のピーク電流制御用コンパレータ CC Comp は CC_REF、過電流保護用コンパレータ OCP Comp は OCP_REF を基準としています。

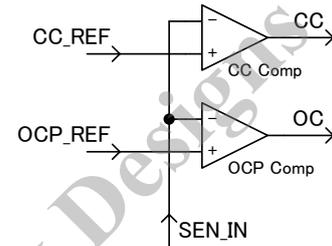


図 5-1 Current Detect Block 回路図

5) PWM Control Block

出力 MOSFET の PWM (Pulse Width Modulation:パルス幅変調) 制御回路で、内部 PWM による定電流制御、および外部信号による外部 PWM に対応しています。

また、固定オフ時間の設定用に 20 μ A のソース電流源を備えています。

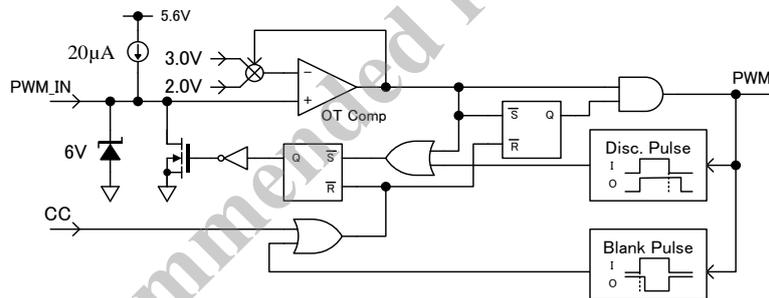


図 5-2.PWM Control Block 回路図

6) OCP (Overcurrent Protection) Blanking

Current Detect Block の OC 信号により、過電流状態と判定すると OCP 信号を出力します。出力 MOSFET のターンオン時に発生するサージ電圧による誤動作を防止するため、このブロックには、ターンオン後ブランキング時間(動作停止期間) $t_{BLK(O)}$ を設けています。

7) OPP(Open Protection) Logic

フリーホイールダイオードラインのオープンを検出する回路ブロックです (OPP 保護機能)。

フリーホイールダイオードラインのオープン検出がない場合、このラインをオープン状態で動作させると、チョークコイルに蓄えたエネルギーの回生経路が遮断します。そのため、出力 MOSFET にこのエネルギーが印加し、破壊することがあります。

本 IC はフリーホイールダイオードラインのオープンを検出し、出力 MOSFET の破壊を防止します。

昇降圧コンバータの場合は、LED 負荷のオープン保護もできます。

8) UVLO(Undervoltage Lock Out)

Regulator の出力電圧が正常であるかを常に監視しており、電源低下時の異常動作を防止します。VBB 端子電圧が $V_{UVLO(OFF)}$ 以下になると、IC は動作前の初期状態になります。

また、保護動作のラッチ回路のパワーオンリセットとしても使用します。

9) TSD (Thermal Shutdown)

制御 IC(Control IC)のチップ温度を常に監視しています。

制御 IC の温度が T_{TSD} 以上になると OUT 端子出力をオフにし、異常過熱を防止します。制御 IC の温度が $T_{TSD} - T_{TSD(HYS)}$ 以下に下がるか、 $T_{TSD} - T_{TSD(HYS)}$ に下がる前でも、入力電圧をオフにし(VBB 端子電圧を $V_{UVLO(OFF)}$ 以下に下げる)、再投入すると通常動作に復帰します。

なお、TSD の回路は制御 IC 上に存在するため、出力 MOSFET の熱が制御 IC に伝播し、TSD が動作するまでに時間がかかります。そのため出力 MOSFET が急激に過熱状態になった場合、TSD が動作する前に破壊する可能性がありますので、十分な評価が必要です。

10) Logic Block

PWM Control 回路、および各種保護回路からの入力をもとに、OUT 端子出力のオン/オフを決定します。

ロジック動作は、入力信号によってノンラッチ動作とラッチ動作に分かれます。各入力信号に対する動作は、表 5 に示すとおりです。

OUT 端子出力がオンになるのは、すべての入力信号が、OUT 端子出力をオンとするロジックのときのみです。

ラッチを解除するには入力電圧の再投入(VBB 端子電圧を $V_{UVLO(OFF)}$ 以下に下げる)が必要です。

表 5 Logic Block 入出力動作

入力信号	ラッチ	OUT 端子オフ(出力 MOSFET オフ)動作条件
UVLO	ノンラッチ	REG 端子電圧低下時
TSD	ノンラッチ	制御 IC 過熱時
PWM	ノンラッチ	PWM 制御がオフ信号時
OCF	ラッチ	過電流検出時
OPP	ラッチ	フリーホイールダイオードラインのオープン検出時
SLEEP	ラッチ	REF 端子が 3V 以上
ENABLE	ノンラッチ	REF 端子が 0.15V 以下

