

Application Note

BQ2575X および BQ2585X-Q1 ファミリー IC 向けインダクタの選定

Ethan Galloway

概要

インダクタの選定は、スイッチング コンバータにおける最も重要な側面の一つです。適切なインダクタの選定により、効率の向上、温度の低下、コンバータ サイズの小型化を実現できます。本アプリケーション ノートでは、インダクタ損失の計算方法と、アプリケーションに最適なインダクタの選定方法について説明します。

目次

1 概要.....	2
2 インダクタの選択.....	5
2.1 デューティ サイクル.....	5
2.2 インダクタンスの選択.....	5
2.3 インダクタのリップルとピーク電流.....	6
2.4 BQ2575X 設計カリキュレータの使用.....	6
3 インダクタの損失.....	9
3.1 抵抗損失.....	9
3.2 磁気損失.....	10
3.3 インダクタ選定の一般的なルール.....	10
4 部品表 (BOM) 評価.....	11
5 まとめ.....	13
6 参考資料.....	14

商標

すべての商標は、それぞれの所有者に帰属します。

1 概要

インダクタは、磁界の形でエネルギーを蓄える複雑な部品です。この動作はスイッチング コンバータに利用できます。インダクタ選定には多くの要因が関わってきます。システムの仕様によって、インダクタの物理的サイズ、インダクタの DCR、およびインダクタンスが決定されます。インダクタの選定は、効率の向上、サイズの縮小、または利用可能な最大電流の増加において非常に重要です。

専用の降圧または昇圧コンバータとは異なり、4 スイッチ昇降圧コンバータはより広い V_{IN} および V_{OUT} 範囲で動作する必要があります。安定性を維持し、スイッチング電流を確実に処理できるように、インダクタは降圧モードと昇圧モードの両方のワースト ケースのシナリオに対応できるサイズにする必要があります。

降圧、昇圧、または昇降圧コンバータの場合、インダクタは以下の要件に基づいて選定されます。

- 飽和電流 – インダクタの磁界がそれ以上増加できなくなるポイントです。飽和電流は、インダクタのピーク電流よりも大きくなければなりません。
- IDC – インダクタを通過できる発熱をもたらす最大電流です。インダクタの最大 DC 電流の仕様は、回路の DC 電流よりも大きい必要があります。この単位はアンペアです。
- DCR – DCR はインダクタの DC 抵抗であり、通常 $m\Omega$ で記載されます。
- インダクタンス (L) – L は μH で記載されるインダクタの値です。

DC/DC コンバータに関する一般的な用語をいくつか示します。

- 連続導通モード (CCM) - インダクタ電流が常に 0A を上回っている状態です。
- 不連続導通モード (DCM) - インダクタ電流が 0A になったときに発生します。BQ2575X ファミリの部品は、この時点で効率を向上させるためにパルス周波数変調 (PFM) に入れます。

BQ2575X 昇降圧回路の回路例を 図 1-1 に示します。

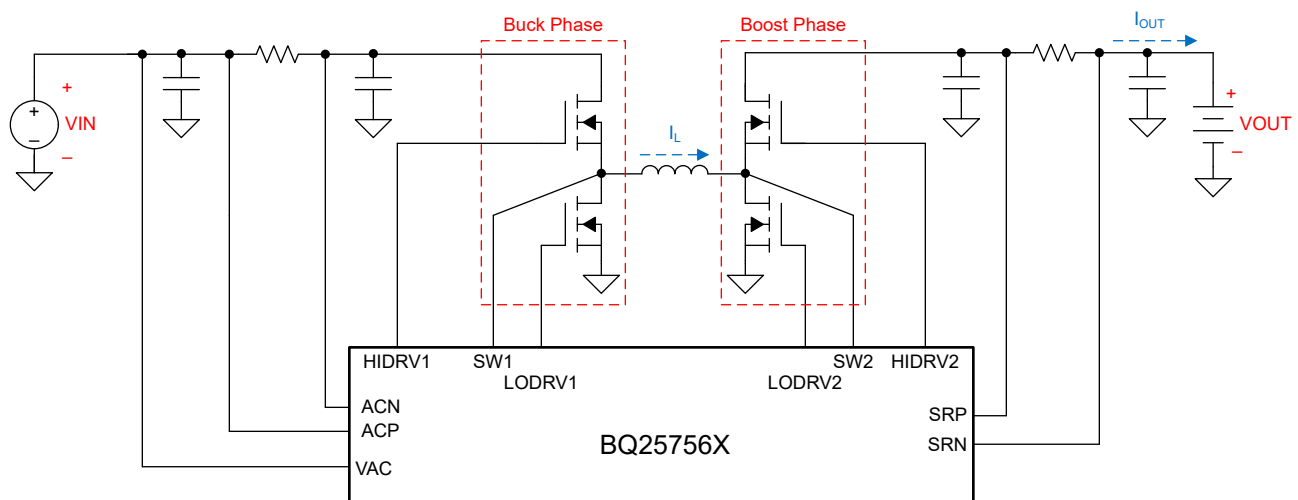


図 1-1. 簡略化した昇降圧コンバータ回路

降圧モードでは、HIDRV1 と LODRV1 が動作して入力電圧を出力電圧に降圧します。HIDRV2 はオンを維持し、LODRV2 はオフを維持します。図 1-2 は、 $V_{IN} = 35V$ 、 $V_{OUT} = 20V$ 、 $I_{OUT} = 4A$ 、 $L = 10\mu H$ 、スイッチング周波数が 350kHz のときのスイッチング波形の例です。

