

フライバック・コンバータの設計 (PoEアプリケーションの例)

蜷川 顕二

シニアFAE

MPSジャパン

2022年11月



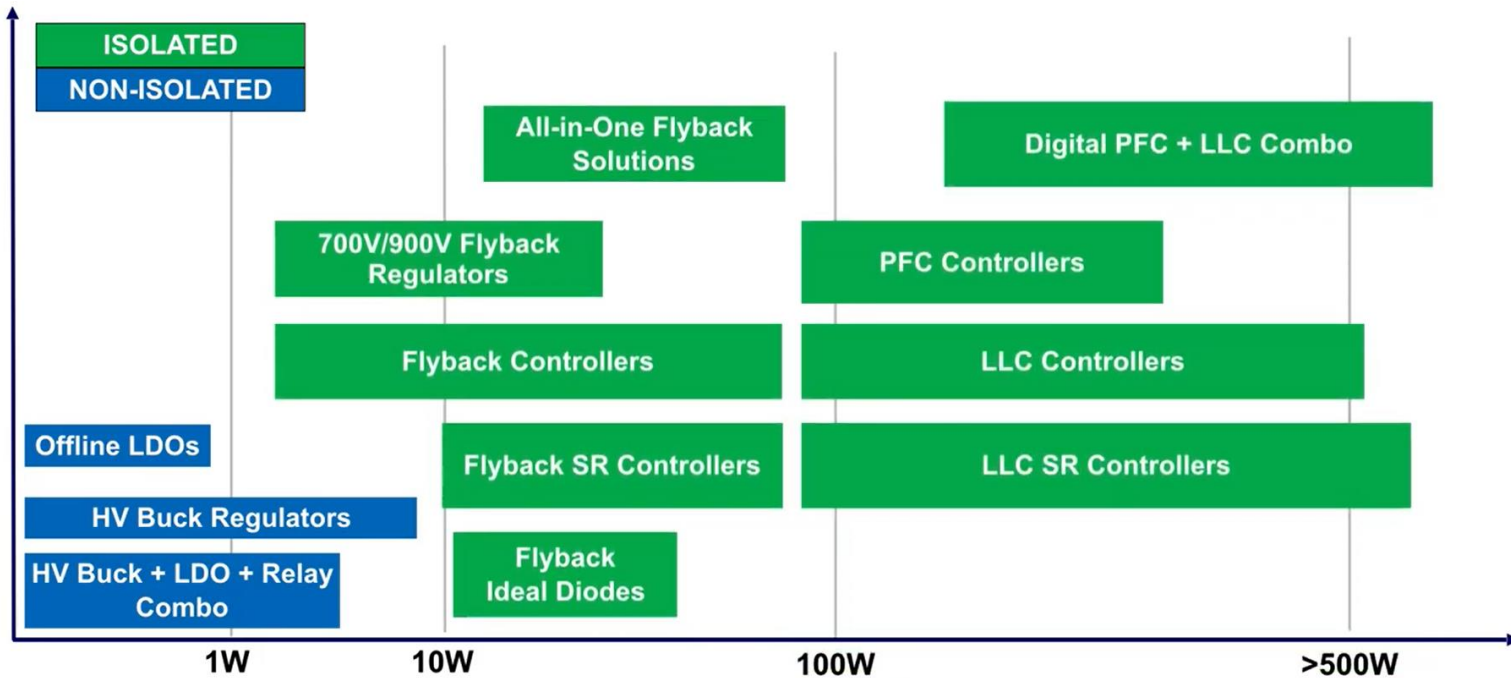
コンテンツ

1. はじめに
2. MPSが提供するフライバック・コントローラ
3. フライバック・コンバータを理解する
4. フライバック回路の設計と部品選定例

はじめに

フライバック 概要

フライバック・コンバータはスイッチモード付きの電源ICで、低電力から中電力 (2W~100W) までのAC/DCまたはDC/DCの電力変換に使用されます。



ノートPC用電源



3つのUSB Type-A付き
USB Type-C 受電ポート

フライバックが適しているアプリケーション



汎用、マルチ出力、
低電力コンバータ
(USBまたはノート
PC用チャージャ)



LED照明



VoIP電話、PoE



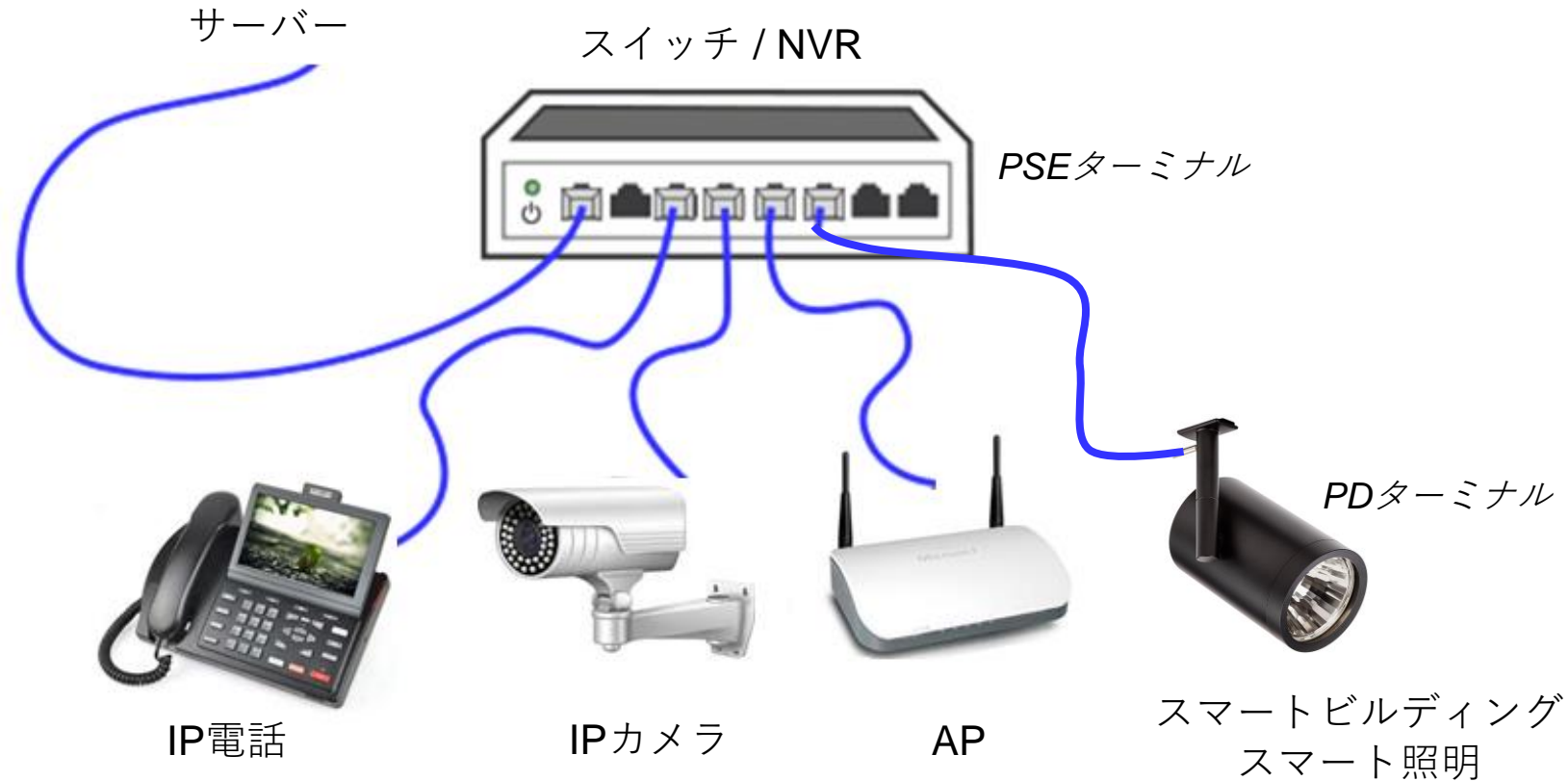
高出力電圧:
レーザー、ディスプレイ
など



その他

長所	短所
低コスト	低効率
絶縁 (グラウンドノイズ耐性、安全性、ESD保護)	大きな出力コンデンサ、フィルタ、トランス EMCおよびEMIに対する配慮が必要
マルチ出力	MOSFETおよびダイオード整流器に大きなストレス
広範囲の入力電圧と負荷条件	
高出力電圧を生成可能	
ステップアップまたはステップダウン	

フライバックを使用したPoEアプリケーション分野



PoL ≤10 W	IEEE 802.3af PoE (15W)	IEEE 802.3at PoEP (30W)	Cisco UPOE (60W)	IEEE 802.3bt 4PPoE (90W)
--------------	---------------------------------	----------------------------------	------------------------	-----------------------------------

MPSのフライバック・コントローラ

MPSのフライバック・コントローラ

MonolithicPower.com

DC/DCフライバック・コントローラ



AC/DCフライバック・コントローラ



パワーMOSFETを搭載し、
外部部品を最少化

低寄生素子と
低損失

EMI特性改善のための
自然なスペクトル整形

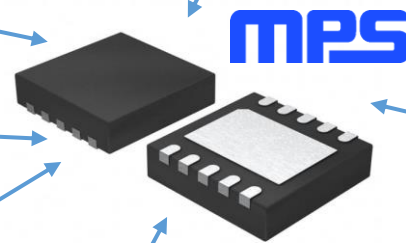
低コストで
シンプルな外部回路

一次側または二次側
レギュレーションコントローラ

多様な電力幅

多様なパッケージ

低負荷でのバーストモード



MPSのPoE電源ソリューション

電位	PD	DCDC	PD + DCDC	PSE
IEEE802.3bt 71.3W	MP8020 71.3W PD 内部 + 外部 FET IEEE 802.3bt 準拠	MP6005 フライバック / フォワードコントローラ PSR/SSR 対応	MP8030 New! 802.3bt PD フライバック / フォワードコントローラ PSR / SSR 対応	
IEEE802.3at 25.5W	MP8003A 25W P、内部 FET IEEE 802.3at 準拠	MP3910 PWMコントローラ プログラマブルな スイッチング周波数 MP6002 4A PWMコンバータ 180V 0.45Ω MOSFET 搭載	MP8009 802.3at PD フライバック / フォワードコントローラ PSR / SSR 対応 MP8008 802.3at PD フライバックコントローラ SSR 対応	MP3924 4ポート PSE コントローラ IEEE 802.3af / at 準拠
IEEE802.3af 13W	MP8001 13W 内部 FET IEEE 802.3at 準拠	MP6004 3A Isw PSR フライバック 180V 降圧 0.8Ω FET 搭載	MP8007H 802.3af PD5. PSR フライバック / 降圧 MP8004 802.3af PD SSR フライバックコンバータ	