11) Gate Driver

出力 MOSFET のゲート駆動用回路です。

12) MOSFET

出力 MOSFET です。電流・電圧定格に応じた MOSFET を内蔵しています。

6. 応用回路例

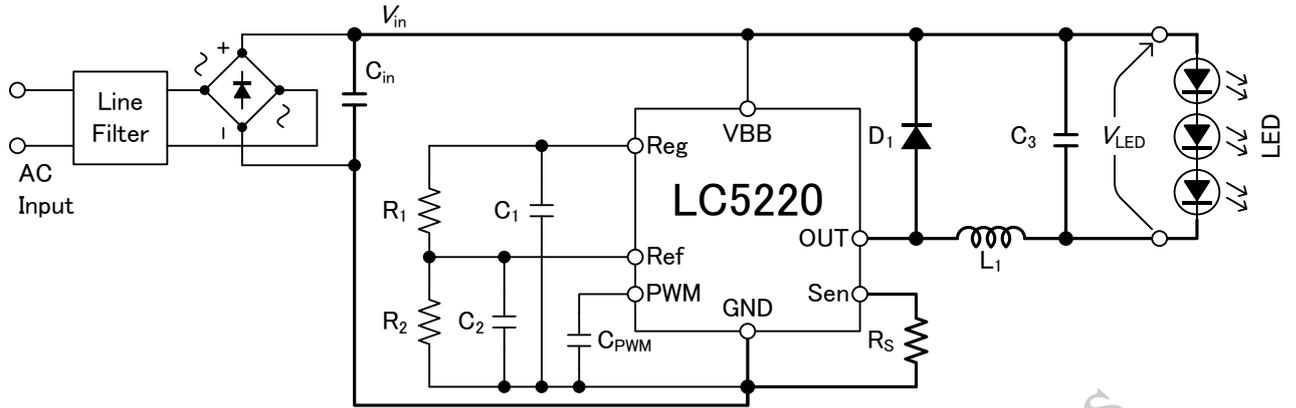
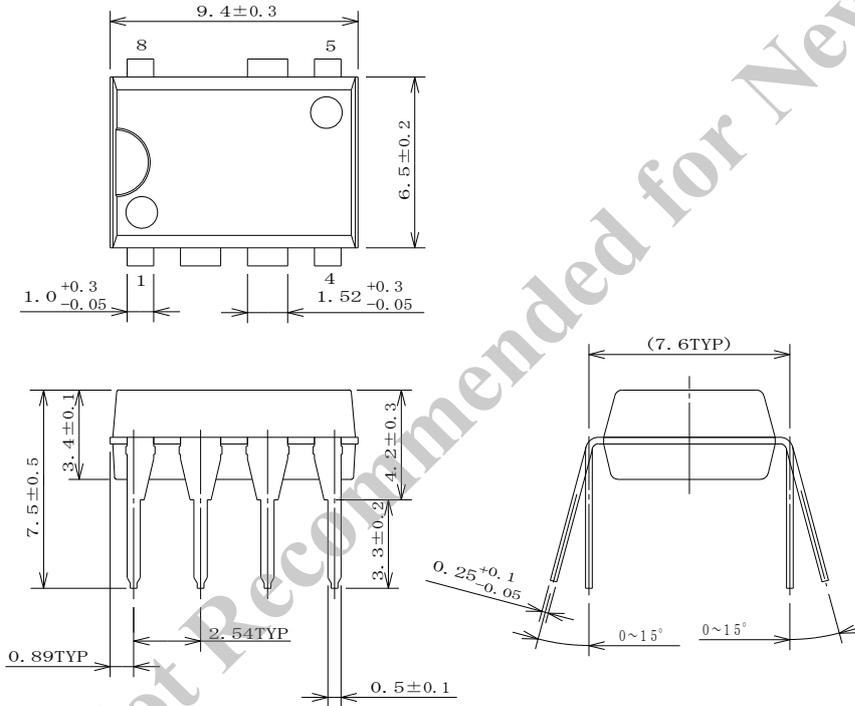


図 6-1 降圧コンバータ応用回路例

7. 外形寸法、捺印仕様

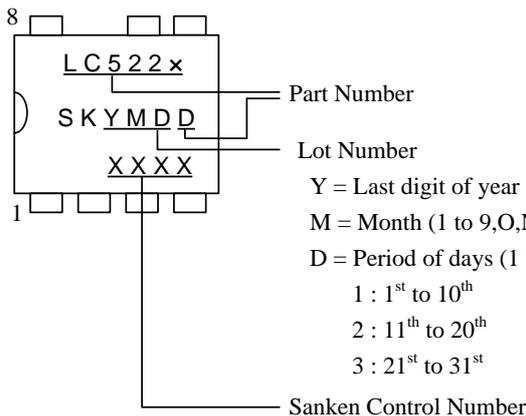
DIP8



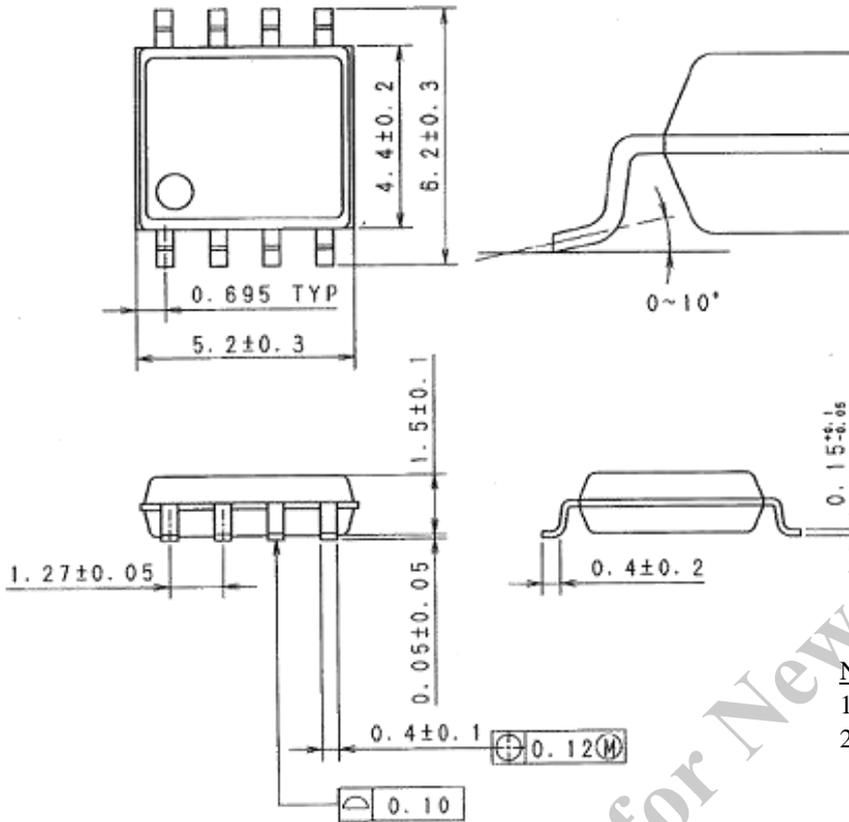
NOTES:

- 1) 単位: mm
- 2) Pb フリー品(RoHS 対応)です

DIP8



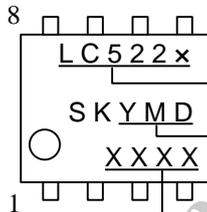
SOP8



NOTES:

- 1) 単位:mm
- 2) Pbフリー品(RoHS 対応)です

SOP8



Part Number

Lot Number

Y = Last digit of year (0 to 9)

M = Month (1 to 9, O, N or D)

D = Period of days (1 to 3)

1 : 1st to 10th

2 : 11th to 20th

3 : 21st to 31st

Sanken Control Number

8. 動作説明

電流値の極性は、IC を基準としてシンクを“+”、ソースを“-”と規定します。
特記なき場合の特性数値は、TYP 値を表記します。

8.1 PWM 電流制御(降圧コンバータ)

図 8-1 に降圧コンバータの PWM 動作波形を、図 8-2 にこのコンバータにおける負荷電流経路を示します。

図 8-1 の①～④のポイントの内部 PWM 電流制御は、以下になります。

①PWM オン期間

起動時、および設定した出力 MOSFET の電流値に到達していない状態では、出力 MOSFET がオンとなり、図 8-2 の I_{ON} で示す経路で電流が流れます。

②ターンオフ

PWM オン期間は LED 電流が電流検出抵抗 R_S に流れ、この電流を R_S で SEN 端子電圧として検出します。この検出電圧 V_{SEN} が内部 PWM 基準電圧 V_{CCR} に達したときに、出力 MOSFET をターンオフします。

③PWM オフ期間

出力 MOSFET がターンオフすると、チョークコイル L_1 に逆起電力が発生します。これにより、還流ダイオード D_1 は順方向にバイアスされターンオンします。