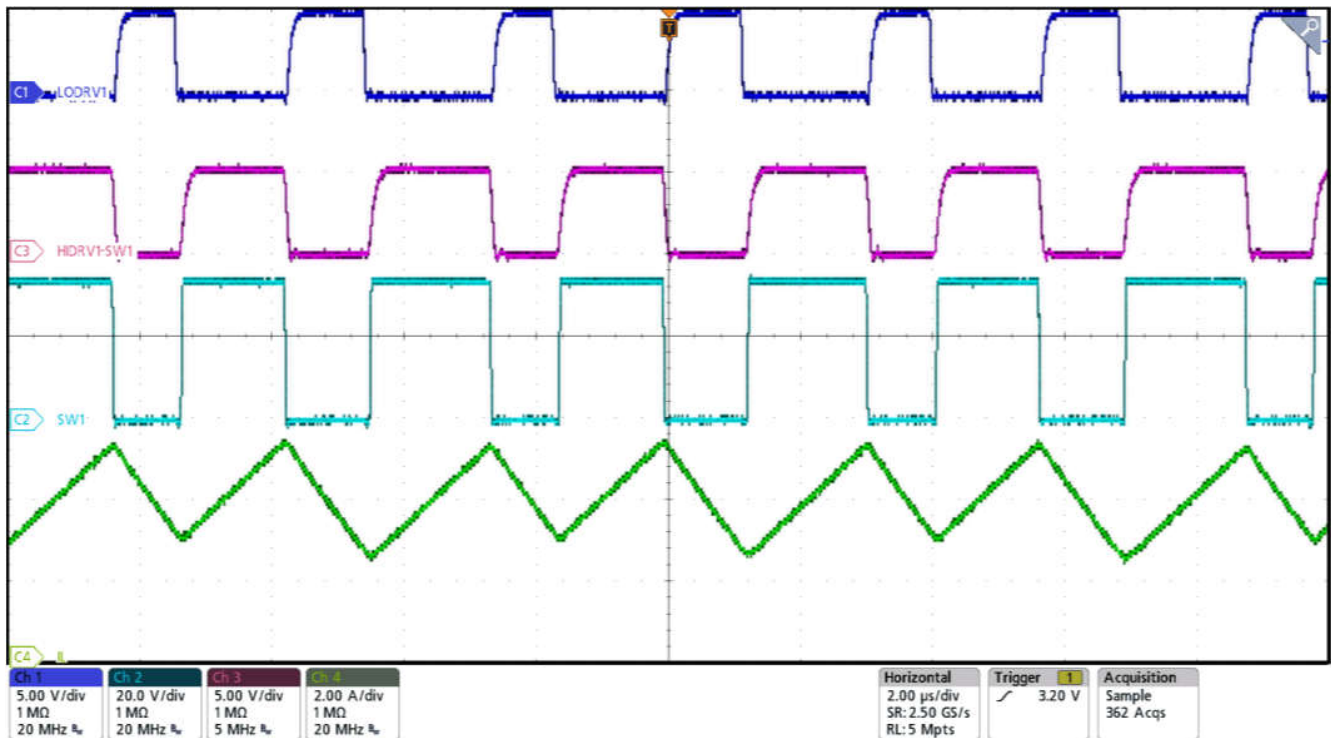


図 1-2. 降圧モードにおける BQ25756

昇圧モードでは、HIDRV1 はオンを維持し、LODRV1 はオフを維持します。HIDRV2 と LODRV2 が動作して入力電圧を出力電圧に昇圧します。図 1-3 は、 $V_{IN} = 25V$ 、 $V_{OUT} = 40V$ 、 $I_{OUT} = 4A$ 、スイッチング周波数が $350kHz$ のときのスイッチング波形の例です。