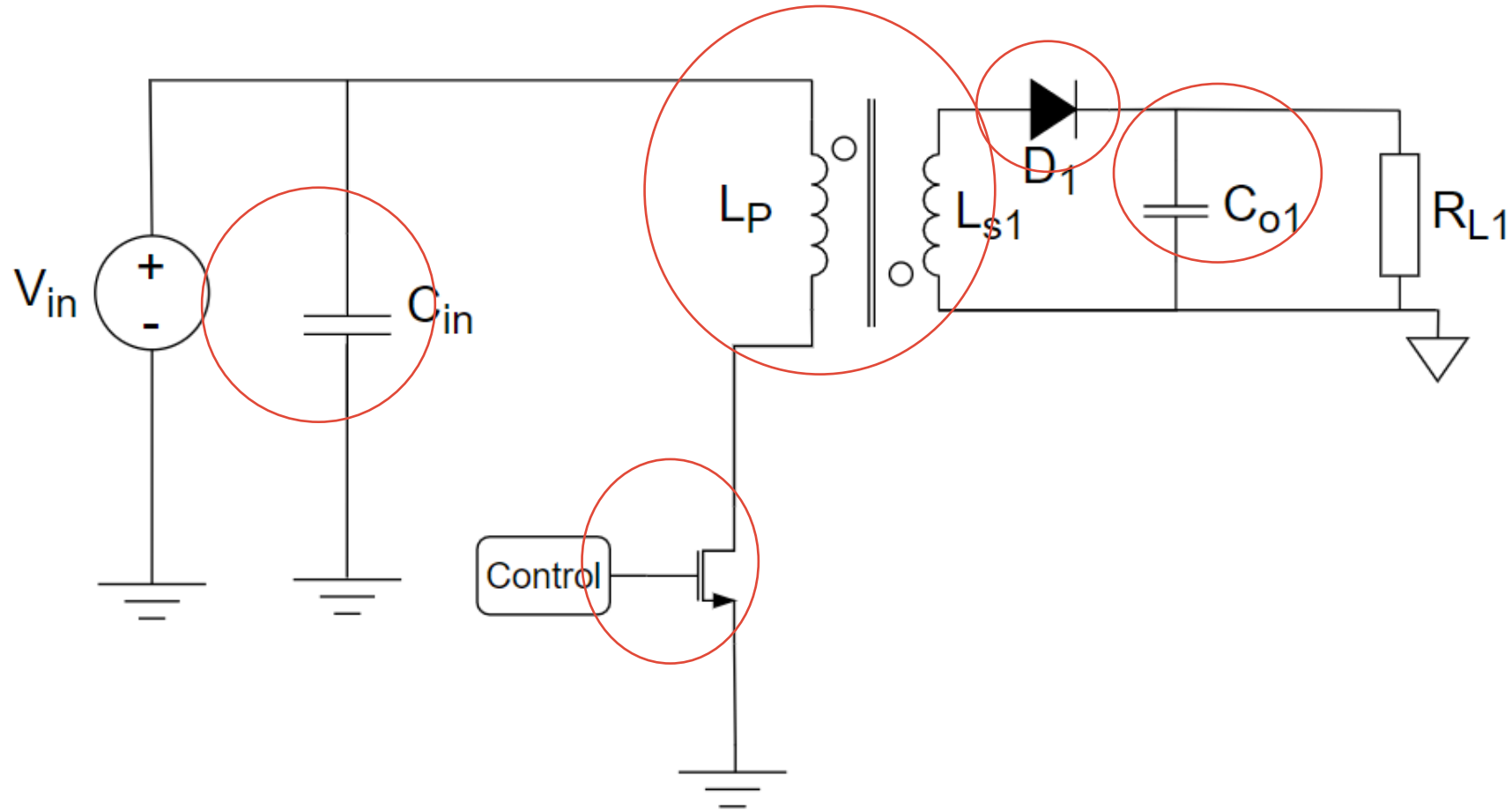
推奨製品

フライバックを理解する

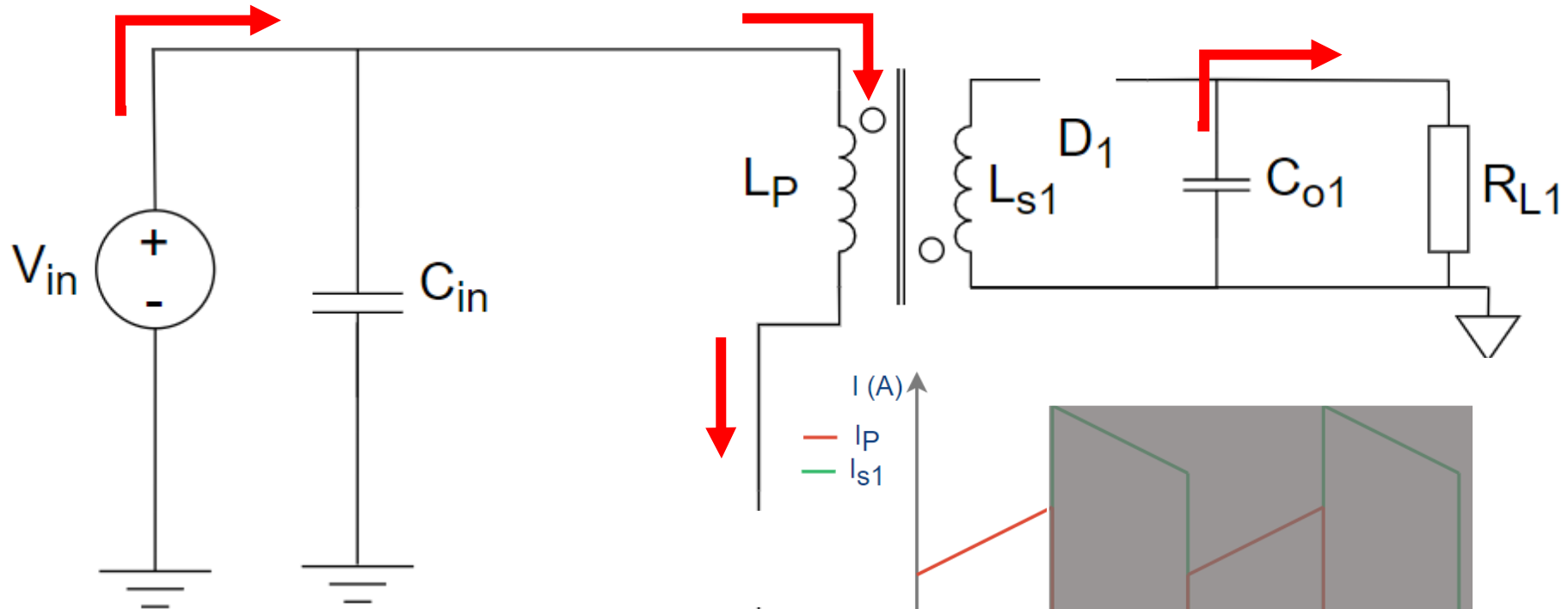
フライバックを構成する部品

部品:

- MOSFET
- 入力コンデンサ
- 対となるコンデンサ /
フライバック・トランス
- 出力整流器
- 出力コンデンサ



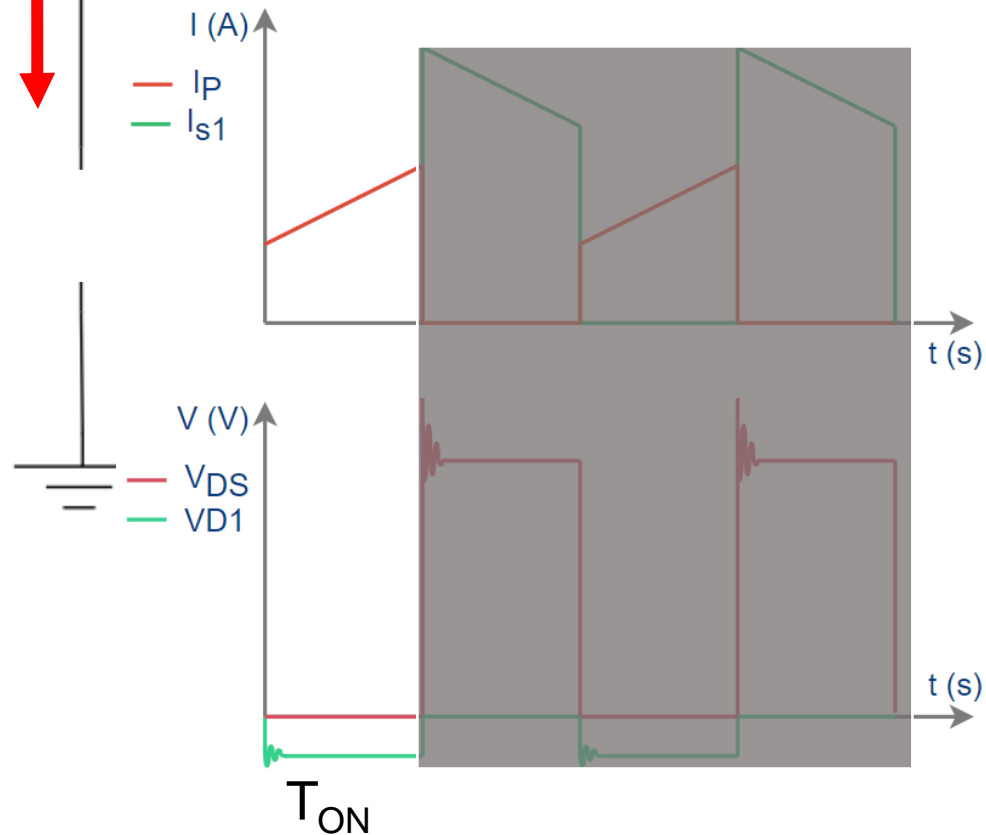
フライバックの動作



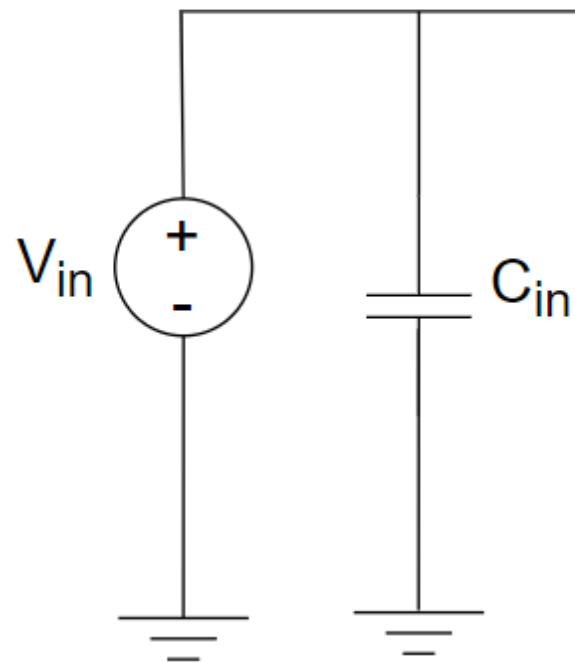
1. T_{ON}

1. MOSFET オンの場合

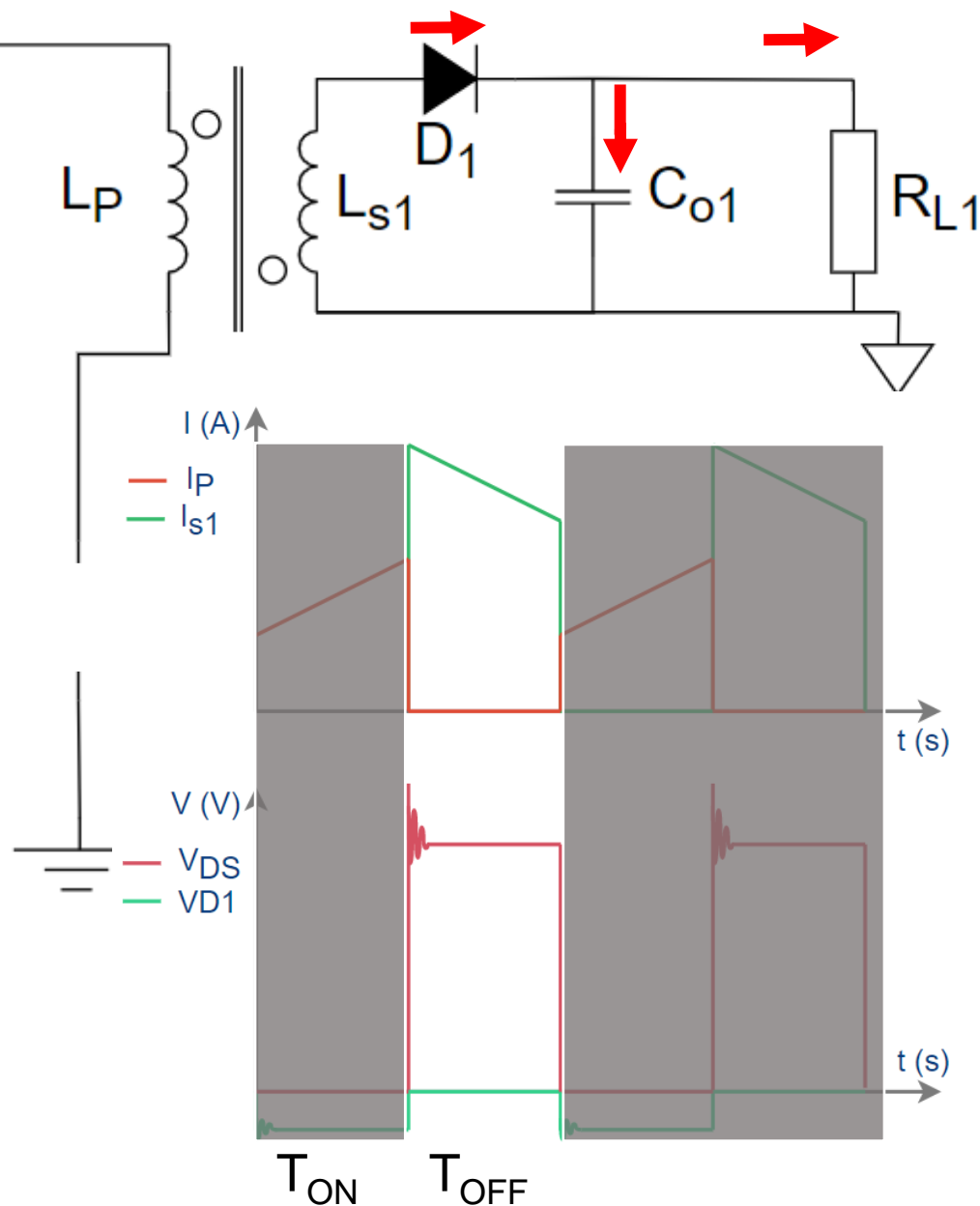
- ダイオードはオフ
- 結合インダクタは給電される



フライバックの動作



$2 \cdot T_{OFF}$

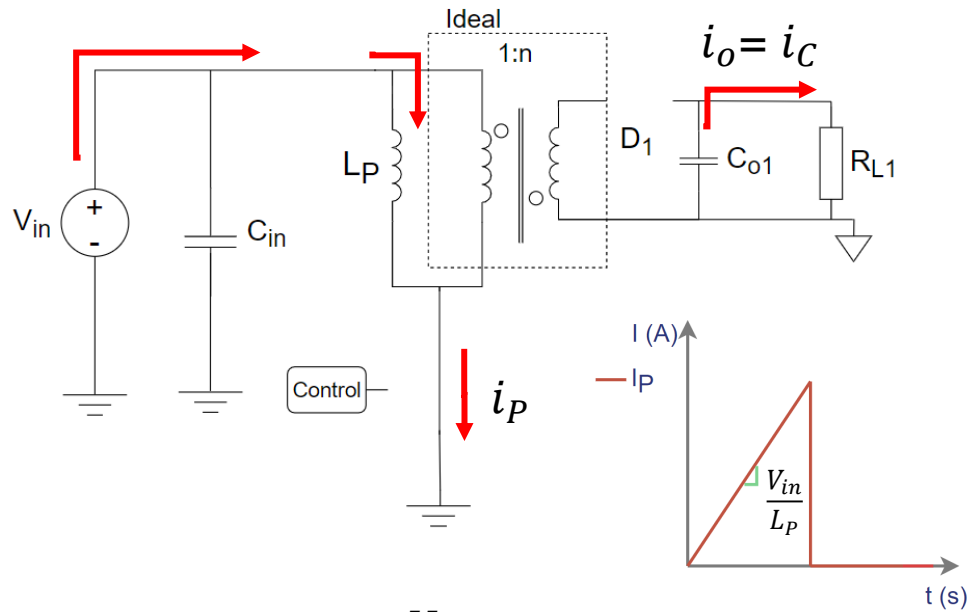


2. MOSFET オフの場合

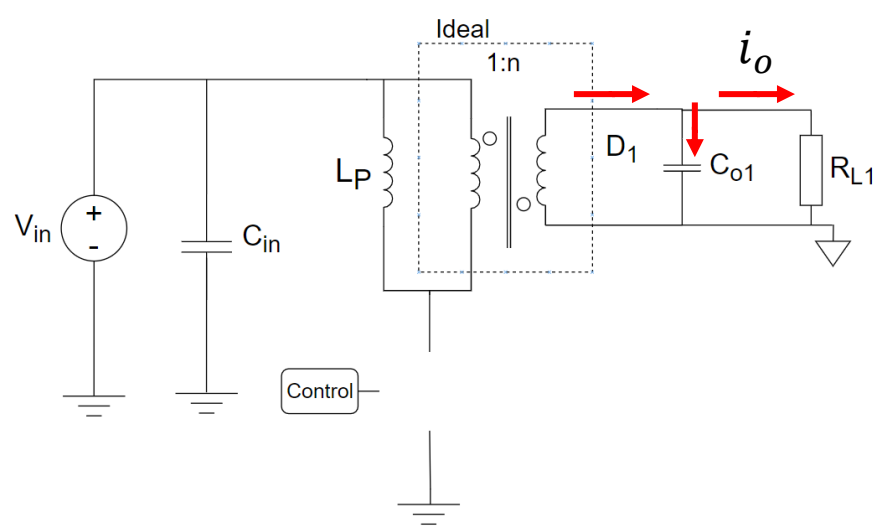
- ダイオードはオン
- 結合インダクタは放電される

フライバックの基礎的な計算式

1. T_{ON}



2. T_{OFF}



$$V_{Lp} \approx V_{in}$$

$$I_{P_pk} = \frac{V_{in}}{L_p} \cdot T_{on}$$

$$T_{on} = D \cdot T_{sw}$$

$$V_{Lp} = -\frac{V_{out}}{n}$$

$$i_p = 0$$

$$T_{off} = (1 - D) \cdot T_{sw}$$

$$T_{on} \cdot V_{Lp} = V_{in} \cdot D \cdot T_{sw}$$

$$T_{on} \cdot V_{Lp} = -\frac{V_{out}}{n} \cdot (1 - D) \cdot T_{sw}$$

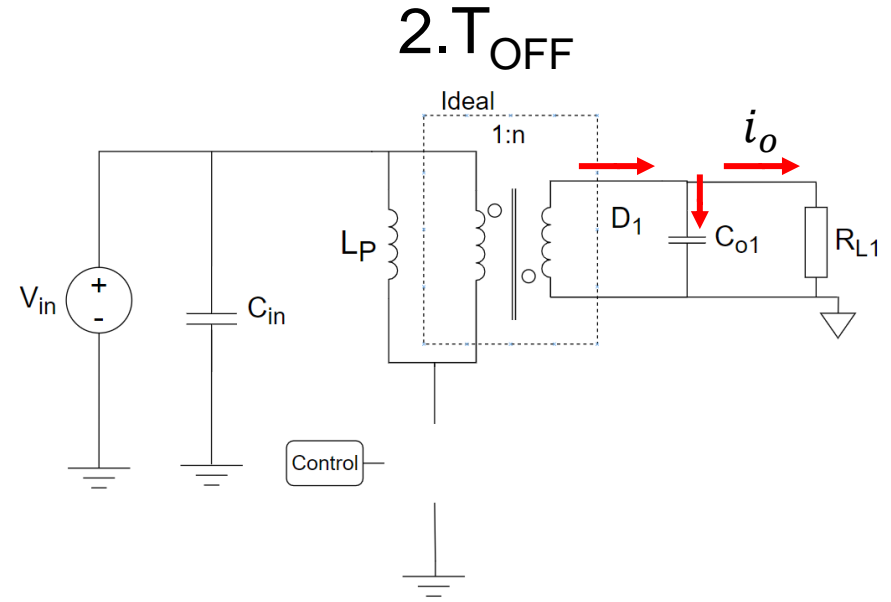
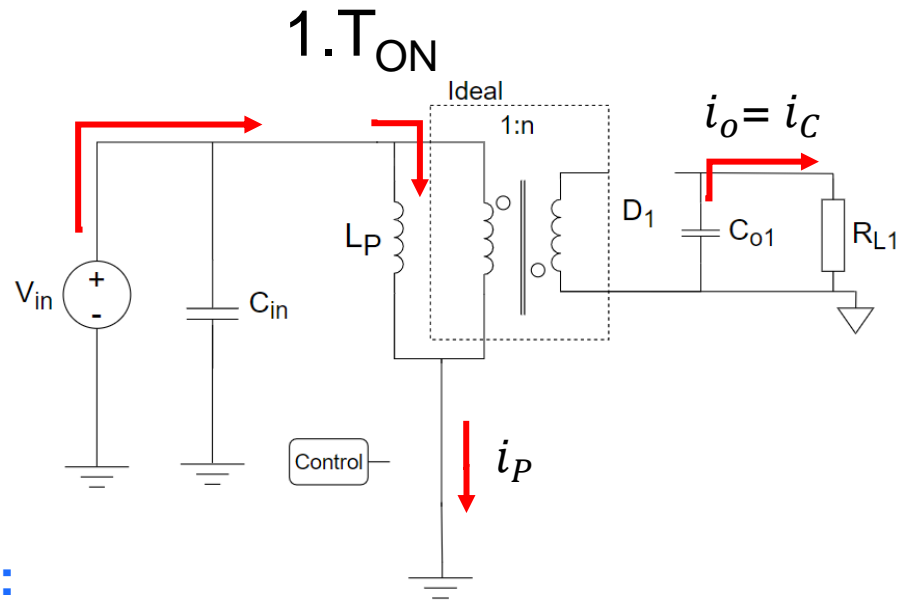
$$\sum = 0$$

$$V_{in} \cdot D \cdot T_{sw} = -\frac{V_{out}}{n} \cdot (1 - D) \cdot T_{sw}$$

Transfer function

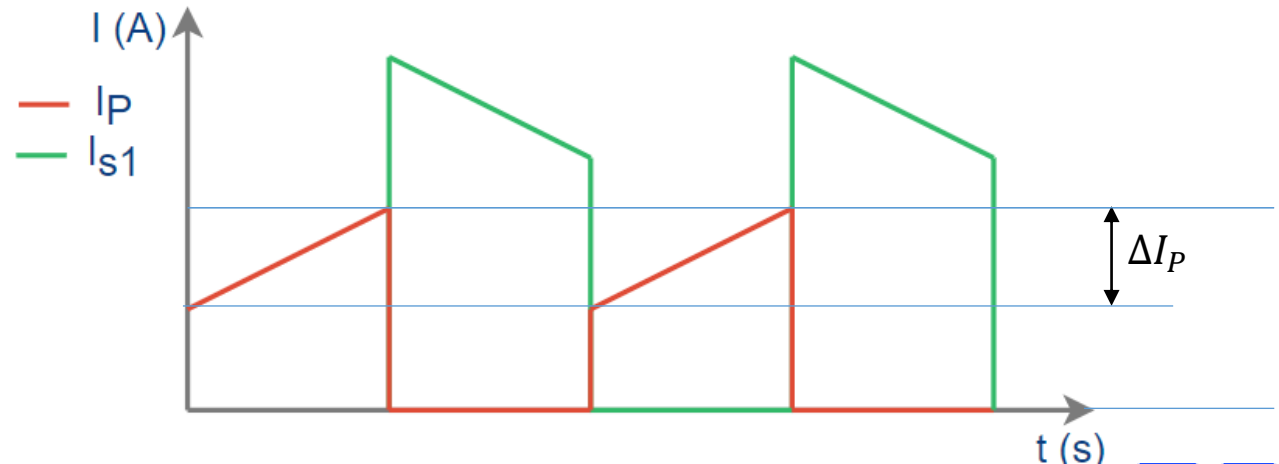
$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{n \cdot D}{1 - D}$$

フライバックの基礎的な計算式



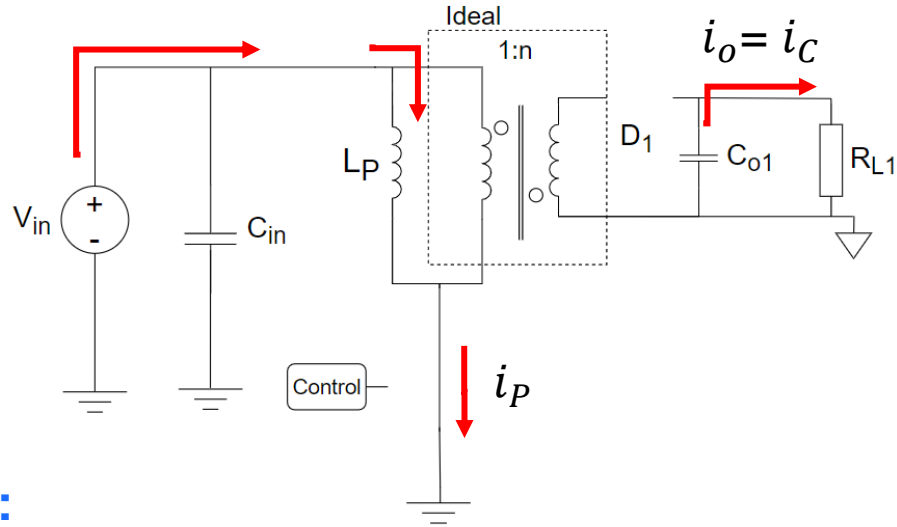
結果の式:
電流:

$$\Delta I_P = \frac{D \cdot V_{in}}{f_{sw} \cdot L_P} \quad I_{P_pk} = \frac{n \cdot I_o}{(1 - D)} + \frac{D \cdot V_{in}}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_P}$$

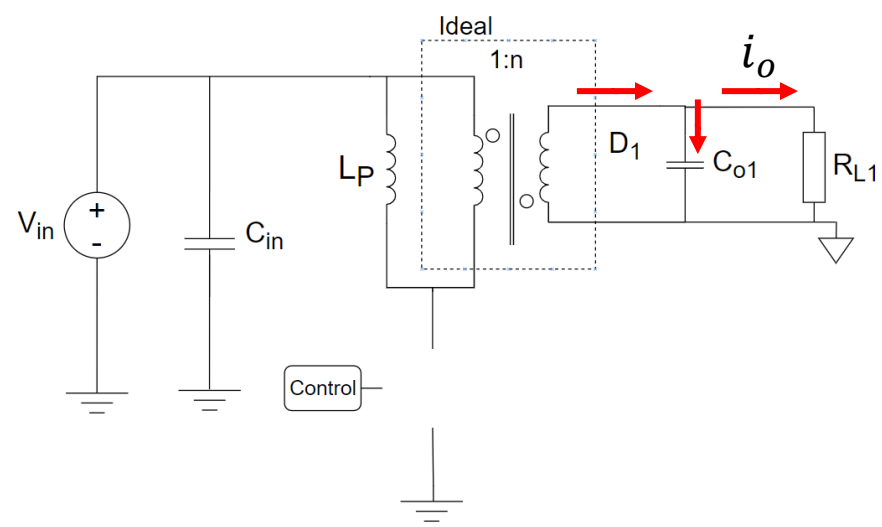


フライバックの基礎的な計算式

1. T_{ON}



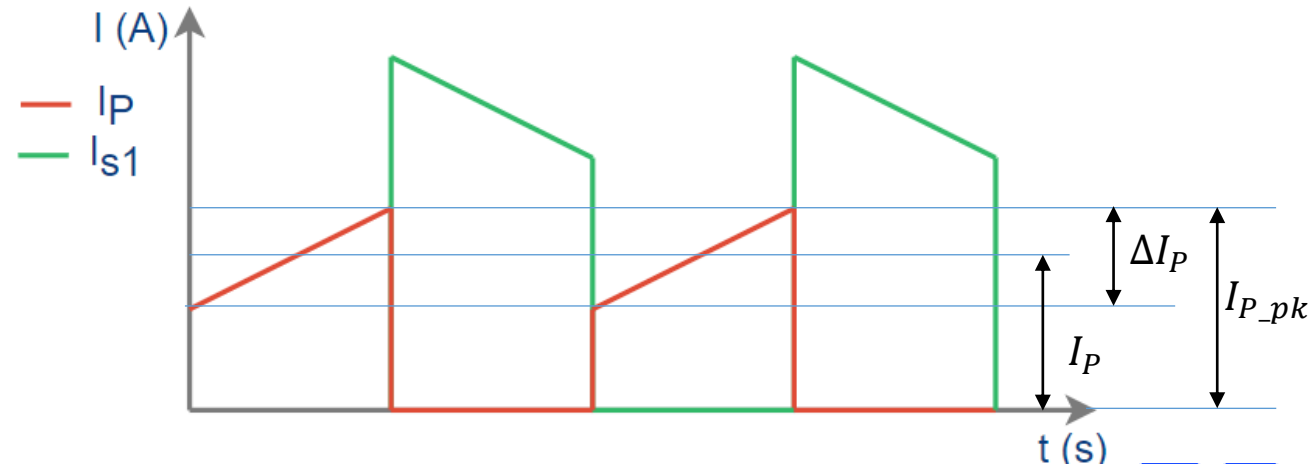
2. T_{OFF}



結果の式:
電流:

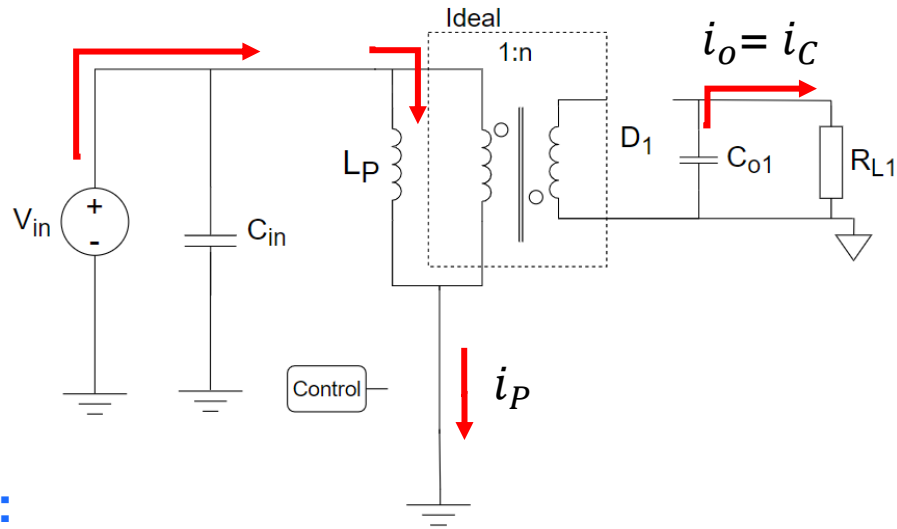
$$\Delta I_P = \frac{D \cdot V_{in}}{f_{sw} \cdot L_P} \quad I_{P_pk} = \frac{P_{in}}{D \cdot V_{in}} + \frac{D \cdot V_{in}}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_P}$$

$$I_{rms} = I \cdot \sqrt{D} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{\Delta I_P}{I}\right)^2}$$

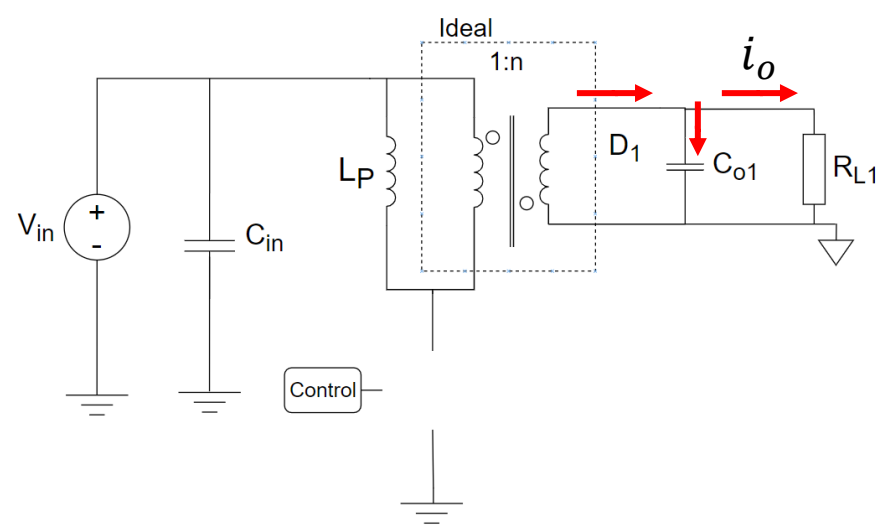


フライバックの基礎的な計算式

1. T_{ON}



2. T_{OFF}

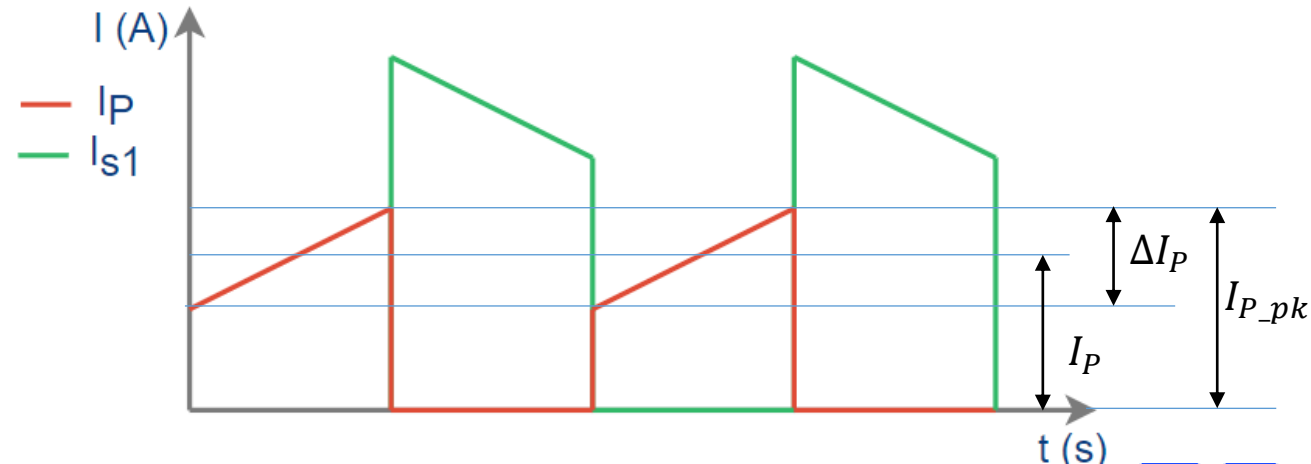


結果の式:
電流:

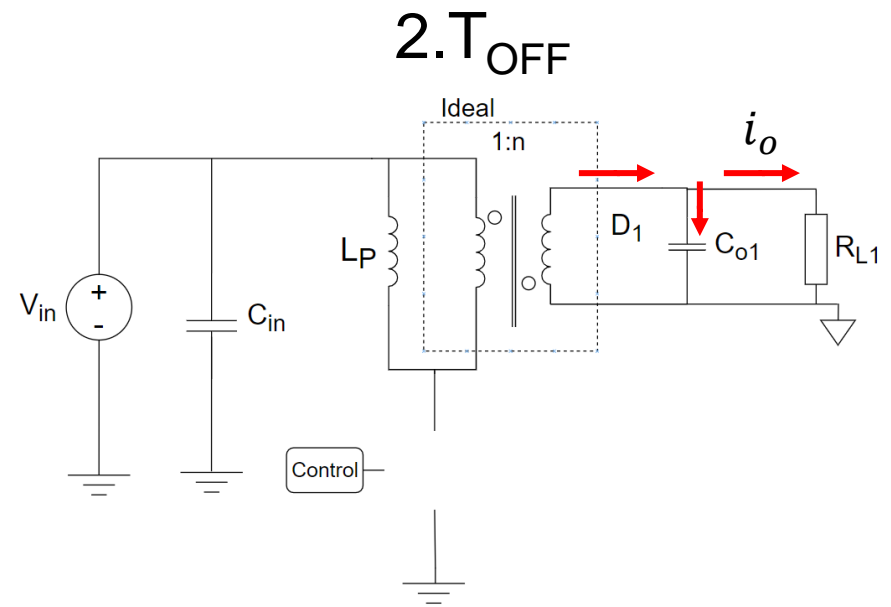
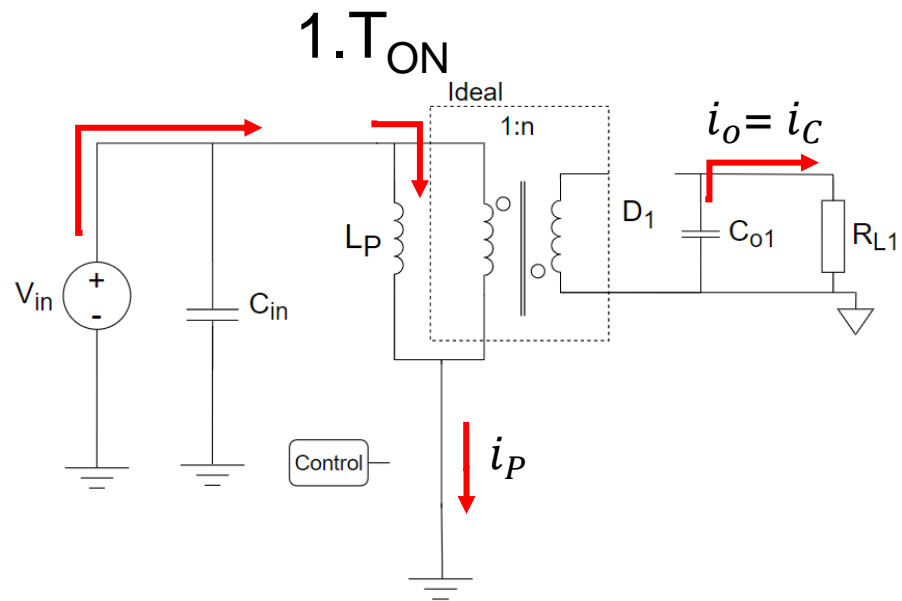
$$\Delta I_P = \frac{D \cdot V_{in}}{f_{sw} \cdot L_P} \quad I_{P_pk} = \frac{P_{in}}{D \cdot V_{in}} + \frac{D \cdot V_{in}}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_P}$$

$$I_{P_rms} = \frac{n \cdot I_o}{(1-D)} \cdot \sqrt{D} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{\Delta I_P}{\frac{n \cdot I_o}{(1-D)}} \right)^2}$$

$$I_{S_rms} = \frac{I_o}{(1-D)} \cdot \sqrt{D} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{\Delta I_P}{\frac{n \cdot I_o}{(1-D)}} \right)^2}$$

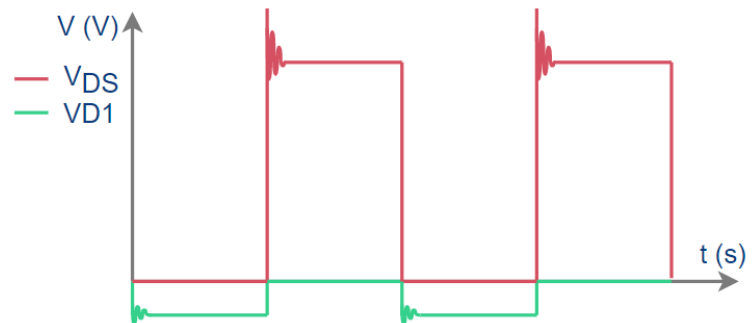
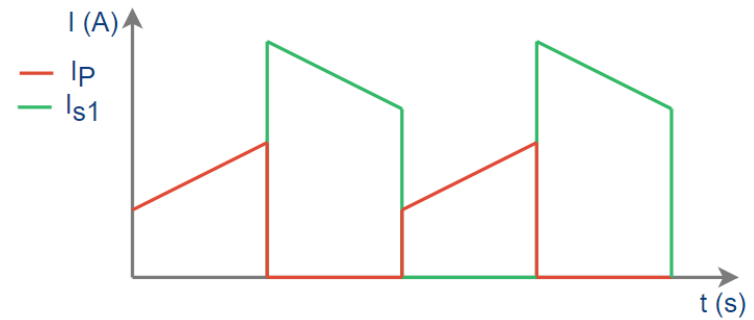


フライバックの基礎的な方程式

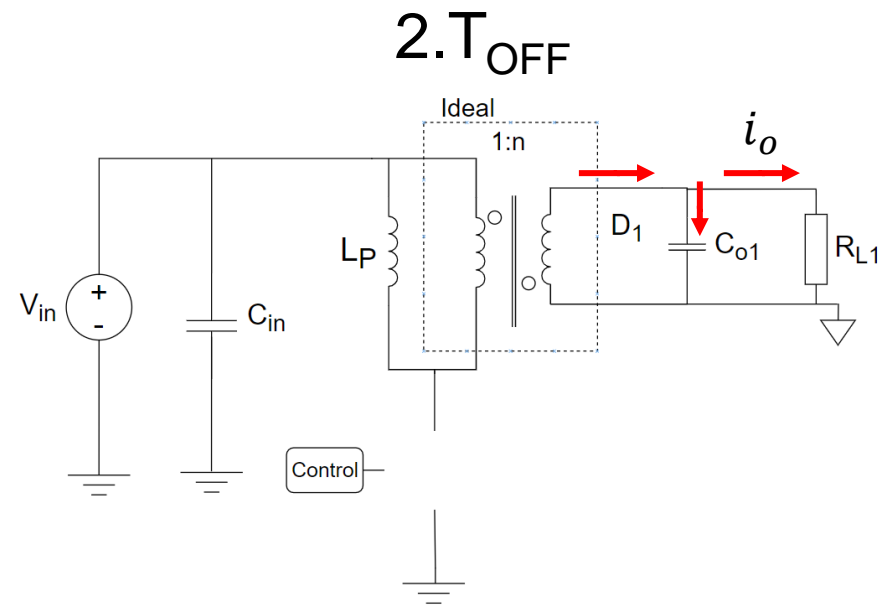
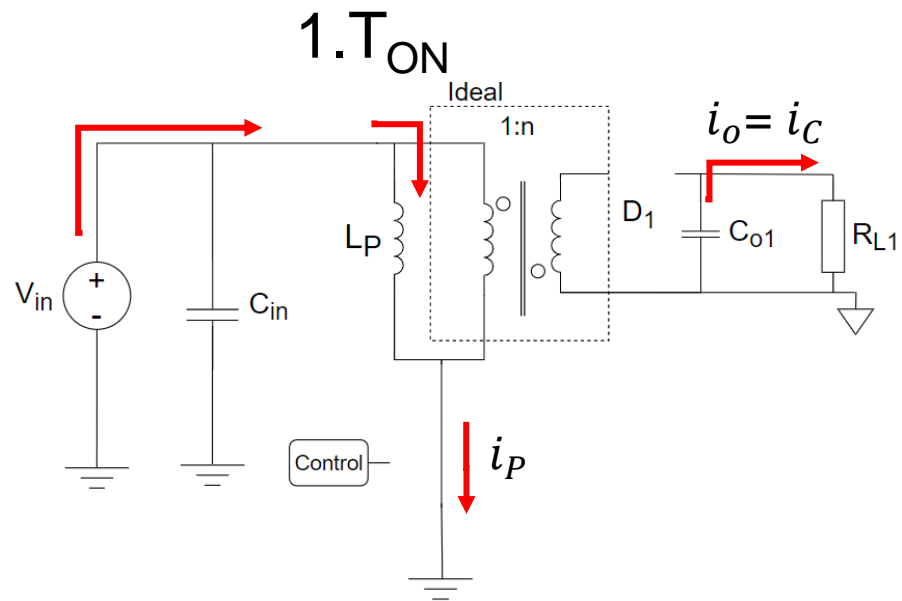


結果の式:
電圧:

$$V_{DS_max} = V_{in} + \frac{V_{out}}{n}$$



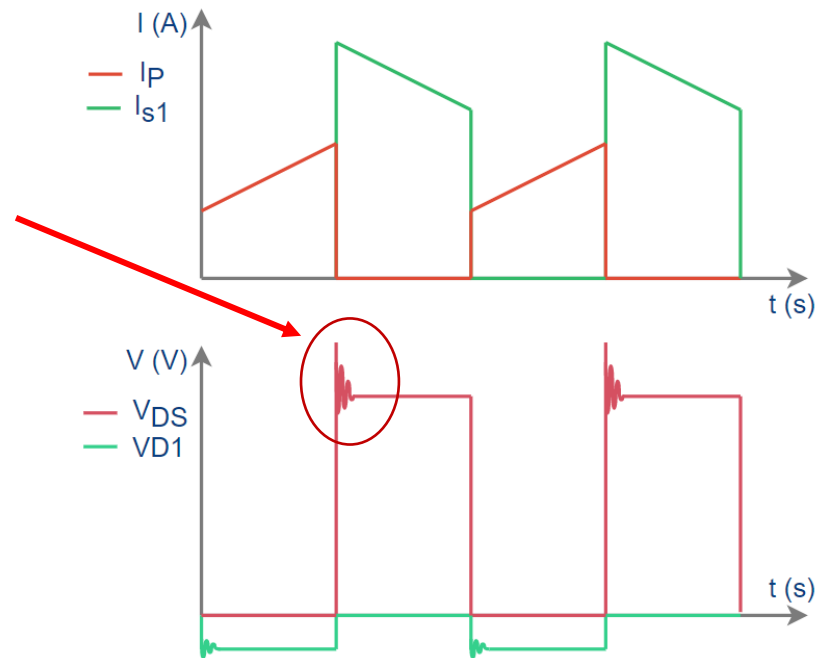
フライバックの基礎的な方程式



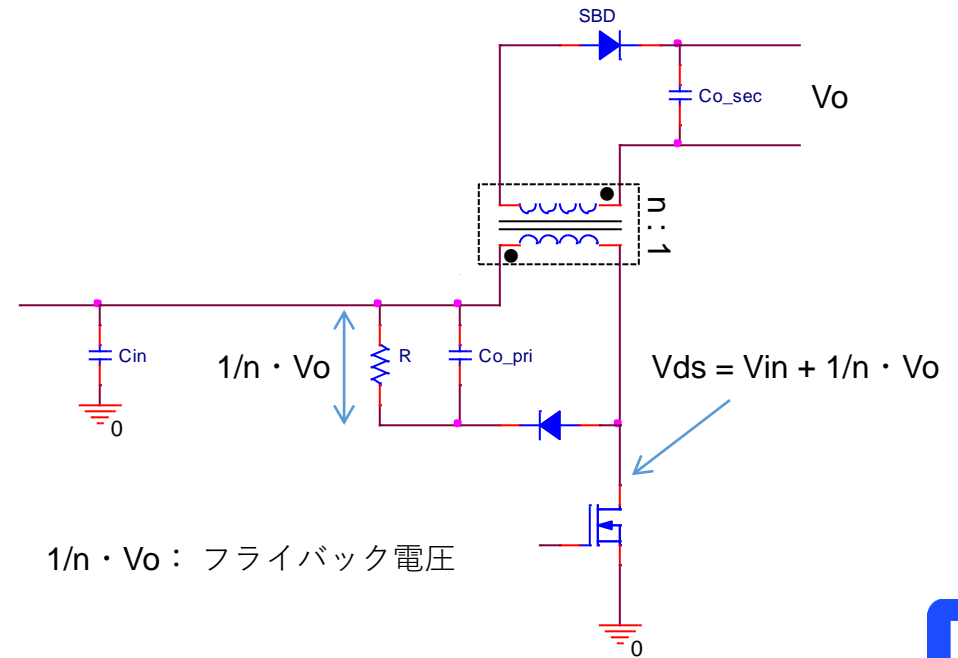
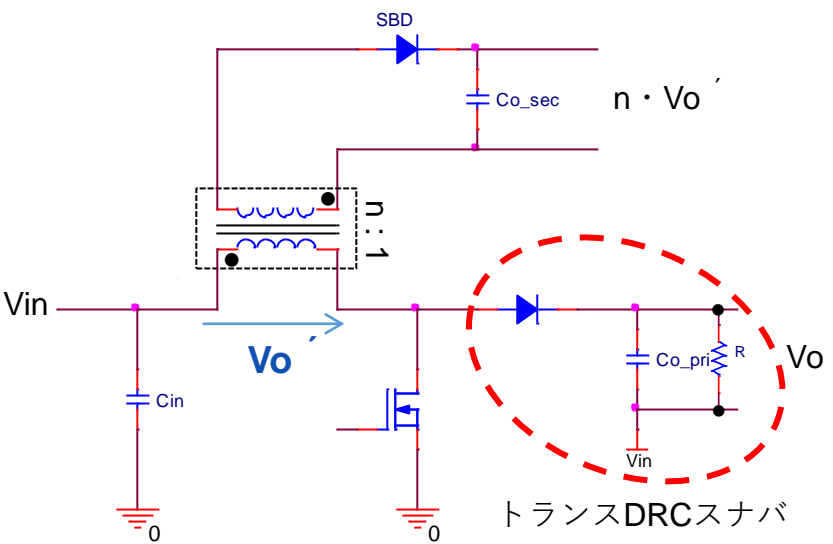
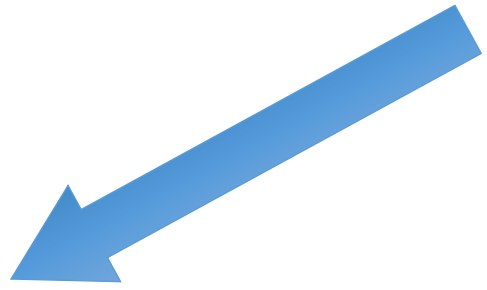
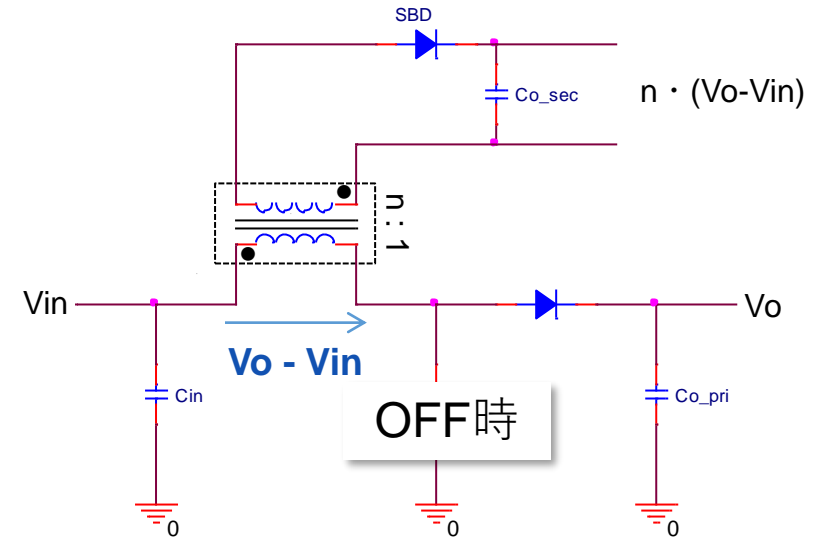
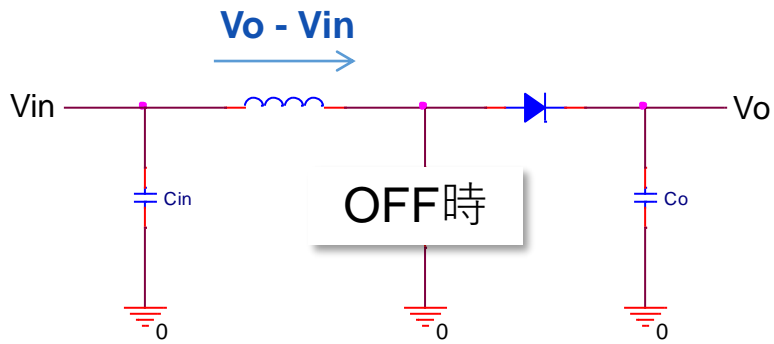
結果の式:
電圧:

$$V_{DS_max} = V_{in} + \frac{D \cdot V_{in}}{1 - D}$$

$$V_{D1_pk} = V_{out} + \frac{V_{in}}{n}$$

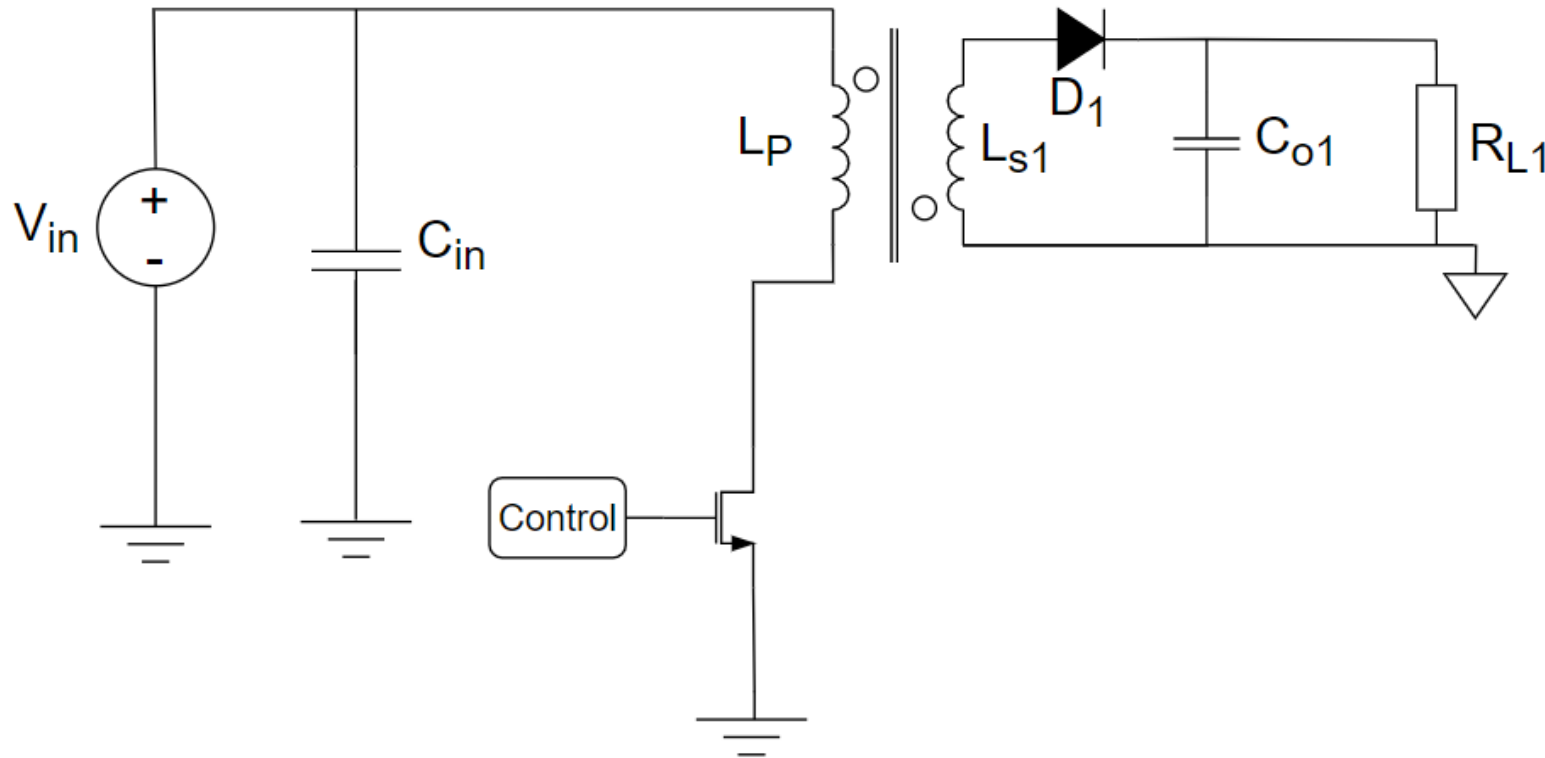


フライバック回路の原理

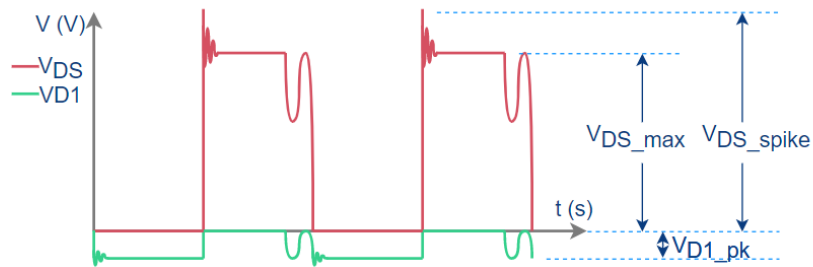
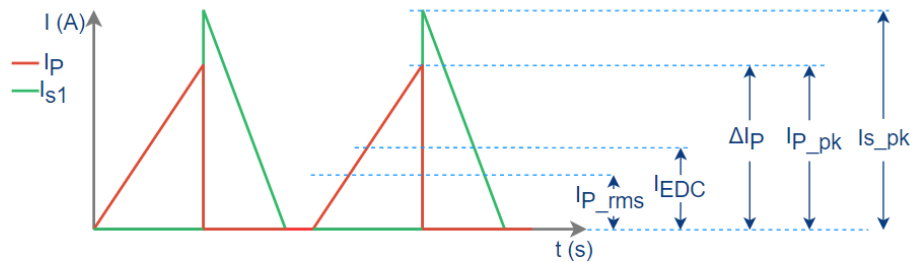
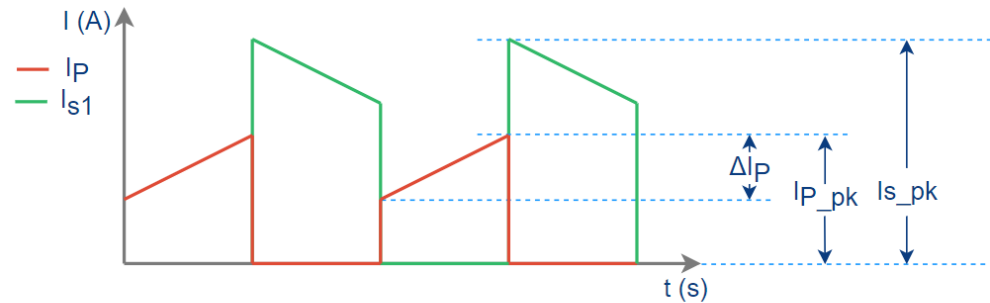


重要な電力段のパラメータ

- CCMおよびDCM
- K_{FR}
- f_{sw}
- 一次側および二次側レギュレーション
- スイッチの D_{max} の最大ストレスをどのように決定するか



CCMおよびDCM、波形



変数	DCM	CCM
効率	より高い	より低い
MOSFET V_{DS_max}	同じ	
MOSFET I_{D_max} (I_{P_max})	より高い	より低い
整流ダイオードの逆流電圧ピーク (V_{D_pk})	同じ	
整流ダイオードの電流ピーク I_{D1_pk} (I_{S_pk})	より高い	より低い
Rms電流およびリップル	より大きい	より小さい
トランスのサイズ	より小さい	より大きい
EMI	より高い 大きなコンデンサとフィルタが必要	より低い 小さいコンデンサとフィルタ
過渡応答	より速い	より遅い
安定性	一次システム。 簡単に安定。 シンプルな伝達関数	正確に安定させるのに複雑さが増すシステム。 RHPZによる予期しない影響。 高デューティサイクルで稼働時(>50%)、サブハーモニックが発生。スロープ補償が必要。

リップル係数 K_{FR}

$$I_{P_pk} = \frac{P_{in}}{D \cdot V_{in}} + \frac{D \cdot V_{in}}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_P}$$



$$K_{FR} = \frac{\frac{D \cdot V_{in}}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_P}}{\frac{P_{in}}{D \cdot V_{in}}}$$

リップル係数 K_{FR}

$$I_{P_pk} = \frac{P_{in}}{D \cdot V_{in}} + \frac{D \cdot V_{in}}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_P}$$



$$K_{FR} = \frac{\eta \cdot D^2 \cdot V_{in}^2}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_P \cdot P_o}$$

リップル係数 K_{FR}

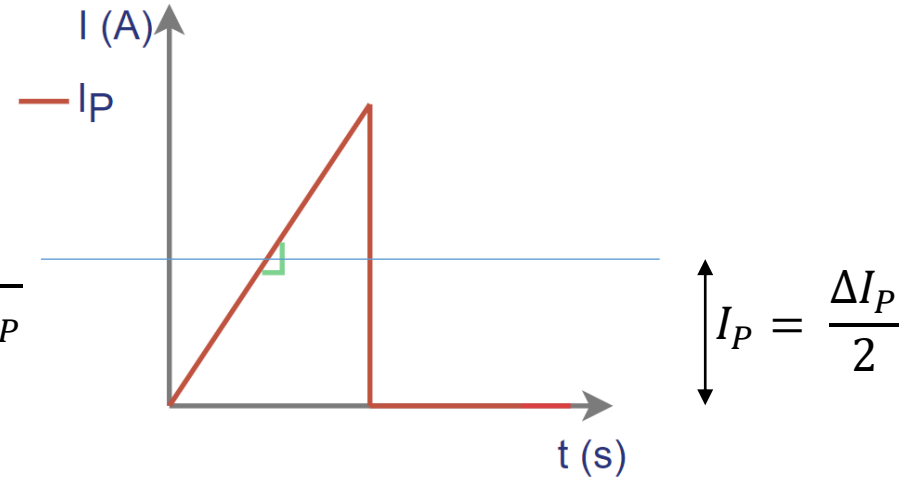
$$I_{P_pk} = \frac{P_{in}}{D \cdot V_{in}} + \frac{D \cdot V_{in}}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_P}$$

$$K_{FR} = \frac{\eta \cdot D^2 \cdot V_{in}^2}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_P \cdot P_o}$$

$$L_P = \frac{\eta \cdot D^2 \cdot V_{in}^2}{2 \cdot f_{sw} \cdot K_{FR} \cdot P_o}$$

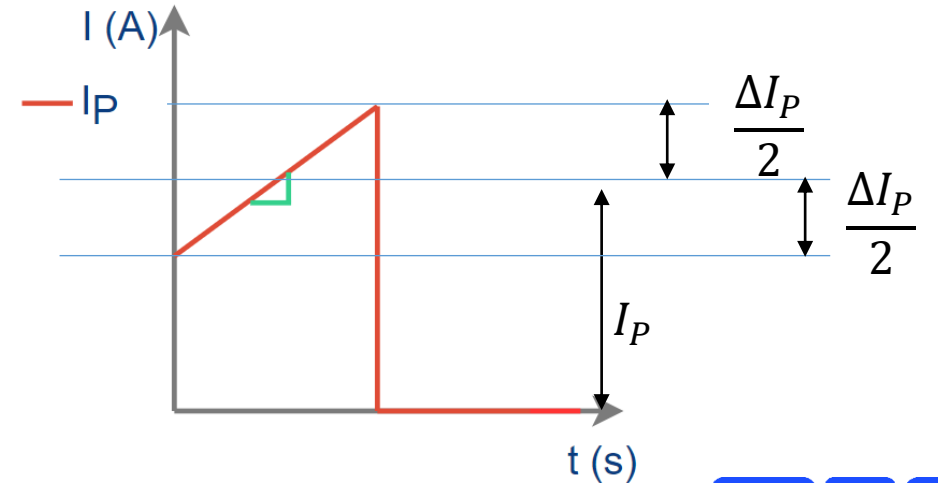
$$I_P = \frac{\Delta I_P}{2}$$
$$\frac{P_{in}}{D \cdot V_{in}} = \frac{D \cdot V_{in}}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_P}$$