このように、PWM オン期間にチョークコイル L_1 に蓄えたエネルギーは、図 8-2 の I_{OFF} で示す経路を通過して回生します。

④ターンオン

固定オフ時間 t_{OFF} が経過すると、出力 MOSFET が再度ターンオンし、①の PWM オン期間が開始します。

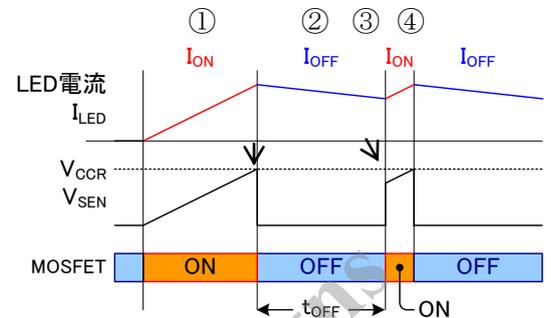


図 8-1 降圧コンバータの動作波形

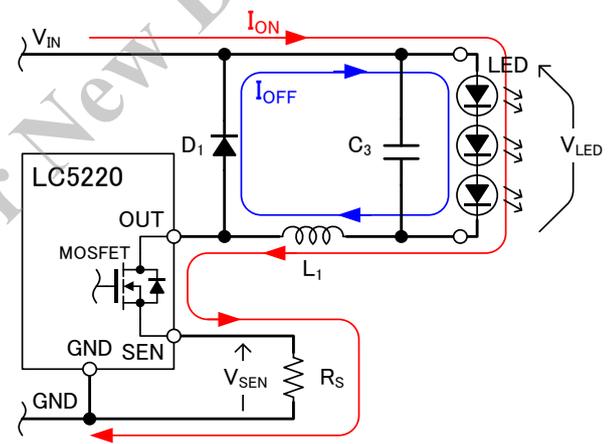


図 8-2 降圧コンバータの電流経路

8.2 内部 PWM 制御回路

本 IC の内部 PWM 制御に関連する回路を図 8-3 に、動作模式図を図 8-4 に示します。

出力 MOSFET をオンにすると、負荷の電流が増大し、電流検出抵抗 R_S の電位 V_{SEN} が上昇します。SEN 端子に接続している電流検出コンパレータ CC Comp で、 V_{SEN} 電圧を内部 PWM 基準電圧 V_{CCR} と比較し、 $V_{CCR} < V_{SEN}$ となった時点で CC Comp が反転します(図 8-4.A 点)。

この信号を受けると、RS フリップフロップの出力 Q をリセットし、AND ゲート→Logic Block→Gate Driver→出力 MOSFET の順でオフ信号が伝搬して、出力 MOSFET がターンオフします。同時に、PWM 端子に接続している C_{PWM} 放電用 MOS スwitch がオンして、 C_{PWM} を放電します。一定時間が経過し、 V_{PWM} が 2V を下回った時点で、オフ時間制御の OT Comp が反転して、RS フリップフロップの出力 Q をセットします。これにより C_{PWM} 放電用の MOS スwitch がオフになり、20 μ A の定電流源が C_{PWM} を充電します。

V_{PWM} 電圧が 3V を超えた時点で固定オフ時間 t_{OFF} が終了し、出力 MOSFET がターンオンして最初の状態に戻ります(図 8-4.B 点)。誤動作を防止するため、 V_{SEN} 電圧の検出は、PWM ブランキング時間 $t_{BLK(P)}$ を除くオン期間に行います。

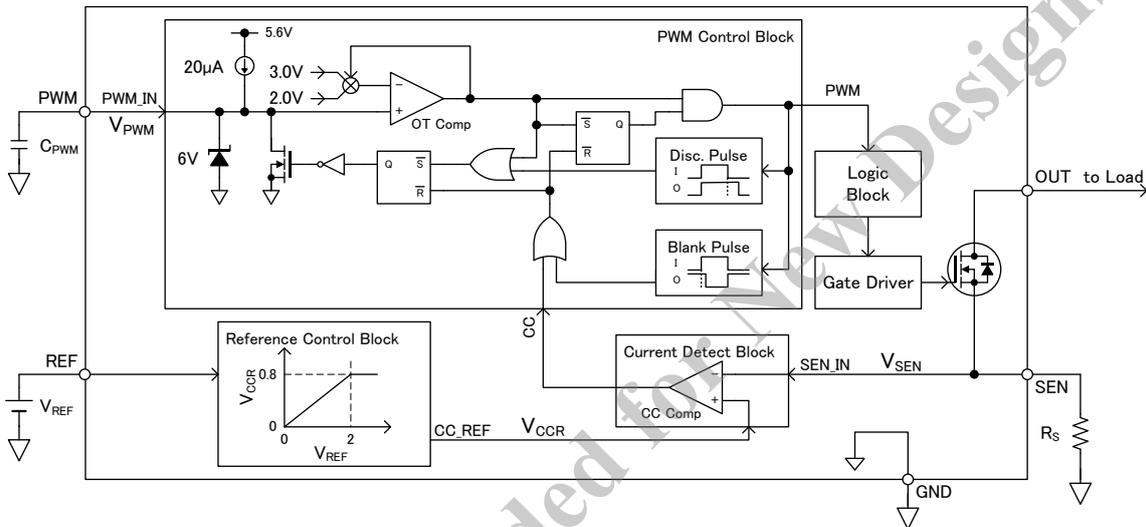


図 8-3 電流制御回路

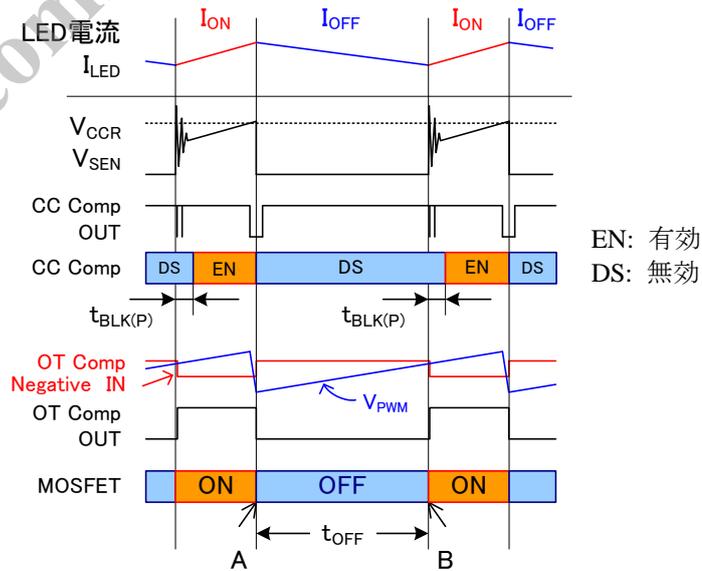


図 8-4 電流制御回路動作模式図

8.3 REF 端子の入力電圧 V_{REF} と IC の動作の関係

REF 端子の入力電圧により、内部の Reference Control Block は、2 系統の基準電圧と 2 系統のロジック信号を生成します。基準電圧は V_{CCR} と V_{OCR} 、ロジック信号は OFF(DISABLE) と Latch(SLEEP) です。