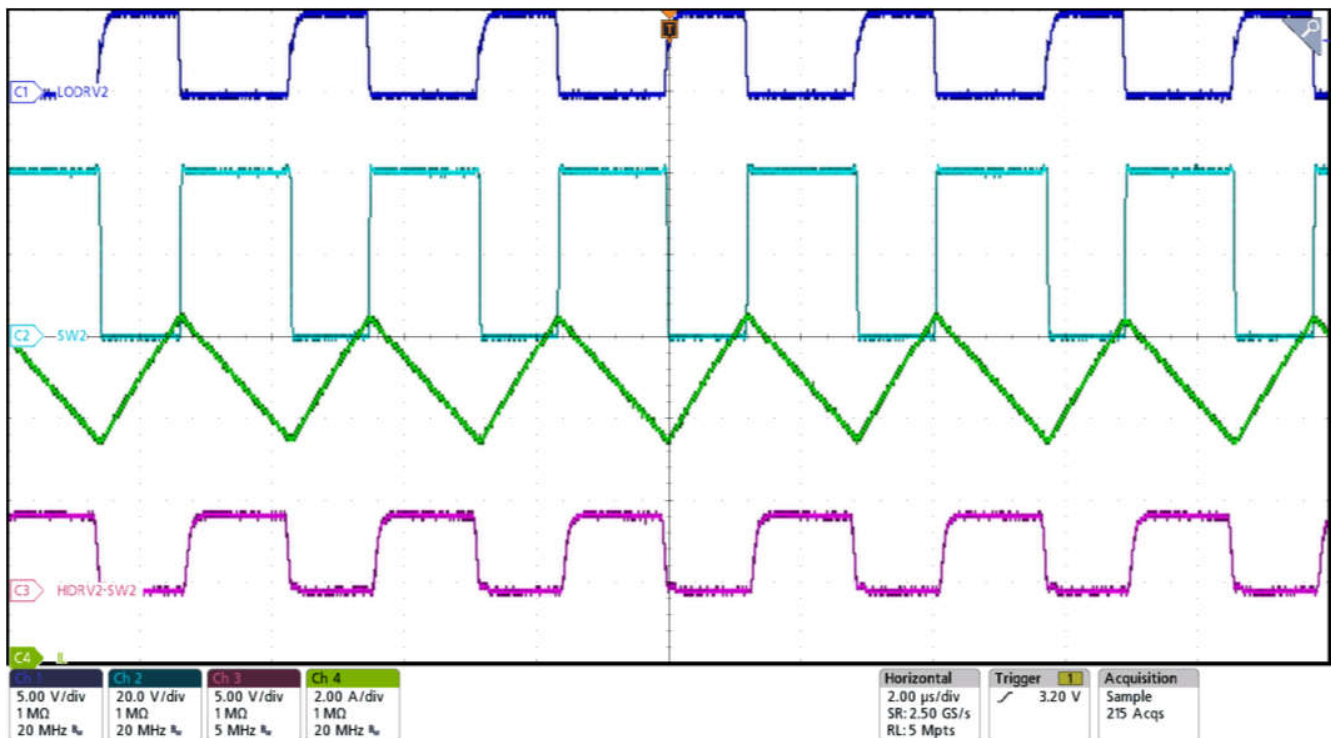


図 1-3. 昇圧モードにおける BQ25756

V_{IN} が V_{OUT} とほぼ等しい場合、IC は昇降圧モードになります。降圧位相と昇圧位相がインターリーブされます。これは、降圧位相が 1 クロック サイクル間スイッチングすることを意味します。次に、昇圧位相は 1 クロック サイクル間スイッチングします。

図 1-4 は、 $V_{IN} = 35V$ 、 $V_{OUT} = 35V$ 、 $I_{OUT} = 4A$ 、 $FSW = 350kHz$ での昇降圧動作を示しています。

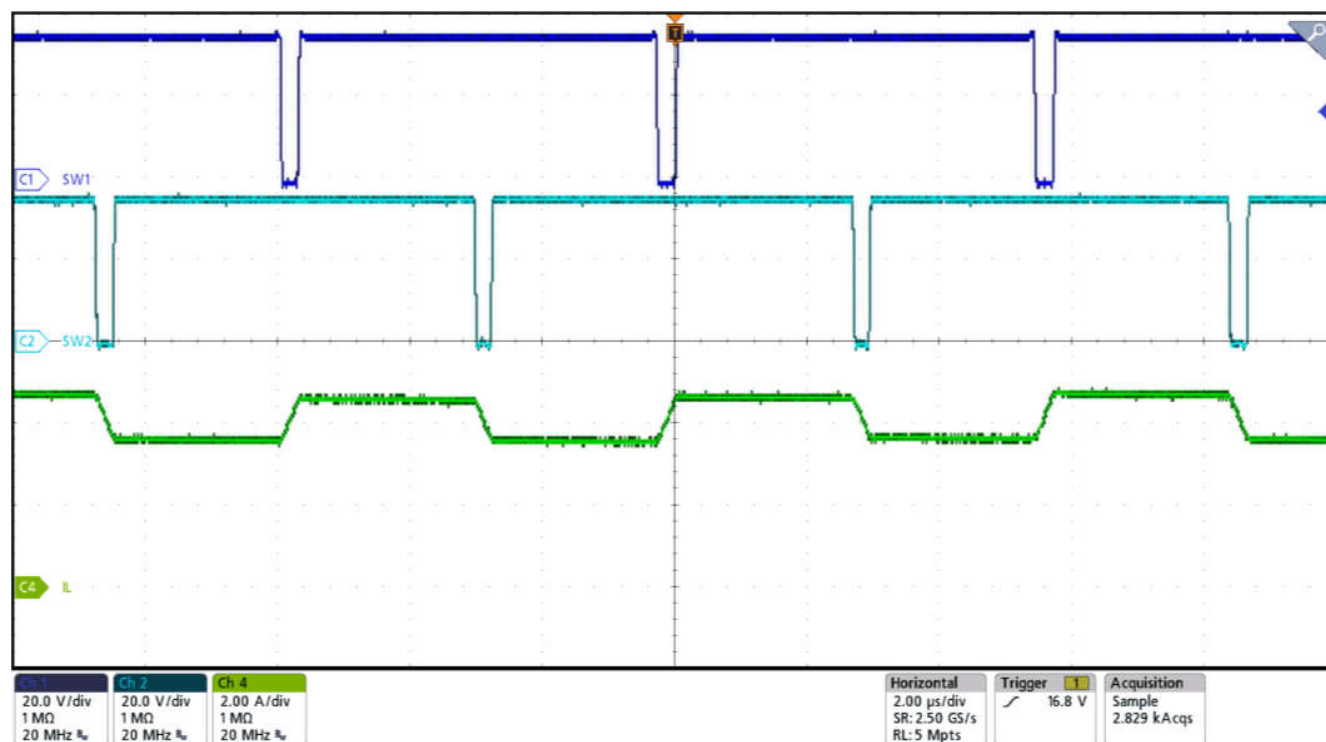


図 1-4. 昇降圧モードにおける BQ25756

降圧パルスと昇圧パルスをインターリーブすることで、降圧モードから昇圧モードへのシームレスな移行が可能になります。

2 インダクタの選択

インダクタを選定するには、以下のパラメータを指定する必要があります。

- 入力電圧範囲
- 最大出力電圧
- 充電電流
- 可能な最大 FSW

これらの仕様に基づいて、以下のパラメータを計算できます。

1. 降圧および昇圧モードにおけるワースト ケース動作条件のデューティ サイクル
2. 降圧モードにおける最小インダクタンス
3. 昇圧モードにおける最小インダクタンス
4. インダクタ リップル電流