$$K_{FR} = 1$$



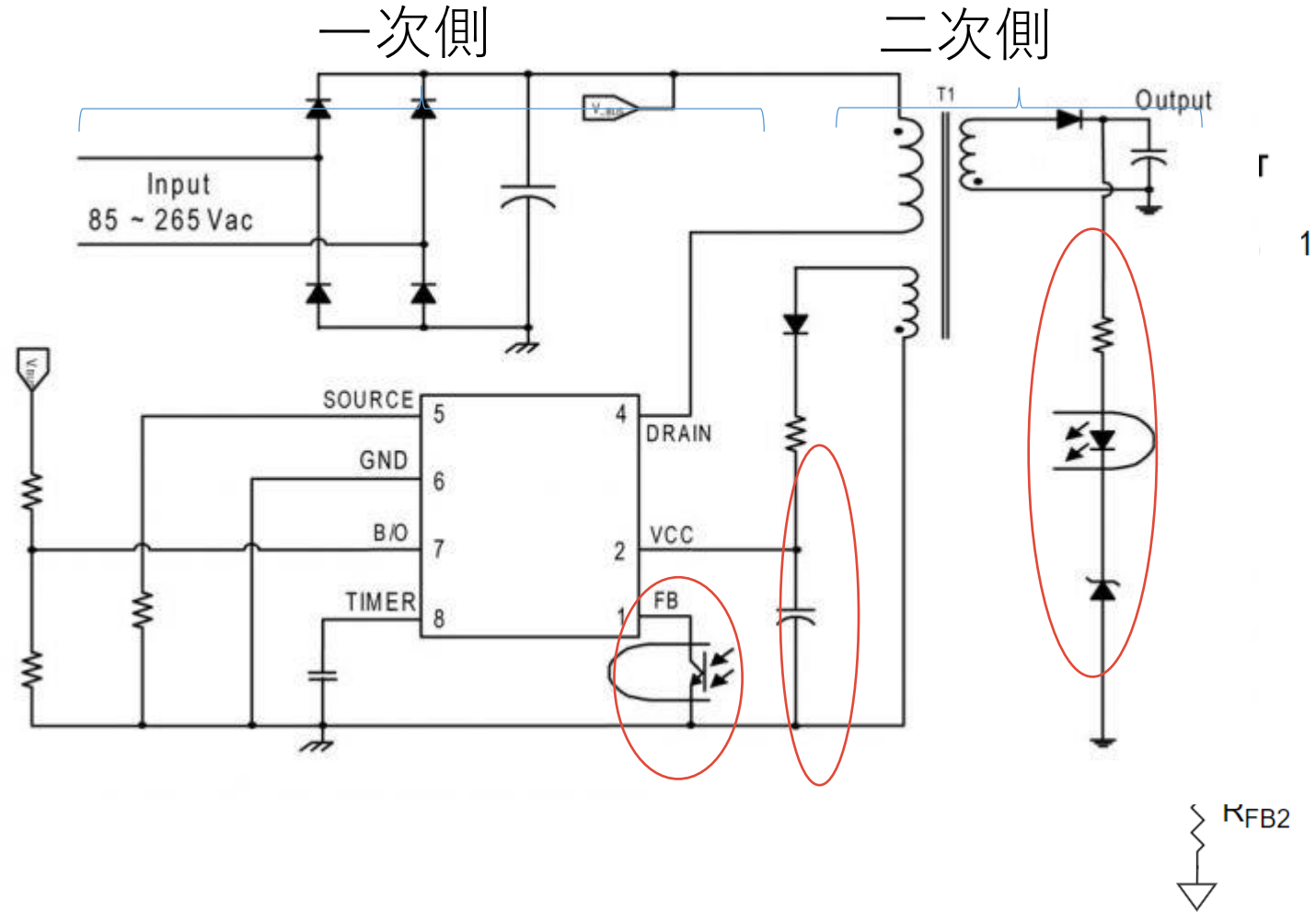
$$I_P \cdot 0.3 = \frac{\Delta I_P}{2}$$

$$K_{FR} = 0.3$$



一次側および二次側レギュレーション

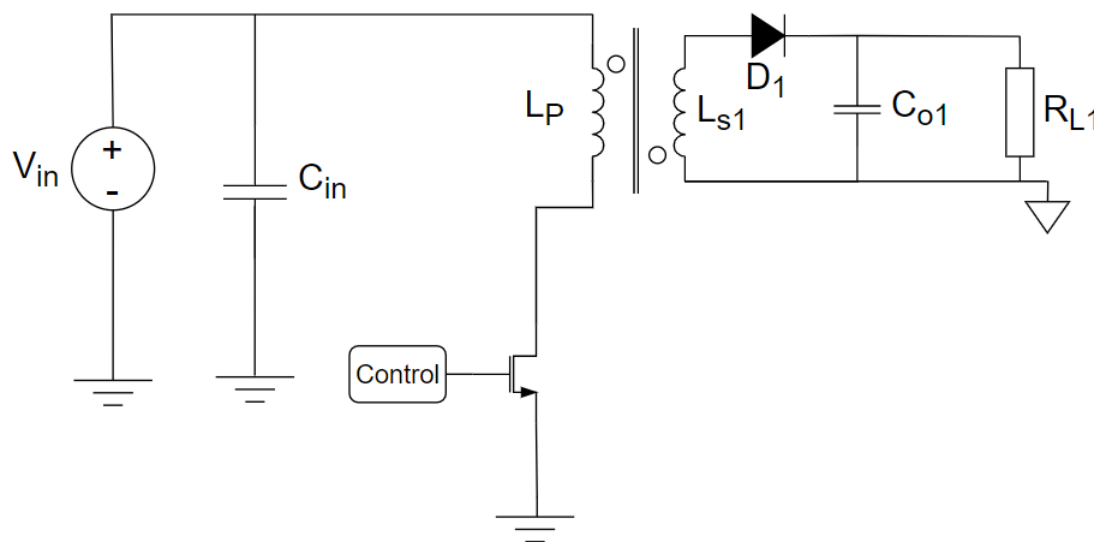
- コントロール
- 一次側レギュレーション
- 二次側レギュレーション



スイッチング周波数の選択

f_{SW} 選択基準:

- f_{SW} が高い場合、トランスと入力および出力フィルタのサイズを小さくする
 - f_{SW} が高い場合、スイッチング損失が増加 (MOSFETの寄生コンデンサ)
- 高い f_{SW} の場合、MOSFETのドレイン容量を減らす
 - トランスの寄生コンデンサと漏れインダクタンスの両方が低減する
 - その他の理由 (EMI、フィルタなど)



最大デューティサイクルの選択

デューティサイクル:

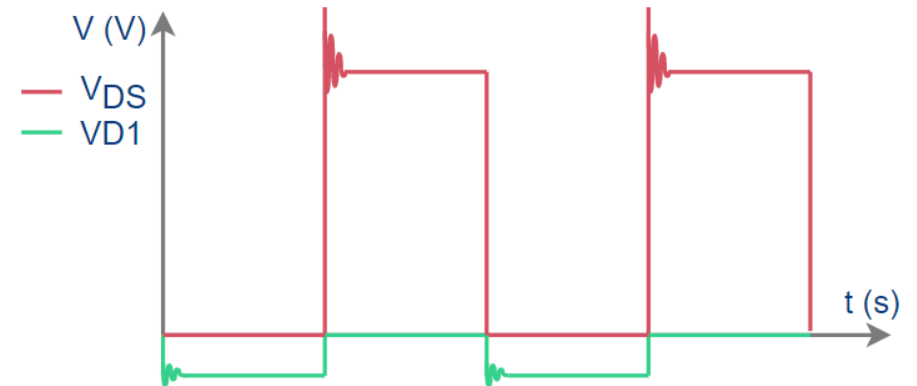
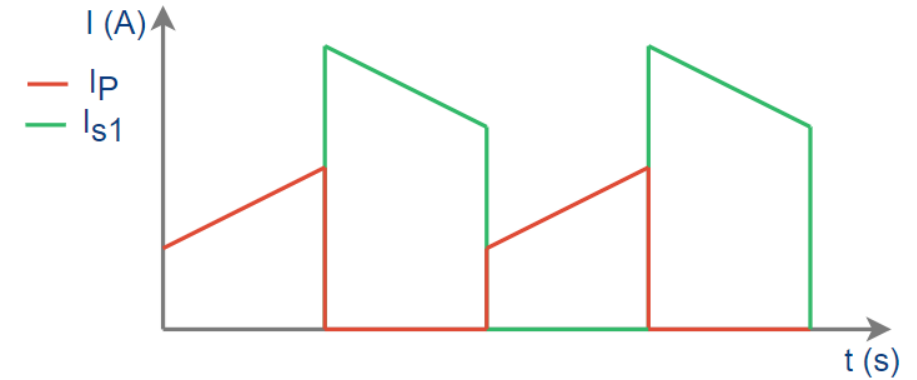
デューティサイクルは以下の理由で重要です:

- MOSFETおよび整流ダイオードのストレス
- 50%以上のデューティサイクルでCCM稼働時サブハーモニックが発生するアプリケーション

公称デューティサイクルを得るためには**0.42~0.5**の間、またMOSFETと出力整流ダイオードを最大に等しく使用するには**0.35~0.42**に設定することを推奨します。これにより、MOSFETとダイオードのストレスを最小化できます。

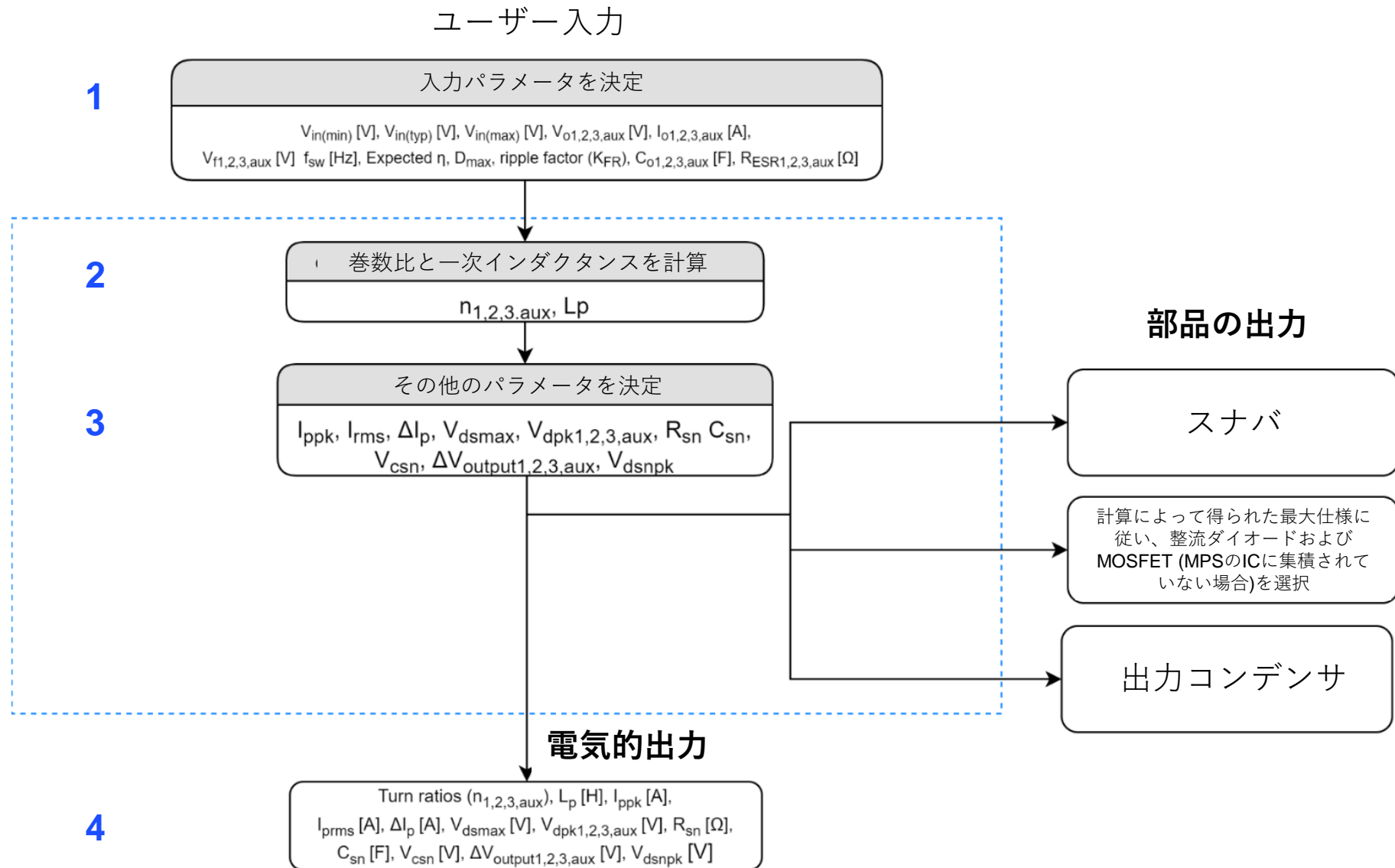
$$V_{DS_max} = V_{in} + \frac{D \cdot V_{in}}{1 - D}$$

$$I_{P_pk} = \frac{P_{in}}{D \cdot V_{in}} + \frac{D \cdot V_{in}}{f_{sw} \cdot L_P}$$



シンプルなフライバック設計と部品選定の例

シンプル化したフライバック設計のフロー



設計に関するインプット

入力 / 出力電圧および電流:

- **V_{in}**: 36V ~ 72V
- **V_{out}**: 12V / 1A

設計上の決定事項:

- CCMあるいはDCM?
- **動作モード: DCM**
- $K_{FR} = 1$ より良い安定性、補償が簡単、高効率

D_{MAX} :

- $D_{max} = 0.5$

f_{sw} :

- $f_{sw} = 160$ KHz
 - 損失によって調整

予測されるコンバータの効率

- 低電力: 80%程度の低効率

MP6004
Primary-Side Regulated Flyback/Buck
80V DCDC Converter

L_{P_max} および巻数率 n_{s1}

最初の計算

$$L_{P_max} = 53 \mu\text{H}$$

- コンバータがフル出力電力およびバウンダリモードで動作する場合の最大着磁 / 一次インダクタンス

$$n_{s1} = 2.5 \quad n_{aux} = 5$$

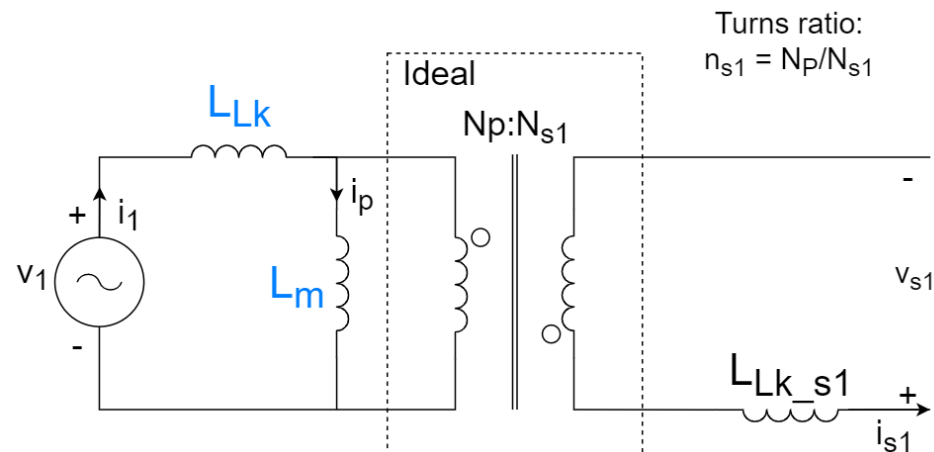
- 1出力と一次巻線間の巻線率

式:

$$L_P = \frac{\eta \cdot D_{max}^2 \cdot V_{in_min}^2}{2 \cdot f_{sw} \cdot K_{FR} \cdot P_O}$$

$$n_{s1} = \frac{V_{in_min} \cdot D_{max}}{(1 - D_{max}) \cdot (V_O + V_D)}$$

V_d (Output diode forward voltage drop approximation) = 0.7 V



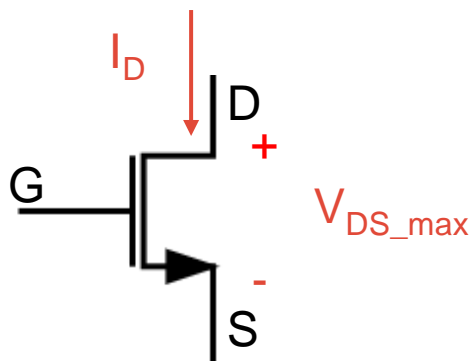
MOSFETの選択

出力パラメータ:

- $I_{P_pk} = 1.87 \text{ A}$
- $I_{D_rms} = 0.77 \text{ A}$
- $V_{DS_max} = 138 \text{ V}$ (20%マージン)

その他のパラメータ:

- R_{ON}
- C_D (寄生容量)
- P_{D_max} (放電)
- t_r / t_f (昇降時間)

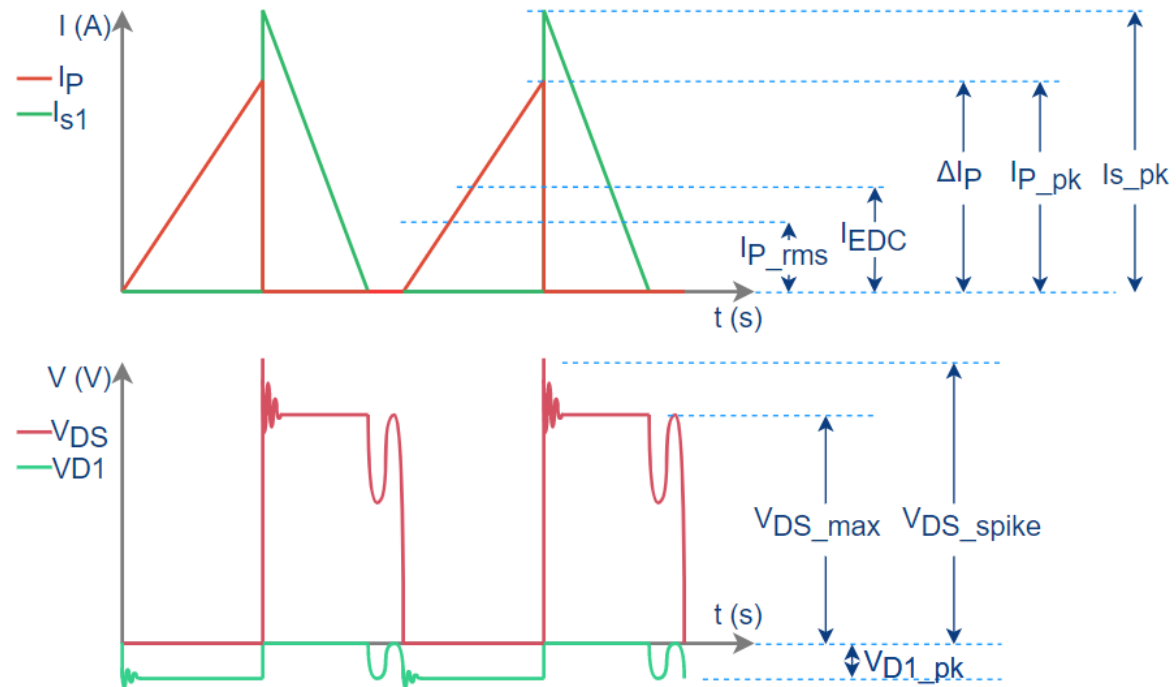


式:

$$V_{DS_max} = V_{in_max} + \frac{D_{max} \cdot V_{in_min}}{1 - D_{max}}$$

$$I_{P_pk} = \frac{P_{in}}{D_{max} \cdot V_{in_min}} + \frac{D_{max} \cdot V_{in_min}}{2 \cdot f_{sw} \cdot L_{P_max}}$$

$$I_{P_rms} = \frac{n \cdot I_o}{(1 - D_{max})} \cdot \sqrt{D_{max}} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{\Delta I_P}{\frac{n \cdot I_o}{(1 - D_{max})}} \right)^2}$$



整流ダイオード

入力パラメータ:

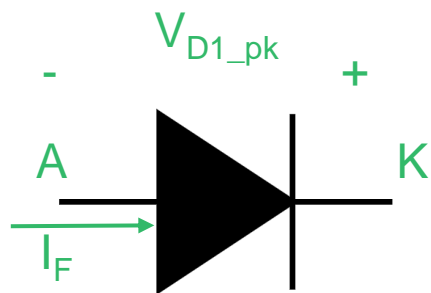
- V_F (順電圧ドロップ)

出力パラメータ:

- $V_{D_pk} = 57.1V$ (逆電圧ピーク) (40%マージン)
- $I_{F_max} = 2 * I_o = 2A$ (順平均電流)

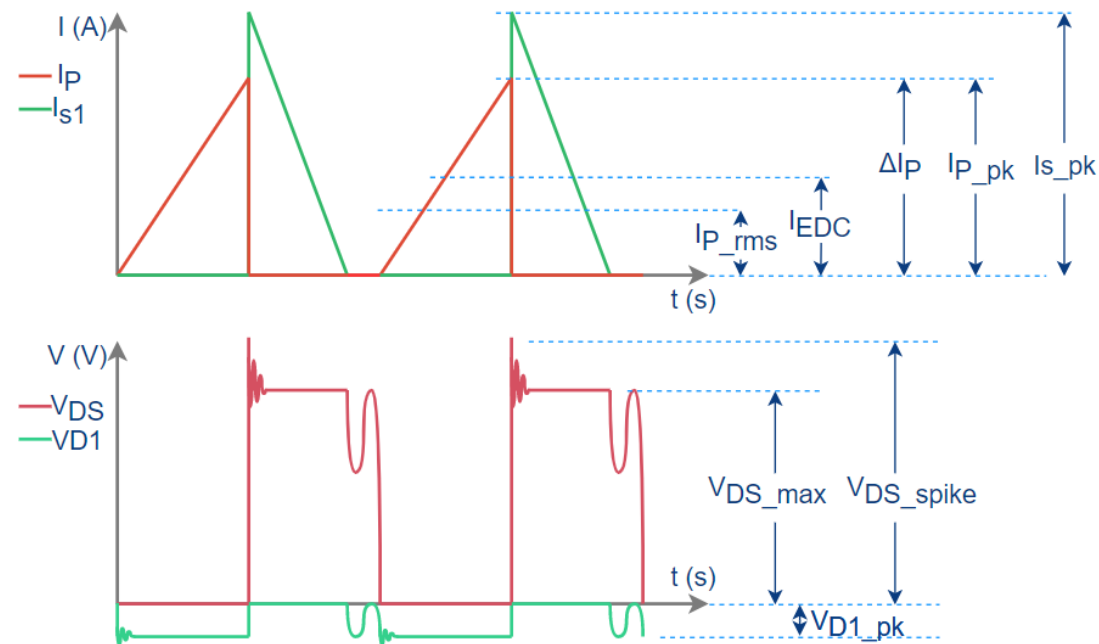
その他のパラメータ:

- I_{FSM} (ピーク順サージ電流)
- t_{rr} (逆回復時間)



式:

$$V_{D1_pk} = V_{out} + \frac{V_{in_max}}{n}$$



出力コンデンサ

理想の出力電圧リップルを得るための出力コンデンサを選びます。

入力パラメータ:

- $C_{O1} = 250\mu\text{F}$ (コンデンサ値)

出力パラメータ:

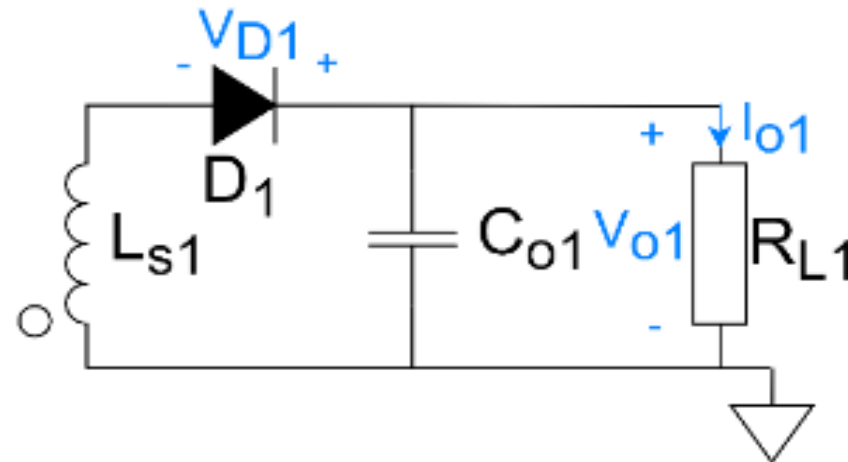
- $\Delta V_{O1} = 0.0125\text{V}$ (出力電圧リップル)

その他のパラメータ:

- I_{Co1_rms}
- ESR (C_{O1} の等価直列抵抗)

式:

$$v_c = \frac{1}{C} \cdot \int_0^{DT_{sw}} i_c(t) dt$$



出力コンデンサ

理想の出力電圧リップルを得るための出力コンデンサを選びます。

入力パラメータ:

- $C_{O1} = 250\mu\text{F}$ (コンデンサ値)

出力パラメータ:

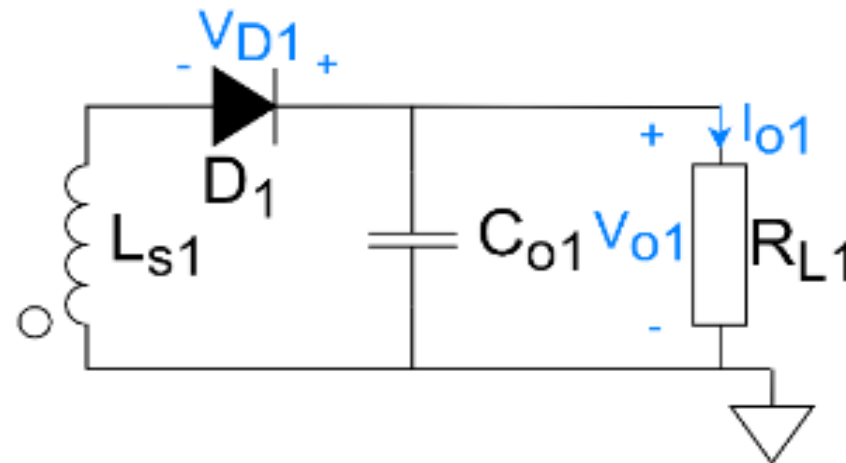
- $\Delta V_{O1} = 0.0125\text{V}$ (出力電圧リップル)

その他のパラメータ:

- I_{Co1_rms}
- ESR (C_{O1} の等価直列抵抗)

式:

$$v_c = \frac{1}{C} \cdot \int_0^{DT_{sw}} -I_o(t) dt$$



出力コンデンサ

理想の出力電圧リップルを得るための出力コンデンサを選びます。

入力パラメータ:

- $C_{O1} = 250\mu\text{F}$ (コンデンサ値)

出力パラメータ:

- $\Delta V_{O1} = 0.0125\text{V}$ (出力電圧リップル)

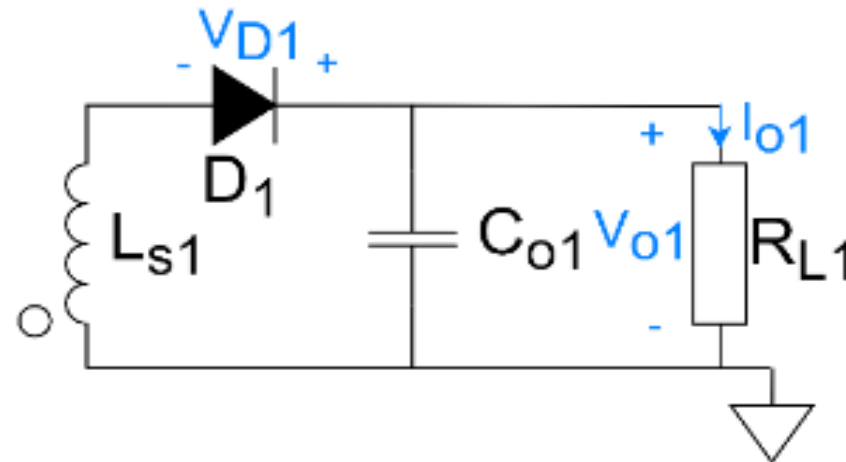
その他のパラメータ:

- I_{Co1_rms}
- ESR (C_{O1} の等価直列抵抗)

式:

$$\Delta V_o = \frac{D \cdot I_o}{C \cdot f_{sw}}$$

$$I_{Co1_rms} = \sqrt{I_{S_rms}^2 - I_o^2}$$



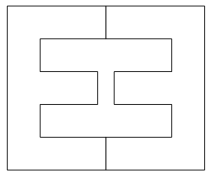
フライバック・トランスの概要

フェライトコア:

経験則に基づき、フェライトコアは問題なく動作します。連続モードで特別な配慮が必要。

コア形状:

EE, EFD, ETD, EER, RM



ボビン:

ボビンは、コア、安全沿面距離およびピン数をサポートする構造を提供します。

ワイヤ:

一次側および二次側の電流に対応して、異なるワイヤゲージが使用されています。

絶縁:

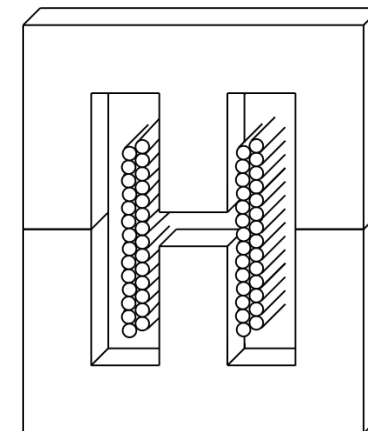
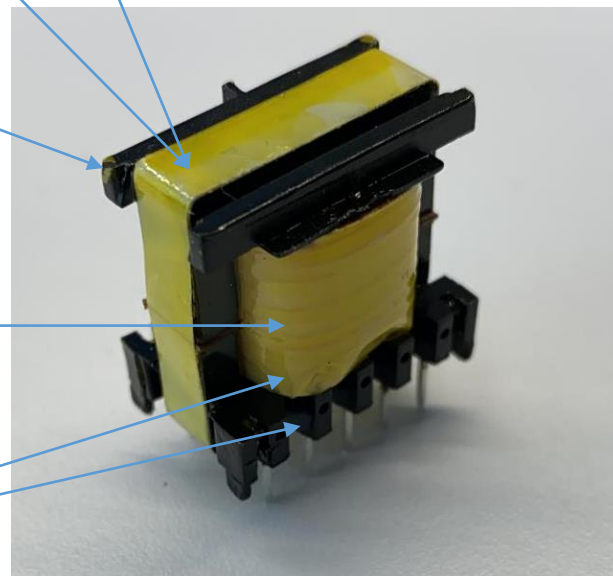
トランスはガルバニック絶縁を使用します:

- 400V
- 1500V
- 3000V

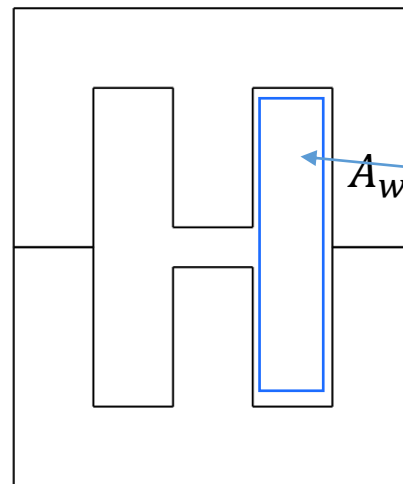
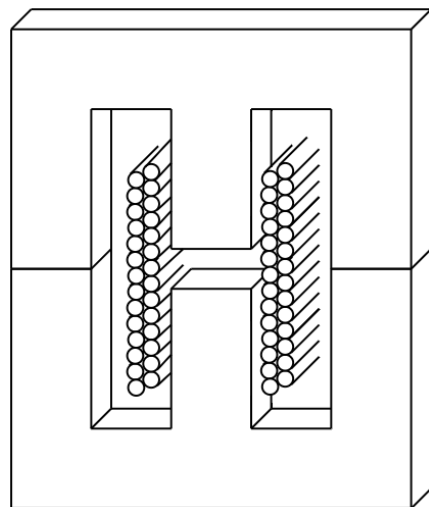
コアの材料:

多くの種類があるので、仕様を満たすものを選択します。

- 理想の周波数で動作する
- 損失が小さい
- 飽和磁束密度
- 透過率



A_p メソッド



A_w = 巻線ウインドウ領域

$$A_p = A_e \cdot A_w \quad [mm^4]$$



A_e = コアのクロスセクション領域

フライバック・トランスの設計

1. $A_p = 121\text{mm}^4$ を計算します。

$$A_p = \left(\frac{L_p \cdot I_{p(max)} \cdot I_{p(rms)(max)}}{B_{max} \cdot 0.0085} \right)^{4/3} \cdot 10000 \quad [\text{mm}^4]$$

B_{max} (入力): 通常フェライトコアには0.2~0.3T

$$A_p = A_e \cdot A_w \quad [\text{mm}^4]$$

2. 銅箔エリアに合わせて、より大きな A_p とともに、コアとボビンを選択します。

- **EE13とボビン。min $l_g = 0.29\text{mm}$**

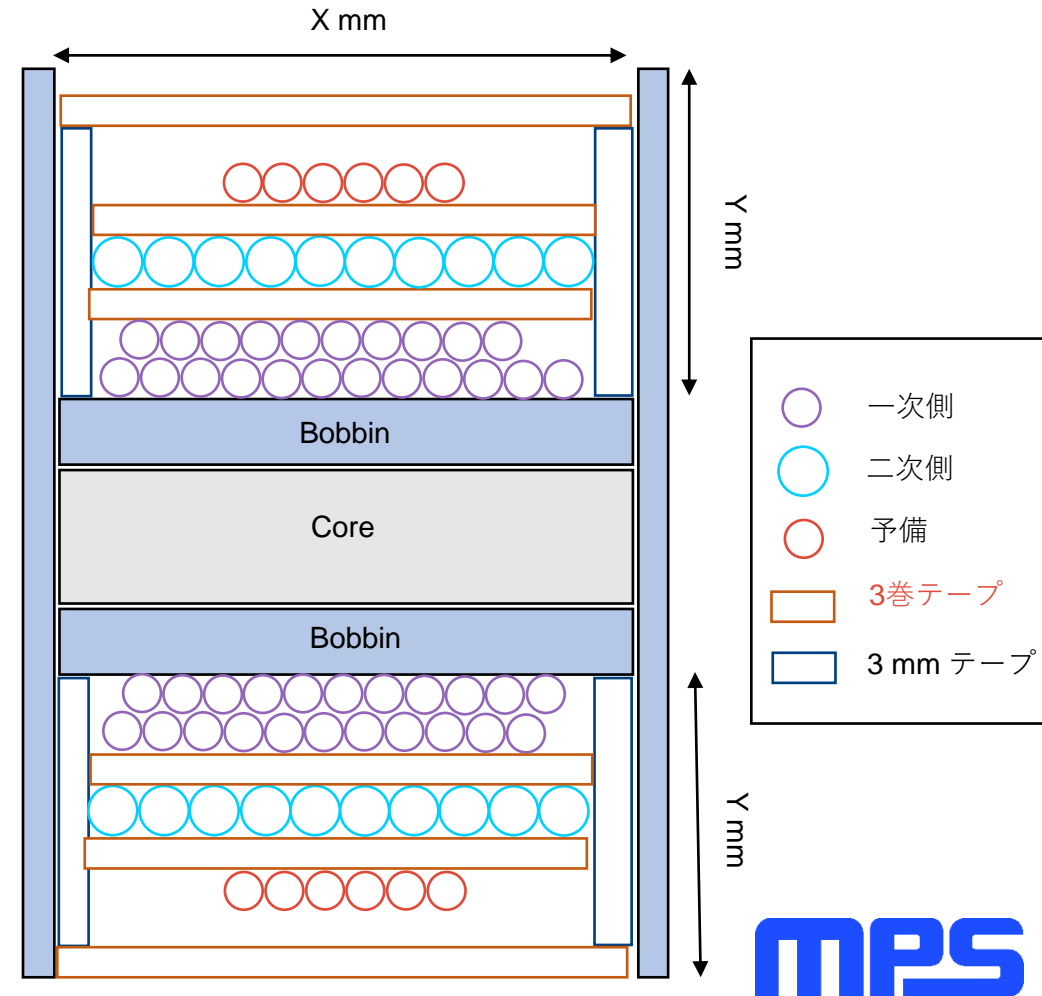
3. 一次側および2次側の巻きを計算します。

- $N_p = 25$
- $N_s = 10$
- $N_{AUX} = 5$

$$N_p = \frac{L_m \cdot I_{pk(max)} \cdot 10^6}{B_{pk} \cdot A_e}$$

$$N_s = \frac{N_p}{n_s}$$

4. ワイヤのサイズを計算します。



スナバの設計

入力パラメータ:

- $L_{Lk} = 2.26 \mu\text{H}$ プライマリ・トランスの漏れインダクタンス (L_M の3%~7%)
- $\Delta V_C = 10\%$ 最大スナバコンデンサ電圧リップル (通常5%~10%)

出力パラメータ:

- $R_{snubber} = 2.5 \text{ k}\Omega$
- $C_{snubber} = 0.036 \mu\text{F}$
- $V_{Csnubber} = 43 \text{ V}$
- $P_{Rsnubber} = 0.75 \text{ W}$
- $V_{Dsn_pk} \approx 1.2 \times V_{DS_max}$

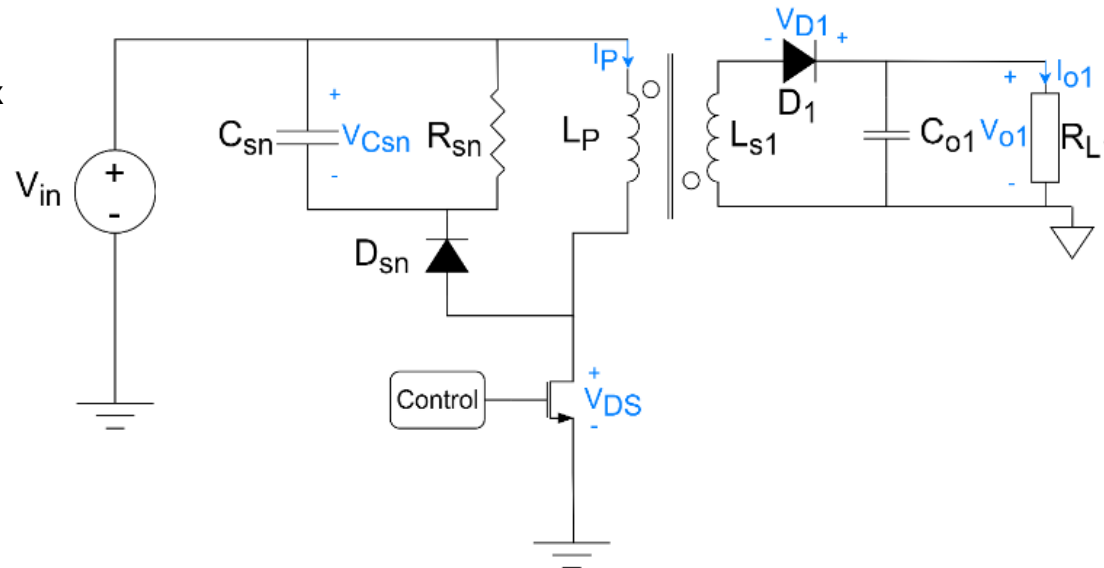
式:

$$V_{c(max)} = V_{DS(max)} \cdot 0.1 + \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \cdot V_{in(min)} \quad [\text{V}]$$

$$R_{snubber} = \frac{V_{c(max)}}{\frac{I_{p(peak)}^2}{2} \cdot L_{leak} \cdot f_{sw}} \quad [\text{Ohm}]$$

$$C_{snubber} = \frac{1}{\Delta V_C \cdot R_{snubber} \cdot f_{sw}} \quad [\text{F}]$$

$$P_{Rsnubber} = \frac{I_{ppk}^2 \cdot L_{leak} \cdot f_{sw}}{2} \quad [\text{W}]$$



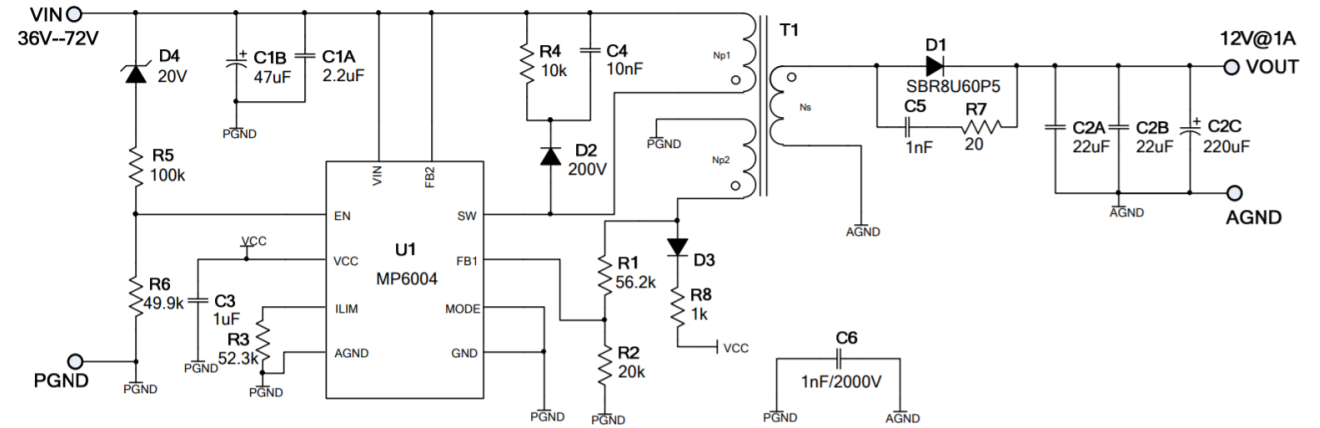
MP6004 – 最終設計

特長:

- V_{IN} : = 36V~72V
- V_{OUT} : 12V/1A
- ピーク効率: 86%
- フォトカプラのフィードバックなしでの一次側レギュレーション
- 180VのスイッチングパワーMOSFET搭載
- 内部80Vスタートアップ回路
- 不連続導通モード (DCM)
- フレキシブルな自己電源または外部VCC電源
- OLP、OVP、オープン回路および熱保護
- 最小限の外部部品
- QFN-14 (3mm x 3mm) パッケージで提供

アプリケーション例:

- セキュリティカメラ
- VoIP電話
- WLANアクセスポイント
- 汎用フライバック・コンバータ



MP6006

4.5V~60V、650kHz、高集積フライバック・コンバータ

主な特長

- 4.5V~60Vの幅広い入力電圧範囲
- 100V VDD 定格スパイク電圧
- 補助巻線およびフォトカプラ経由でのSSRフライバック無しでのアクティブクランプPSRフライバック
- 最大650kHzまで調整可能な周波数
- 周波数デザインでのEMI低減
- 入力サージ保護、出力OVP、OLP、OTPを含む保護機能
- QFN-19パッケージ (3mm x 4mm)

アプリケーション

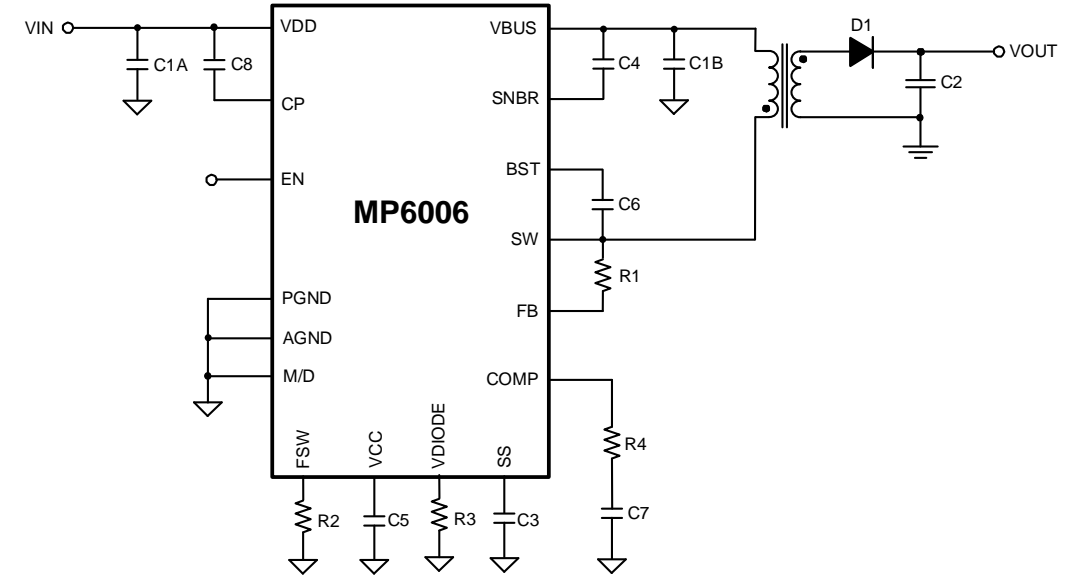
- 絶縁型電源モジュール / バイアス電源
- IGBT/SiC FET ゲートドライバ
- 絶縁型フィールドトランスミッタ / フィールドアクチュエータ
- モータ稼働システム用電源
- 電力系統
- ビルディングオートメーション用HVACシステム

利点

- 4.5V~60Vの動作電圧と 100V の入力電圧サージ
- 最大周波数650kHzで小型のトランスミッタ
- MOSFETを搭載しRCDスナバ回路が不要
- 補助巻線無しでPSRおよびSSRフィードバック
- 周波数デザインで優れたEMI低減

ターゲット市場

- 産業用絶縁ソリューション
- ビルディングオートメーション
- 送電インフラ
- IGBT / SiC



QFN-19パッケージ (3mm x 4mm) で提供

効率 vs. 負荷電力