以下に REF 端子入力電圧 V_{REF} に対する IC の動作を説明します。

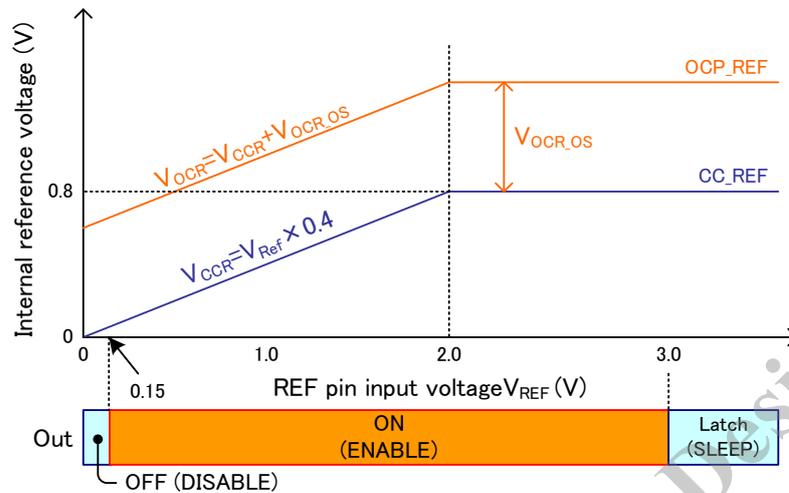


図 8-5 Reference Control Block 入出力特性

A) 内部 PWM 基準電圧 V_{CCR}

V_{CCR} は、内部 PWM 電流制御用 CC_REF 信号です。

内部 PWM 制御は、基準電圧 V_{CCR} と、外付けの電流検出抵抗 R_S に生じる電圧 V_{SEN} のピークが等しくなるように制御します。図 8-5 に示すように、CC_REF は REF 端子入力電圧 $V_{REF} = 2V$ を境に動作が異なります。

・ $V_{REF} < 2V$ の場合

$$V_{CCR} = 0.4 \times V_{REF} \quad \text{---- (8.1)}$$

$$I_{PEAK} = 0.4 \times V_{REF} / R_S \quad \text{---- (8.2)}$$

式(8.1)に示すように V_{CCR} は V_{REF} に比例して変化します。

この領域では、LED 負荷のピーク電流 I_{PEAK} は、 V_{REF} に比例するため、外部から REF 端子に直流電圧を印加することで出力電流を制御できます。

・ $V_{REF} > 2V$ の場合

$$V_{CCR} = 0.8(V) \quad \text{---- (8.3)}$$

$$I_{PEAK} = 0.8(V) / R_S \quad \text{---- (8.4)}$$

式(8.3)に示すように、 V_{CCR} は V_{REF} に関係なく 0.8V 固定です。この電圧は内部の安定した基準電圧から生成しているため、この領域では V_{REF} の精度の影響をほとんど受けません。

V_{REF} をこの領域に設定した場合、LED 負荷のピーク電流 I_{PEAK} は、外付けの電流検出抵抗 R_S で設定します。

B) OCP 基準電圧 V_{OCR}

V_{OCR} は、過電流保護(OCP)用 OCP_REF 信号です。図 8-5 に示すように、 V_{OCR} は V_{CCR} に対してオフセット電圧 V_{OCR_OS} 分を上乗せさせた電圧です。

OCP は外付けの電流検出抵抗 R_S に生じる電圧 V_{SEN} が、基準電圧 V_{OCR} を超えると過電流と判断し、出力 MOSFET をオフにラッチします。ラッチを解除するには入力電圧の再投入 (V_{BB} 端子電圧を $V_{UVLO(OFF)}$ 以下に下げる) が必要です。

V_{OCR_OS} は 0.7V です。出力 MOSFET の耐量は高温時に低下するため、高温時に OCP が動作しやすくなるよう、 V_{OCR_OS} は温度が上昇すると低下する特性です。

C) ENABLE 信号(ノンラッチタイプ)

REF 端子入力電圧 V_{REF} が ENABLE 電圧 $V_{ENB} = 0.15V$ を超えると、出力を許可する ENABLE 信号を Logic Block へ出力します。逆に $V_{REF} < V_{ENB}$ となると、他の信号と無関係に出力 MOSFET はオフになります。この信号はノンラッチタイプです。これにより、REF 端子を GND 電位にすると、LED を消灯できます。

D) SLEEP 信号(ラッチタイプ)

REF 端子入力電圧 V_{REF} が SLEEP 電圧 $V_{SLP} = 3.0V$ を超えると、出力停止する SLEEP 信号を Logic Block へ出力し、出力 MOSFET をオフにラッチします。

ラッチの解除には、入力電圧の再投入 (VBB 端子電圧を $V_{UVLO(OFF)}$ 以下に下げる) が必要です。

図 8-6 に SLEEP 信号を用いた LED 負荷の過電圧保護 (OVP) 回路例を示します。

降圧コンバータでは、負荷オープン時の保護回路がない場合、LED がオープンになると、 C_3 の両端電圧は約 V_{IN} まで上昇します。このためアブノーマル時を考慮すると、 C_3 に必要な耐圧が過剰に高くなります。

図 8-6 の回路は、 C_3 に過電圧が発生した場合、 R_5 、 PC_1 (発光側)、 D_2 で検出し、 R_4 、 PC_1 (受光側) で REF 端子電圧を 3V 以上にプルアップします。これにより、SLEEP 機能が動作し、出力 MOSFET をオフにラッチして、出力電圧の過電圧を防止できます。また、OVP 以外にも回路次第で他の信号により、出力 MOSFET をオフにラッチできます。

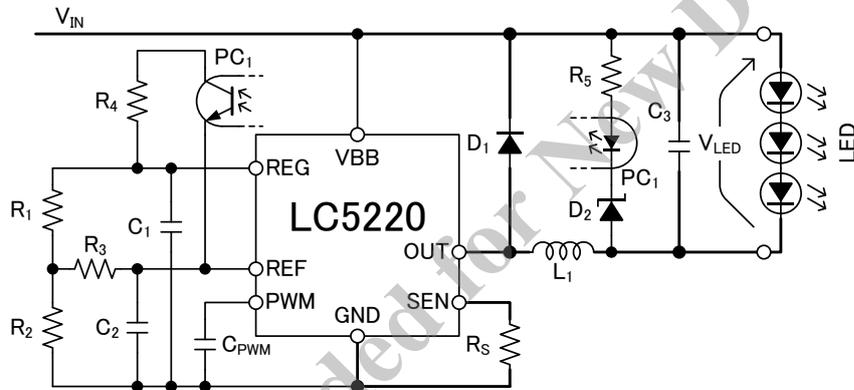


図 8-6 外部保護回路によるラッチ回路例(OVP)