2.1 デューティ サイクル

スイッチング コンバータ設計の最初のステップは、デューティ サイクルを計算することです。デューティ サイクルはスイッチ電流を制御し、それがインダクタンスと効率を制御します。昇圧モードと降圧モードの両方について、最大インダクタ電流のポイントを見つける必要があります。

降圧コンバータの場合、最大インダクタ電流は最大入力電圧かつ最低出力電圧のときに発生します。

$$D_{BUCK} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN(MAX)} \times \eta} \quad (1)$$

昇圧コンバータの場合、最大インダクタ電流は最小入力電圧かつ最大出力電圧のときに発生します。

$$D_{BOOST} = 1 - \frac{V_{IN(MIN)} \times \eta}{V_{OUT}} \quad (2)$$

上の式において:

- $V_{IN(MAX)}$ = 最大入力電圧
- $V_{IN(MIN)}$ = 最小入力電圧
- V_{OUT} = 目標出力電圧
- D_{BUCK} = 降圧モードの最小デューティ サイクル
- D_{BOOST} = 昇圧モードの最大デューティ サイクル
- η = 推定効率

2.2 インダクタンスの選択

インダクタ選定の良い目安は、リップル電流を出力リップル電流の 20% ~ 40%、つまり $0.2 < r_{ind} < 0.4$ にすることです。

降圧モードの場合、必要なインダクタンスの推定に 式 3 を使用できます。

$$L > \frac{V_{OUT} \times (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{r_{ind} \times F_{SW} \times V_{IN(MAX)} \times I_{OUT}} \quad (3)$$

上の式において:

- $V_{IN(MAX)}$ = 最大入力電圧
- V_{OUT} = 目標出力電圧
- F_{SW} = スwitchング周波数
- $r_{ind} = \frac{\Delta I}{I_{OUT}}$ これは、最大出力電流を基準としたインダクタリップル電流です。 r_{ind} は特定のアプリケーションの定数です。 r_{ind} は、連続導通モードに対してのみ定義されます。

昇圧モードの場合、式 4 を使用して必要なインダクタンスを推定できます。

$$L > \frac{V_{IN(MIN)}^2 \times (V_{OUT} - V_{IN(MIN)})}{F_{SW} \times r_{ind} \times I_{OUT} \times V_{OUT}^2} \quad (4)$$

上の式において:

- $V_{IN(MIN)}$ = 最小入力電圧
- V_{OUT} = 目標出力電圧
- F_{SW} = スイッチング周波数
- $r_{ind} = \frac{\Delta I}{I_{OUT}}$ これは、最大出力電流を基準としたインダクタリップル電流です。 r_{ind} は特定のアプリケーションの定数です。 r_{ind} は、連続導通モードに対してのみ定義されます。

2.3 インダクタのリップルとピーク電流

最大インダクタ電流を求めるケースには、降圧モードと昇圧モードの 2 つがあります。本アプリケーション ノートの以降の部分では、最も大きい最大インダクタ電流を使用します。

降圧モードでは、最大電流は $V_{IN(MAX)}$ で発生します。最大スイッチ電流の計算には [式 5](#) を使用し、リップル電流の計算には [式 6](#) を使用します。

$$I_{SW(MAX)} = \Delta I + I_{OUT} \quad (5)$$

$$\Delta I = \frac{(V_{IN(MAX)} - V_{OUT}) \times D_{BUCK}}{F_{SW} \times L} \quad (6)$$

上の式において:

- $V_{IN(MAX)}$ = 最大入力電圧
- V_{OUT} = 目標出力電圧
- F_{SW} = スイッチング周波数
- D_{BUCK} = 降圧モードの最小デューティ サイクル
- L = 選択したインダクタの値
- ΔI = 最大 AC リップル電流
- $I_{SW(MAX)}$ = インダクタを流れる最大電流

昇圧モードでは、最大スイッチ電流は $V_{IN(MIN)}$ で発生します。最大スイッチ電流の計算には [式 7](#) を使用し、リップル電流の計算には [式 8](#) を使用します。

$$I_{SW(MAX)} = \frac{\Delta I}{2} + \frac{I_{OUT}}{1 - D_{BOOST}} \quad (7)$$

$$\Delta I = \frac{V_{IN(MIN)} \times D_{BOOST}}{F_{SW} \times L} \quad (8)$$

- $V_{IN(MIN)}$ = 最小入力電圧
- V_{OUT} = 目標出力電圧
- F_{SW} = スイッチング周波数
- D_{BOOST} = 昇圧モードの最大デューティ サイクル
- L = 選択したインダクタの値
- ΔI = 最大 AC リップル電流

2.4 BQ2575X 設計カリキュレータの使用

[BQ25756 設計カリキュレータ](#) は、BQ2575X および BQ2585X-Q1 ファミリのすべてのデバイスで使用できます。このカリキュレータは、抵抗のプログラミング、IC の設定、BOM (部品表) 選定プロセスに役立ちます。このカリキュレータは、動作条件、BOM (部品表)、システム要件に関するユーザー入力を受け取り、電力損失と効率を推定することもできます。このカリキュレータは、磁気コアの損失や銅配線での損失など、他の要因による電力損失を考慮していないことに注意してください。

また、このカリキュレータにはサーミスタ認証タブが付属しており、さまざまな温度充電ウィンドウで、温度の立ち下がりと立ち上がりの各スレッシュホールドに関する最小/代表値/最大値を推定できます。このタブは対象のアプリケーション用のサーミスタを選択するために使用できますが、本セクションでは設計カリキュレータでのインダクタ計算手順に焦点を当てます。