8.4 昇降圧コンバータ動作

図 8-2 に示す降圧コンバータの LED が点灯する条件は、式 (8.5) になります。入力電圧が低い場合や、LED 負荷の直列数が多い場合は動作に制限があります。

$$V_{IN}(\text{入力電圧}) > V_{LED}(\text{出力電圧}) \text{ ---- (8.5)}$$

負荷の接続方法を図 8-7 に変更すると、昇降圧コンバータ動作が可能で、昇降圧コンバータの動作範囲は式 (8.6) になり、LED 負荷の直列数を増やすことができます。

$$V_{IN} + V_{LED} < V_{O(max)}(\text{最大出力電圧}) \text{ ---- (8.6)}$$

ただし、降圧コンバータと比較すると、入力電圧に対する出力変動や LED 電流のリプルは悪化するので注意が必要です。

本 IC を昇降圧コンバータで使用した場合、図 8-8 の①～④のポイントの内部 PWM 電流制御は、以下になります。

① PWM オン期間

起動時および設定した出力 MOSFET の電流値に到達していない状態では、出力 MOSFET がオンになり、図 8-7 の I_{ON}' で示す経路で電流が流れます。この期間は L_1 にエネルギーを蓄える期間であり、LED 負荷には電流が流れません。そのため、LED 負荷の電流断続が許容できない場合は、LED 負荷と並列にコンデンサを接続します。

② ターンオフ

PWM オン期間は、 L_1 電流が電流検出抵抗 R_S に流れ、この電流を R_S で SEN 端子電圧として検出します。この検出電圧 V_{SEN} が内部 PWM 基準電圧 V_{CCR} に達したときに、出力 MOSFET をターンオフします。

③ PWM オフ期間

出力 MOSFET がターンオフすると、チョークコイル L_1 に逆起電力が発生します。これにより、還流ダイオード D_1 は順方向にバイアスされターンオンします。このように、PWM オン期間にチョークコイル L_1 に蓄えたエネルギーは、図 8-7 の I_{OFF}' で示す経路を通過して回生します。この電流により LED が点灯します。

④ ターンオン

固定オフ時間 t_{OFF} が経過すると、出力 MOSFET が再度ターンオンし、①の PWM オン期間が開始します。

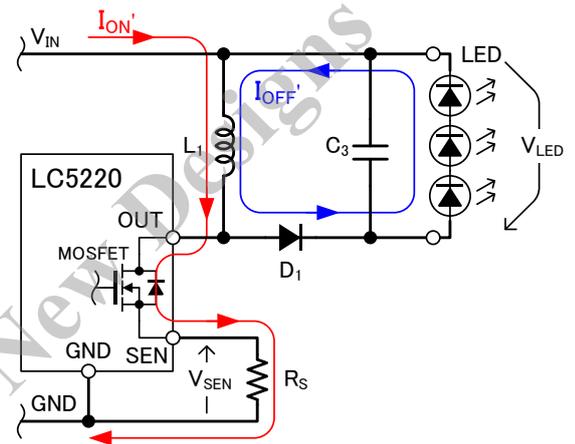


図 8-7 昇降圧コンバータ電流経路

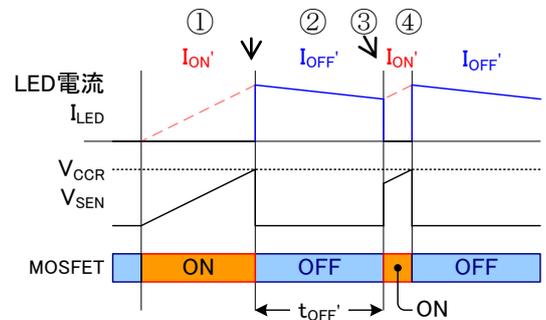


図 8-8 昇降圧コンバータ動作波形

昇降圧コンバータは、負荷オープン時の保護回路がない場合に LED 負荷がオープンになると、チョークコイルのエネルギーを回生する経路がなくなり、出力 MOSFET に過大なエネルギーが印加して破壊する恐れがあります。

本 IC の OPP 機能により、このような負荷オープン時の破壊を防止できます。

8.5 過電流保護 (OCP)

本 IC の過電流保護 (OCP) に関連する回路を図 8-9 に、動作模式図を図 8-10 に示します。

SEN 端子に接続している過電流検出コンパレータ OCP Comp で、電流検出抵抗 R_s の電位 V_{SEN} を OCP 基準電圧 V_{OCR} と比較します。 $V_{OCR} < V_{SEN}$ となった時点で OCP Comp が反転し、過電流と判断します。この OCP 信号を受けると、Logic Block 内部ラッチ回路が、出力 MOSFET をオフにラッチします。

ラッチの解除には、入力電圧の再投入 (VBB 端子電圧を $V_{UVLO(OFF)}$ 以下に下げる) が必要です。

誤動作を防止するため、過電流保護 (OCP) 検出は、OCP ブランキング時間 $t_{BLK(O)}$ を除く、オン期間に行います。

OCP は、あくまでも過大電流が R_s に流れ、SEN 端子電圧 V_{SEN} が V_{OCR} に達したときに動作するため、LED 負荷がショートしてもチョークコイルにより電流制限がかかり V_{OCR} に達しない場合は OCP 動作を行いません。

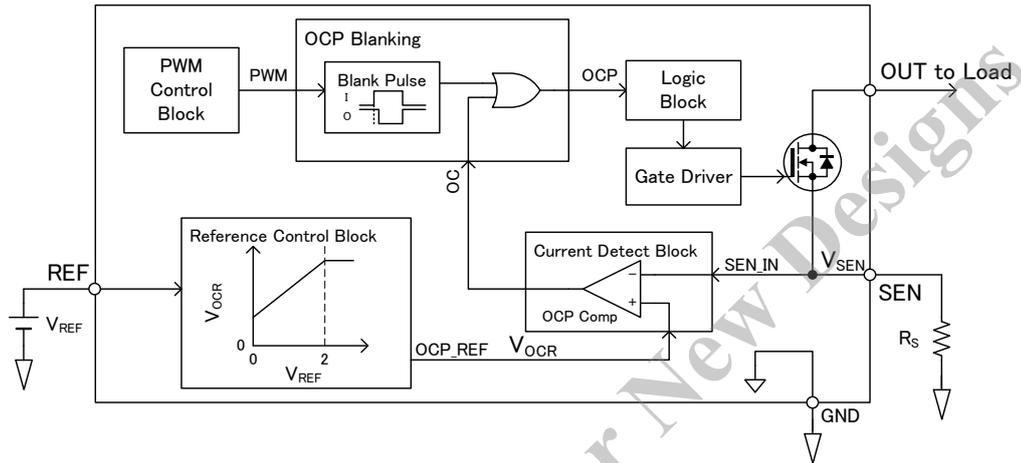


図 8-9 過電流保護(OCP)回路

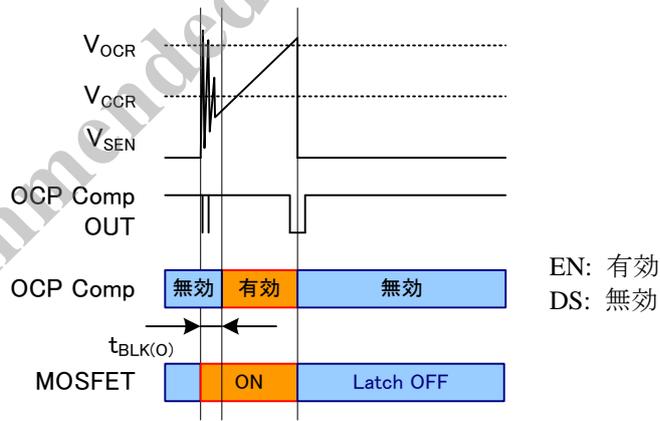


図 8-10 過電流保護回路(OCP)動作模式図

8.6 調光制御

8.6.1 内部 PWM 調光

本 IC は PWM 定電流制御回路を内蔵しているため、少ない外付け部品で LED の定電流駆動が実現できます。LED 負荷のピーク電流 I_{PEAK} は、式 (8.7) で算出できます (V_{CCR} は“8.3 REF 端子の入力電圧 V_{REF} と IC の動作の関係”参照)。

$$I_{PEAK} = \frac{V_{CCR}}{R_S} \quad \text{----(8.7)}$$

また、外部から LED 負荷に流す電流を可変して調光を行う場合は、以下の方法を用います。

1. REF 端子のアナログ電圧を可変する (図 8-11)
2. PWM 信号を LPF (ローパスフィルタ) で積分してアナログ変換を行い REF 端子に入力する (図 8-12)

8.6.2 外部 PWM 調光

この調光の方式は、本 IC を高耐圧のパワースイッチとして使用する方法です。

PWM 端子に入力するロジック信号に応じて、OUT 端子の出力をオン/オフします (表 8-1)。

この制御では、内部 PWM 電流制御回路は動作しないため、外部に電流制御回路が必要です。PWM 信号の周波数は 20kHz~200kHz を推奨します。

図 8-12 のように、PWM 端子に接続している C_{PWM} を外し、PWM 端子にオープンドレインの回路で PWM 信号を入力します。ただし、CMOS 出力は、 C_{PWM} 放電用 MOSFET がオンのときに、短絡する条件があるため不適です。また、REF 端子の入力電圧 V_{REF} は $0.15V < V_{REF} < 3V$ になるようにし、SEN 端子は GND 端子とショートします。

注意事項:

この回路を使用する場合、OCP、OPP 保護回路は動作しません。

8.6.3 内部 PWM+外部 PWM 調光

前項の 2 方式を組み合わせた方法です。

LED 負荷に流すピーク電流 (電流リミット) を内部 PWM 方式で決定し、外部 PWM 信号を使い平均電流を制御する方式です。この方式は、外部 PWM 信号の周波数が低い (200~500Hz) 場合に有効です。

なお、回路は図 8-13 のような構成です。LED の平均電流は、図 8-14 のように、外部 PWM 信号の ON Duty が小さいほど増加します。

(ON Duty = 100% で、LED 電流は“0A”です)

表 8-2. 内部 PWM+外部 PWM の真理値表

PWM 信号	LED 電流制御
L	内部 PWM 制御
H	LED OFF

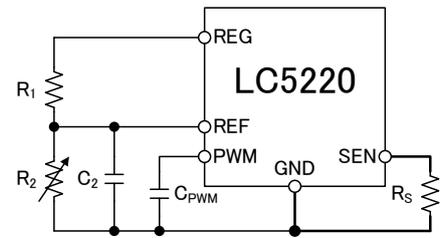


図 8-11 調光対応回路(アナログ入力)

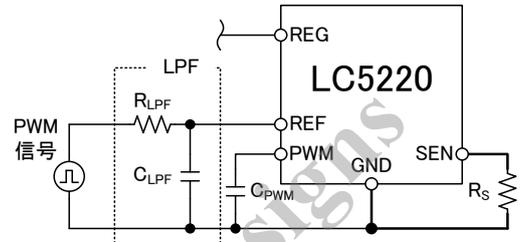


図 8-12 調光対応回路(PWM 積分入力)

表 8-1. 外部 PWM の真理値表

PWM 信号	OUT 端子
L	ON
H	OFF

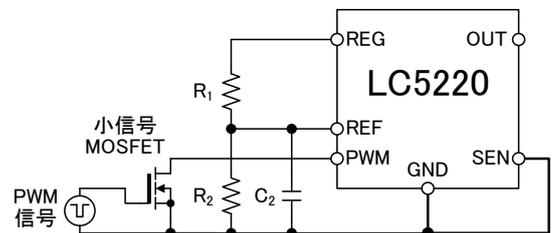


図 8-12 調光対応回路(外部 PWM 用)

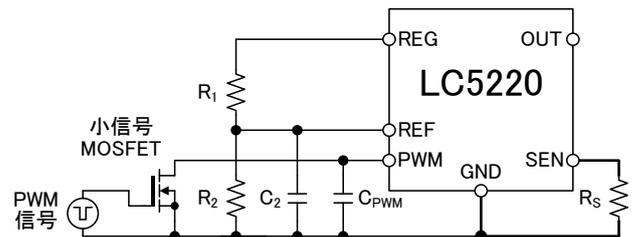


図 8-13 調光対応回路(内部 PWM+外部 PWM 用)

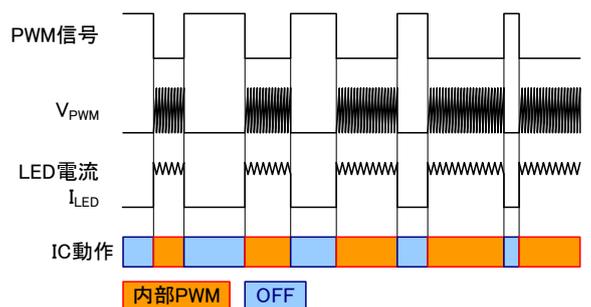


図 8-14 電流波形模式図

9. 回路定数の設定 (参考)