このカリキュレータを使用するには、循環参照に関する警告をスキップし、黄色のセルを入力します。赤いタブが付いたセルには、隣接するセルに関する追加情報が含まれます。赤いセルは、問題を引き起こす可能性のあるセルを強調しています。

まず、入力電圧範囲、出力電圧、最大出力電流をカリキュレータに入力します

5	Step 1: Operating Specifications	
6	Input Voltage - Min, $V_{AC(min)}$	20 V
7	Input Voltage - Nom, $V_{AC(nom)}$	25 V
8	Input Voltage - Max, $V_{AC(max)}$	35 V
9	Battery Voltage, V_{BAT}	16.8 V
10	Full Load Output Current, $I_{OUT(max)}$	5 A

図 2-1. 設計カリキュレータ ステップ 1

次に、希望するスイッチング周波数を入力します。このカリキュレータを使用して、指定した周波数に対する抵抗値をすばやく求められます。「Buck Voltage Limitation」(降圧電圧制限) の行には、降圧専用部品で可能な最大出力電圧が表示されます。

12	Step 2: Switching Frequency	
13	Desired Switching Frequency, F_{DFW}	250 kHz
14	Recommended Switching Frequency Resistor, R_{FSW}	133.33 k Ω
15	Selected Switching Frequency Resistor, R_{FSW}	133 k Ω
16	Recognized Switching Frequency, F_{SW}	250.38 kHz
17	Boost Duty Cycle Limitation	94.37 %
18	Buck Duty Cycle Limitation	96.24 %
19	Boost Output Voltage Limitation at $V_{AC(min)}$	N/A V
20	Boost Output Voltage Limitation at $V_{AC(nom)}$	N/A V
21	Boost Output Voltage Limitation at $V_{AC(max)}$	N/A V
22	Buck Voltage Limitation at $V_{AC(min)}$	19.25 V

図 2-2. 設計カリキュレータ ステップ 2

次に、検討中のインダクタを入力します。このセクションは、リップル電流およびリップル電流のパーセンテージを計算するために使用できます。

BQ2575X および BQ2585X-Q1 IC は、2.2 μ H ~ 15 μ H のインダクタと 1.75m Ω ~ 60m Ω の DCR に対応可能です。IC の最大可能時定数は 1.26 μ H/m Ω です。

24	Step 3: Filter Inductor	
25	Maximum Average Inductor Current, $I_{L(MAX)}$	4.67 A
26	Selected Inductor Saturation Current, I_{SAT}	26 A
27	Minimum Inductance, L	0.79 μ H
28	Selected Inductance, L	10 μH
29	Minimum Recommended Inductance	2.20 μ H
30	Maximum Recommended Inductance	15.00 μ H
31	Minimum Recommended Inductor DCR	1.75 m Ω
32	Maximum Recommended Inductor DCR	60.00 m Ω
33	Selected Inductor DCR	12 mΩ
34	Selected Inductor Time Constant	0.83 μ H/m Ω
35	Maximum Inductor Time Constant	1.26 μ H/m Ω
36	Pk-to-Pk Ripple Current at $V_{AC(min)}$, ΔI_{L1}	1.07 A _{pk-pk}
37	Pk-to-Pk Ripple Current at $V_{AC(nom)}$, ΔI_{L2}	2.20 A _{pk-pk}
38	Pk-to-Pk Ripple Current at $V_{AC(max)}$, ΔI_{L3}	3.49 A _{pk-pk}
39	ΔI_L as a % at $V_{AC(min)}$	21.47 %
40	ΔI_L as a % at $V_{AC(nom)}$	44.02 %
41	ΔI_L as a % at $V_{AC(max)}$	69.78 %
42	Peak Inductor Current, $I_{L(PEAK)}$	5.20 A

図 2-3. 設計カリキュレータ ステップ 3

3 インダクタの損失

磁気コア損失を計算するには、インダクタ メーカーからの支援が必要です。インダクタには 3 つの損失の原因があります。全体の電力損失は、式 9 で表せます。

$$P_{IND} = P_{CORE} + P_{DCR} + P_{ACR} \quad (9)$$

ここで:

- P_{CORE} = インダクタの磁気コア損失による損失です。コア損失は、一般にインダクタにおける主要な損失要因です
- P_{DCR} = 巻線を通る DC 電流による損失
- P_{ACR} = 高周波電流による表皮効果および近接効果からの損失

DC/DC コンバータ設計者にとって、インダクタ損失のすべての形態を計算することは非現実的です。このセクションでは、インダクタ内の損失がどこから発生し、電力損失に何に関連しているかを説明することを目的としています。

3.1 抵抗損失

以下のセクションでは、これらの異なる損失間に関する関係についての情報を提供します。インダクタの実際の磁気損失を計算することよりも、変数間の関係性が最も重要です。

抵抗損失は最も検討しやすく、式 10 で表せます。

$$P_{DCR} = I_{DC}^2 * R_{DCR} \quad (10)$$

ここで:

- P_{DCR} = 巻線を通る DC 電流による損失
- I_{DC} = インダクタ電流の DC 成分
- R_{DCR} = インダクタの DC 抵抗

高周波では、表皮効果および近接効果による損失が影響を及ぼし始めます。高周波では、導体内の渦電流により電流が配線の外側にのみ流れるようになります。これを表皮効果と呼びます。表皮効果は式 11 で計算できます。

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu}} \quad (11)$$

ここで:

- ρ = 導体の抵抗率
- f = 成分の周波数
- μ = 導体の透磁率

銅の導電率 ρ は、25°C で $1.724 \times 10^{-6} \Omega \times \text{cm}$ 、100°C で $2.3 \times 10^{-6} \Omega \times \text{cm}$ です。銅の比透磁率は 1 です。

100°C において、式 11 は式 12 に簡略化できます。

$$\delta = \frac{7.5 \text{ cm}}{\sqrt{f}} \quad (12)$$

R_{ACR} は R_{DCR} に正比例します。導体が導線であり、導体の厚さ $\gg \delta$ である場合、等価 AC 抵抗の推定に式 13 を使用できます。

$$R_{ACR} = \frac{h}{\delta} R_{DCR} \quad (13)$$

たとえば、250kHz で 18awg ワイヤ (1.037mm) を使用するとします。浸透深さは 150 μm 、 R_{ACR} は $6.8 R_{DCR}$ となります。

表皮効果および対応する損失は、 ΔI のすべての周波数成分について計算する必要があります。

最後に、近接効果による 3 つ目の損失形態があります。インダクタ内の磁界は、コア材と導線自体の両方に渦電流を誘導します。インダクタの巻線では、導線に電流が流れていなくても、これらの渦電流によってオーム損失が発生する可能性があります。また、これらの渦電流は導線内の電流の偏りを引き起こします。ほとんどのエンジニアにとって、近接効果による損失を計算することは不可能です。

3.2 磁気損失

磁気損失は、式 14 に示すシュタインメッツの式で計算できます。

$$P_{CORE} = K_{fe0} V_{CORE} \Delta B^\beta F_{SW}^\alpha = K_{fe0} V_{CORE} \left[\frac{|\vec{B}_{CORE(SAT)}|}{I_{SW(MAX)}} \right]^\beta \Delta I^\beta F_{SW}^\alpha \quad (14)$$

ここで:

- $K_{fe0} V_{CORE}$ = コア材質に依存する定数
- F_{SW} = スイッチング周波数
- ΔI_{MAX} = 最大 AC リップル電流
- $I_{SW(MAX)}$ = インダクタを流れる最大電流
- α と β は曲線フィッティング パラメータです。 α は通常 1 ~ 2 の間です。 β は通常 2 ~ 3 の間です。 α と β はデータシートのヒステリシス曲線に適合させる必要があります。

繰り返しになりますが、インダクタの磁気損失の計算は、ほとんどのエンジニアにとって検討の範囲外です。変数間の関係性が最も重要です。 P_{CORE} は ΔI および F_{SW} に正比例します。しかし、 ΔI は F_{SW} にも反比例し、通常、定数 β は α よりも大きいです。これら 2 つの事実を合わせると、周波数が高くなるにつれてコア損失が減少することを意味します。

3.3 インダクタ選定の一般的なルール

インダクタ選定に役立ついくつかのシナリオを以下に示します。

最も小さいインダクタを選択するには、システムが許容する範囲で最も高い周波数を使用します。周波数が高くなるとリップル電流が低減し、リップル電流が低減することで、より低いインダクタンス値のインダクタを使用できるようになります。値の小さいインダクタは、値の大きいインダクタよりもサイズが小さく、DCR も低くなります。周波数が高いとインダクタでの損失は減りますが、スイッチングトランジスタでの損失が増加することに注意してください。

より効率的なシステムにするには、低い周波数で値の大きいインダクタを使用できます。周波数が低いと、パワー トランジスタでの損失が少なくなります。低い周波数で増大するリップル電流を抑えるために、より大きなインダクタンスが必要となります。

理想的なシステムでは、トランジスタ、インダクタの損失、およびシステム サイズのバランスをとる必要があります。通常的设计では、リップル電流を 20% ~ 40% の間に維持することを目指してください。これにより、インダクタの磁気コア損失を計算することなく、インダクタ損失とスイッチング FET 損失の最良のバランスを取れます。

4 部品表 (BOM) 評価

効率性と損失について、いくつかの BOM が評価されています。

表 4-1. 部品表

BOM	MOSFET	インダクタ	スイッチング周波数
BOM1	AONS66408	SRP1050WA-100M (10 μ H, 20m Ω)	250KHz
BOM2	AONS66408	SRP1050WA-4R7M (4.7 μ H, 9m Ω)	250KHz