9.1 参考回路定数

図 9-1 に降圧コンバータ応用回路、表 9-1 に回路部品の参考定数を示します。

入力電圧: AC100V

LED 電圧: 15V、LED ピーク電流: 0.3A

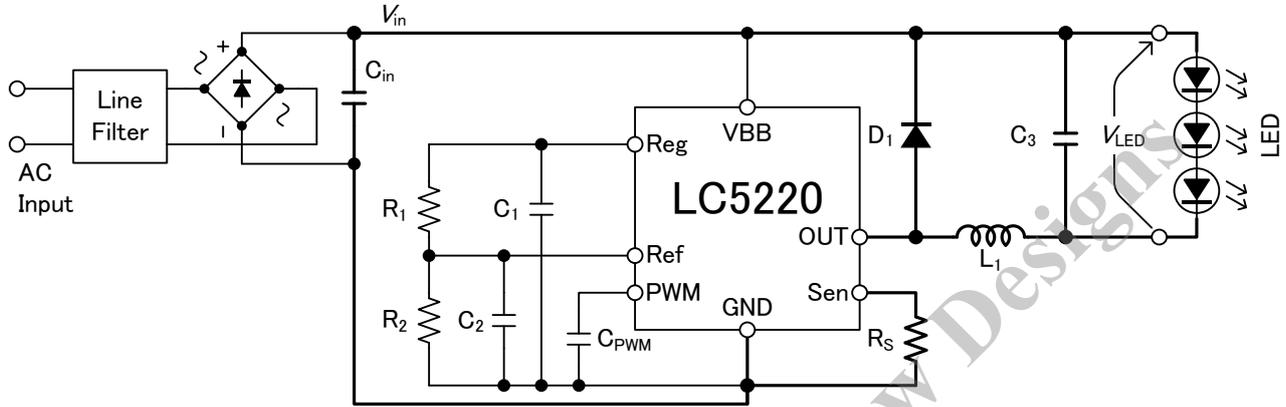


図 9-1 降圧コンバータ応用回路例

表 9-1 応用回路外付け部品の参考定数

記号	部品	参考定数	説明
LED	LED	—	使用する LED を接続
L ₁	チョークコイル	1mH/1A	電流平滑用チョークコイル
D ₁	超高速ダイオード	RD2A	還流用フリーホイールダイオード
C _{IN}	コンデンサ	~4.7μF/450V	主電源フィルタコンデンサ *本 IC は通常 1nF 以上であれば動作可能
C ₁	コンデンサ	0.1μF/25V	内蔵レギュレータ安定化用コンデンサ
C ₂	コンデンサ	1000pF(~0.1μF)/25V	REF 電圧安定化用コンデンサ
C ₃	コンデンサ	0.1μF/250V	LED リップル電流平滑コンデンサ (オプション)
C _{PWM}	コンデンサ	100pF/25V	内部 PWM 制御のオフ時間設定用コンデンサ
R ₁	抵抗	620kΩ/1/8W	出力ピーク電流設定用抵抗
R ₂	抵抗	51kΩ/1/8W	出力ピーク電流設定用抵抗
R _S	抵抗	1.0Ω/1W	電流検出抵抗

注意事項:

当回路は動作に必要な部品のみ記載しています。使用状況やノイズに対する考慮はしていませんので、実使用ではこれらを十分に考慮した設計が必要です。

また、定数は参考例です。実際に使用する LED 負荷条件などによっては、定数を変更する必要があります。

9.2 回路部品の定数設定に関する注意事項

● 出力負荷:LED

ICの定格電流との関係に注意が必要です。また、降圧コンバータでは、LEDの直列数は $V_{LED} < V_{IN}$ となるようにします($V_{IN} < V_{LED}$ となるとLEDは消灯します)。標準的には $V_{LED} = 9 \sim 60V$ 程度を想定しています。

*昇降圧コンバータ構成は $V_{IN} < V_{LED}$ の条件でも点灯が可能です(“8.4 昇降圧コンバータ動作”参照)。

● LED 電流平滑用チョークコイル: L_1

インダクタンスが大きくなると電流リップルが小さくなり、電流の安定度も向上します。標準的には、 $0.5mH \sim 10mH$ 程度を想定しています。

実使用時は、電流リップルのピーク値でチョークコイルが飽和しないよう、注意して選定します。チョークコイルが飽和すると、想定以上のサージ電流が流れ、LEDやICにダメージを与える恐れがあります。

● 電流還流用のフリーホイールダイオード: D_1

出力MOSFETがオン期間に L_1 に蓄えたエネルギーを、オフ期間にこのダイオードを介してLEDに供給します。このフリーホイールダイオードは、耐圧とリカバリータイム t_{rr} に注意した選択が必要です。

リカバリータイム t_{rr} が長いダイオードを選択すると、出力MOSFETがターンオンするときにサージ電流がICに流れ、ノイズの増大と、それに伴うICの誤動作の原因となります。また、全体の効率が悪化する要因にもなるため、表9の推奨部品同等($t_{rr} < 30ns$)か、それより速いリカバリー特性をもつダイオードを選択します。

● 主電源平滑用コンデンサ: C_{IN}

この容量が大きいほど入出力のリップル電圧が小さくなります。また同一容量でも、出力電力が大きくなるとこのリップル電圧は大きくなるので、出力電力に応じた容量を選択します。

なお、 C_{IN} の容量を小さくし(1000pF程度)、 V_{IN} が全波整流波形になってもICは動作可能です。電解コンデンサレス動作は、セットの長寿命化、サイズおよびコストの削減を実現できます。

ただし、次のどちらかの条件になる期間は、LEDが消灯するので注意が必要です。

- ・VBB端子電圧のリップルの下限がICのUVLO動作電圧 $V_{UVLO(OFF)}$ 以下になる
- ・リップル電圧の下限が V_{LED} 以下になる(降圧コンバータの場合)

● 固定オフ時間設定用コンデンサ(内部PWM制御動作時): C_{PWM}

C_{PWM} は内部PWM制御を行う場合に、固定オフ時間を設定します。

推奨定数は $C_{PWM} = 100pF$ ですが、使用するLED負荷などの条件によって、最適な定数が変わります。

C_{PWM} が小さいほどオフ時間が短くなり、スイッチング周波数が高くなります。

式(9.1)に、 C_{PWM} とオフ時間の関係式を示します。

$$t_{OFF} (\mu s) = 0.15 \times C_{PWM} (pF) + 2 \quad \text{----- (9.1)}$$

推奨定数100pFの場合、 t_{OFF} は次のようになります。

$$t_{OFF} = 0.15 \times 100 (pF) + 2 \approx 17 \mu s$$

● 内蔵レギュレータ安定化用コンデンサ: C_1

C_1 は、出力MOSFETのゲートチャージの充電電流を確保し、安定した電圧を確保するために必須です。

通常は $0.1\mu F$ の積層セラミックコンデンサを使用し、なるべくICの近くに接続します。

C_1 の容量が適切でない場合は、以下のような動作になるため、注意が必要です。

C_1 が過小の場合: スwitchング速度の低下やICの誤動作の原因になります

C_1 が過大の場合: 入力電圧投入時に内蔵レギュレータが C_1 コンデンサを充電する時間が増大するため、起動が遅くなります

● REF端子コンデンサ C_2

C_2 はREF端子のノイズ防止用コンデンサです。OCP検出電圧 V_{OCP} はREF端子電圧に依存するため、起動時はREF端子電圧に応じて、 V_{OCP} が上昇します。そのため、 C_2 の容量が大きい場合は、起動時の V_{OCP} 値の上昇が遅くなります。

出力コンデンサ C_3 を接続している場合、 C_2 と C_3 の容量が共に大きいと、起動時にOCPが動作する場合があります。そこで、起動時のREF端子電圧(V_{OCP} を決める電圧)とSEN端子電圧を確認し、OCPが動作しない C_2 容量を選定します。

● 出力コンデンサ C_3 (オプション)

LEDの電流リップル対策として、必要に応じてLEDと並列にコンデンサ C_3 を接続します。

電源投入時は C_3 が放電状態です。この状態で電源を投入すると、負荷短絡状態と同様、起動時にコイル電流が増大し、OCPが動作する場合があります。そこで、起動時のREF端子電圧(OCP検出電圧 V_{OCP} を決める電圧)とSEN端子電圧を確認し、OCPが動作しない C_3 容量を選定します。

- LED ピーク電流 I_{PEAK} 設定用抵抗: R_1 、 R_2 、 R_S

設定方法は、電流の基準を外部から入力する方法と、内部の基準電圧を使用する方法があります。

- ・外部から基準電圧を印加する場合

$0.2V < V_{REF} < 2V$ の範囲で設定します。

$$I_{PEAK} = \frac{0.4 \times V_{REF}}{R_S} \quad \text{----(9.2)}$$

ここで、

$$V_{REF} = \frac{V_{REG} \times R_2}{R_1 + R_2}$$

より、式(9.2)は

$$I_{PEAK} = \frac{0.4 \times V_{REG} \times R_2}{R_S \times (R_1 + R_2)}$$

になります。

例えば、 $I_{PEAK} = 0.3A$ とした場合、

$R_1 = 620k\Omega$ 、 $R_2 = 51k\Omega$ 、 $R_S = 1\Omega$ とした場合、

$$I_{PEAK} \cong \frac{0.4 \times 10 (V) \times 51 (k\Omega)}{1 (\Omega) \times (620 (k\Omega) + 51 (k\Omega))} \cong 0.3A$$

になります。

外部から基準電圧を入力する場合、REG 出力電圧のばらつきと R_1 、 R_2 、 R_S のばらつきによって、制御電流のばらつきが決まります。

- ・内部の基準電圧を使用する場合

$2V < V_{REF} < 3V$ の範囲で設定します。

$R_1 = 510k\Omega$ 、 $R_2 = 160k\Omega$ とした場合、 V_{REF} 端子電圧は以下になります。

$$V_{REF} \cong \frac{10 (V) \times 160 (k\Omega)}{510 (k\Omega) + 160 (k\Omega)} \cong 2.4V$$

電流値の設定は

$$I_{PEAK} = \frac{0.8 (V)}{R_S} \quad \text{---- (9.3)}$$

になります。

例えば、 $I_{PEAK} = 0.3A$ とした場合、

$$I_{PEAK} \cong \frac{0.8 (V)}{2.7 (\Omega)} \cong 0.3A$$

となり、 $R_S = 2.7\Omega$ になります。

内部基準電圧を利用する場合、制御電流のばらつきは、内部基準電圧のばらつきと電流検出抵抗 R_S のばらつきで決まります。

ここで、 R_1 と R_2 に流れる電流は内部レギュレータの損失に直接影響するので、 $500k\Omega < (R_1 + R_2)$ 程度の高めめの抵抗値にし、なるべく電流を抑えることを推奨します。

実働動作では、IC の内部回路の遅れにより、電流のピーク値が上記の計算値より高くなることがあります。

特に電源電圧が高い場合や、インダクタンスが低い場合などは、電流の di/dt が高くなるため、顕著になります。

なお、電流検出抵抗 R_S は、出力 MOSFET がオンするときに負荷電流が流れ、比較的大きな損失が発生するため、温度上昇に対しマージンをもった許容損失を選択します(損失に対し 2~3 倍程度の許容損失マージン)。

注意書き

- 本資料に記載している内容は、改良などにより予告なく変更することがあります。ご使用の際には、最新の情報であることを確認してください。
- 本書に記載している動作例および回路例は、使用上の参考として示したもので、これらに起因する弊社もしくは第三者の工業所有権、知的所有権、その他の権利の侵害問題について弊社は一切責任を負いません。
- 弊社は品質、信頼性の向上に努めていますが、半導体製品では、ある確率での欠陥、故障の発生は避けられません。製品の故障により結果として、人身事故、火災事故、社会的な損害などが発生しないよう、使用者の責任において、装置やシステム上で十分な安全設計および確認を行ってください。
- 本書に記載している製品は、一般電子機器(家電製品、事務機器、通信端末機器、計測機器など)に使用することを意図しております。
高い信頼性を要求する装置(輸送機器とその制御装置、交通信号制御装置、防災・防火装置、各種安全装置など)への使用を検討、および一般電子機器であっても長寿命を要求する場合は、必ず弊社販売窓口へ相談してください。
極めて高い信頼性を要求する装置(航空宇宙機器、原子力制御、生命維持のための医療機器など)には、弊社の文書による合意がない限り使用しないでください。
- 弊社の製品を使用、またはこれを使用した各種装置を設計する場合、定格値に対するディレーティングをどの程度行うかにより、信頼性に大きく影響します。
ディレーティングとは信頼性を確保または向上するため、各定格値から負荷を軽減した動作範囲を設定したり、サージやノイズなどについて考慮したりすることです。ディレーティングを行う要素には、一般的に電圧、電流、電力などの電氣的ストレス、周囲温度、湿度などの環境ストレス、半導体製品の自己発熱による熱ストレスがあります。これらのストレスは、瞬間的数値、あるいは最大値、最小値についても考慮する必要があります。
なおパワーデバイスやパワーデバイス内蔵 IC は、自己発熱が大きく接合部温度のディレーティングの程度が、信頼性を大きく変える要素となるので十分に配慮してください。
- 本書に記載している製品の使用にあたり、本書記載の製品に他の製品・部材を組み合わせる場合、あるいはこれらの製品に物理的、化学的、その他何らかの加工・処理を施す場合には、使用者の責任においてそのリスクを検討の上行ってください。
- 本書記載の製品は耐放射線設計をしておりません。
- 弊社物流網以外での輸送、製品落下などによるトラブルについて、弊社は一切責任を負いません。
- 本書記載の内容を、文書による当社の承諾なしに転記複製を禁じます。