異なるインダクタを使用した BOM の効率を以下に示します。テスト条件は次のとおりです。

- FSW=250kHz
- VIN = 48V
- VOUT = 8V、28V、48V

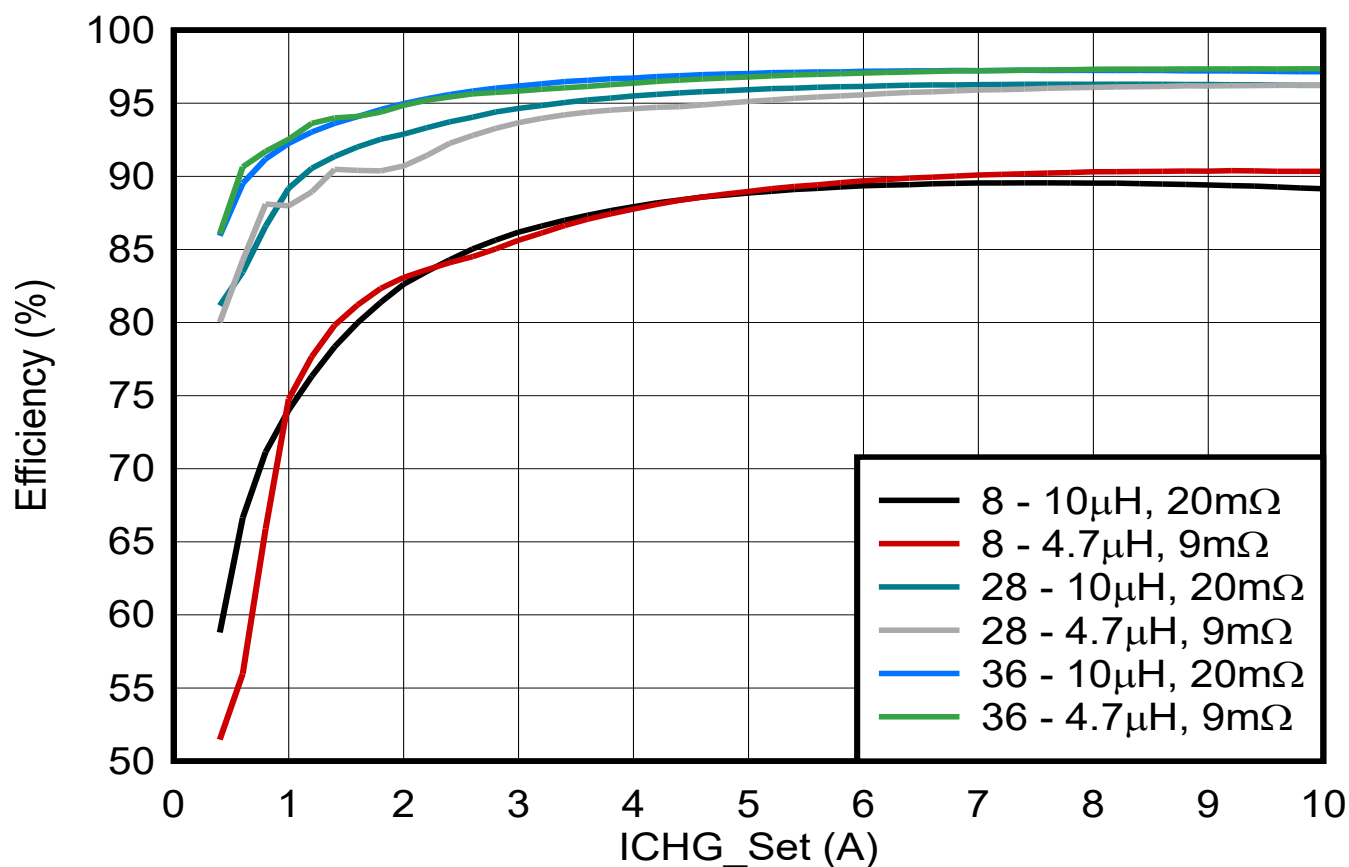


図 4-1. VIN = 48V における BOM1 と BOM2 の効率比較

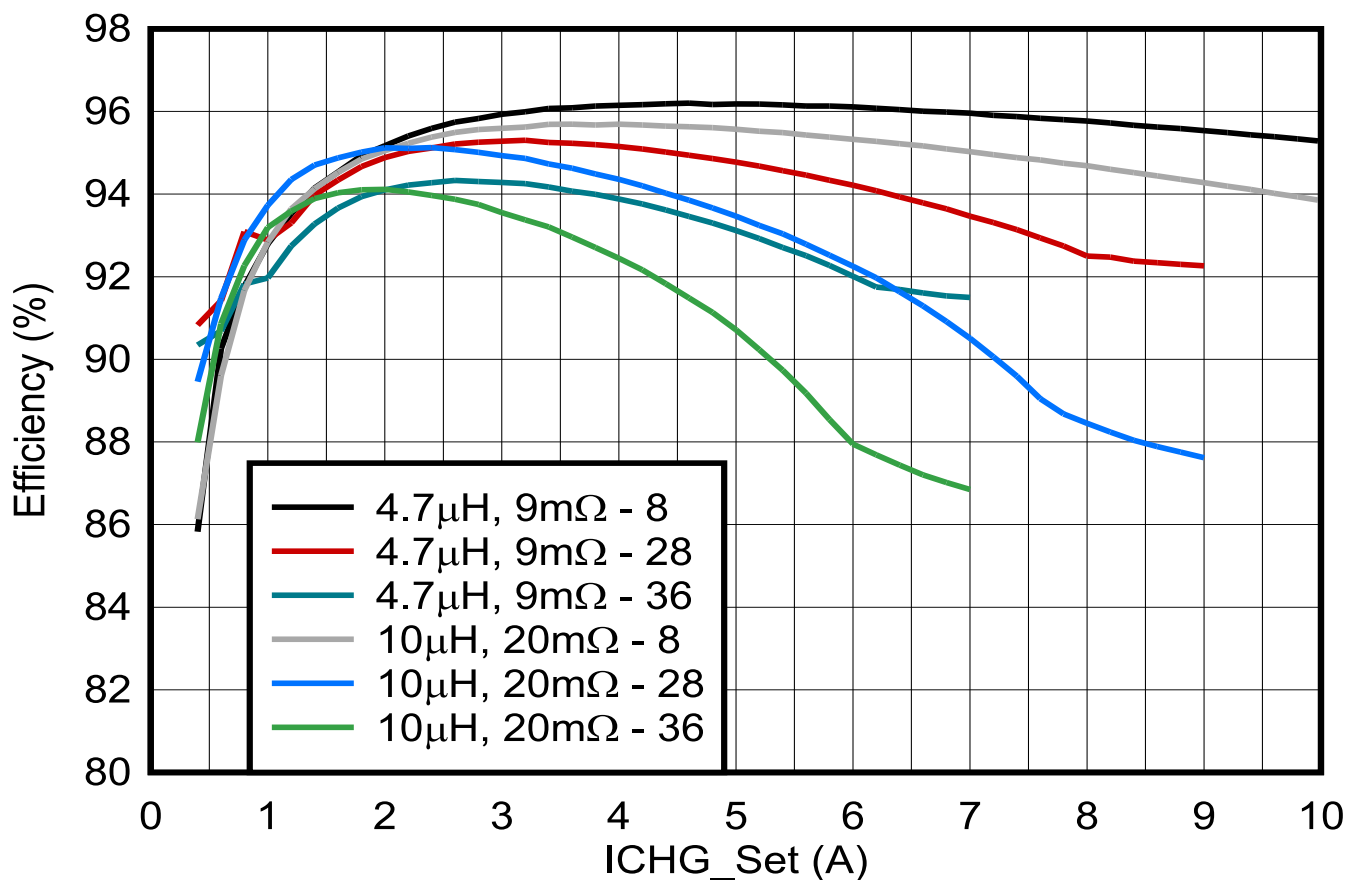


図 4-2. VIN = 12V における BOM1 と BOM2 の効率比較

インダクタ間の違いを比較することは、多くの場合困難です。ほとんどのインダクタでは、インダクタンスを変更すると抵抗も変化します。これら 2 つの変数の存在により、一般的な結論を導き出すことが難しくなることがよくあります。

図 4-1 から、インダクタ間の損失はほぼ同等であることが分かります。4.7μH のインダクタは DCR が大幅に低いものの、リップル電流が高くなります。リップル電流が高くなると、インダクタのコア損失が増加します。チャートから見ると、高いインダクタ コア損失が、低い DCR による低い DC 電力損失と相殺されているように見えます。

図 4-2 は、より顕著な効果を示しています。12V から 36V へ昇圧するには、相当な入力電流が必要です。12V 時、BQ25856-Q1 は 7A で 36V の出力電圧を維持するために 21A の入力を必要とします。これは大きな DC 電流であるため、ここでは DCR 損失がより支配的になります。この結果、4.7μH インダクタの効率がはるかに向上します。

5 まとめ

インダクタを選定する際には、考慮すべき多くの要因があります。インダクタは複雑な部品であり、一般的な電源エンジニアがすべてのパラメータを計算できるわけではありません。インダクタンス、DCR、およびサイズを慎重に検討する必要があります。

6 参考資料

- テキサス・インスツルメンツ、『[降压コンバータ向けインダクタの選定](#)』アプリケーション レポート
- テキサス・インスツルメンツ、『[波形監査: インダクタが飽和しているか?](#)』技術記事
- テキサス・インスツルメンツ、『[BQ2575x ファミリー向け MOSFET 選択ガイド](#)』アプリケーション ノート
- テキサス・インスツルメンツ、『[BQ2575X / BQ2585X-Q1 設計カリキュレータ](#)』ツール
- テキサス・インスツルメンツ、『[降压コンバータの電力段の基礎的計算](#)』アプリケーション ノート [SLVA477](#)
- テキサス・インスツルメンツ、『[昇圧コンバータの電力段の基礎的計算](#)』アプリケーション ノート
- テキサス・インスツルメンツ、『[4 スイッチ昇降圧電力段の基本的な計算](#)』アプリケーション レポート
- European Passive Components Institute、『[Winding Losses in Transformers and Inductors](#)』記事

重要なお知らせと免責事項

TI は、技術データと信頼性データ (データシートを含みます)、設計リソース (リファレンス デザインを含みます)、アプリケーションや設計に関する各種アドバイス、Web ツール、安全性情報、その他のリソースを、欠陥が存在する可能性のある「現状のまま」提供しており、商品性および特定目的に対する適合性の黙示保証、第三者の知的財産権の非侵害保証を含みいかなる保証も、明示的または黙示的にかかわらず拒否します。

これらのリソースは、TI 製品を使用する設計の経験を積んだ開発者への提供を意図したものです。(1) お客様のアプリケーションに適した TI 製品の選定、(2) お客様のアプリケーションの設計、検証、試験、(3) お客様のアプリケーションに該当する各種規格や、その他のあらゆる安全性、セキュリティ、規制、または他の要件への確実な適合に関する責任を、お客様のみが単独で負うものとし、TI は一切の責任を拒否します。

上記の各種リソースは、予告なく変更される可能性があります。これらのリソースは、リソースで説明されている TI 製品を使用するアプリケーションの開発の目的でのみ、TI はその使用をお客様に許諾します。これらのリソースに関して、他の目的で複製することや掲載することは禁止されています。TI や第三者の知的財産権のライセンスが付与されている訳ではありません。お客様は、これらのリソースを自身で使用した結果発生するあらゆる申し立て、損害、費用、損失、責任について、TI およびその代理人を完全に補償するものとし、TI は一切の責任を拒否します。

TI の製品は、[TI の販売条件](#)、[TI の総合的な品質ガイドライン](#)、[ti.com](https://www.ti.com) または TI 製品などに関連して提供される他の適用条件に従い提供されます。TI がこれらのリソースを提供することは、適用される TI の保証または他の保証の放棄の拡大や変更を意味するものではありません。TI がカスタム、またはカスタマー仕様として明示的に指定していない限り、TI の製品は標準的なカタログに掲載される汎用機器です。

お客様がいかなる追加条項または代替条項を提案する場合も、TI はそれらに異議を唱え、拒否します。

Copyright © 2026, Texas Instruments Incorporated

最終更新日：2025 年 10 月