

Application Note
統合型トランス LLC 設計の巻線比補正係数



Martin Huang

概要

LLC の設計では、トランス内部に内蔵されている共振インダクタを設計したときに、巻線比が、ターゲットと一致していないことがわかりました。このアプリケーション ノートでは、トランスモデルの変更について説明した後、最初の高調波近似 (FHA) モデルを更新して、設計サイクルを短縮するのに役立つ補正係数を求めます。

目次

1 概要.....
2
2 詳細説明.....
3
2.1 LLC の設計.....
3
2.2 実変圧器のモデル.....
4
2.3 LLC にトランスを内蔵し補正係数.....
4
2.4 性能確認のための実際の設計.....
7
3 まとめ.....
10
4 参考資料.....
10

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

SRC LLC デザインは、高効率アプリケーションで一般的なトポロジです。通常、FHA をベースとして電源を設計します。スイッチング周波数が共振周波数に近い場合、非常に良好な結果を得られます。実際の設計環境で、トランスの漏れインダクタンスを共振インダクタンスとして実装すると、結果は正しくないことがわかりました。特に、1 次側と 2 次側で分割巻線を使用するこのような設計では問題が発生することがわかりました。このアプリケーション ノートでは、エンジニアが設計サイクルの短縮に役立つ補正係数を見つけることができます。

アプリケーション ノートの最初の部分では、概ね FHA について説明します。次に、2 次側漏れインダクタンスをシステムに配置してトランスモデルを変更します。3 番目の部分では、伝達関数を書き直し、巻線比の補正係数を調べます。第 4 部では、設計例を用いて、計算、シミュレーション、実機システムに基づいて結果を比較し、確認を行います。

2 詳細説明

2.1 LLC の設計

LLC は全範囲で ZVS 動作を行うため、非常に普及している設計で、非常に高効率の設計をサポートしています。大半の状況では、FHA 方式を使用してシステムを設計します。この方式は、スイッチング周波数がシステムの共振周波数に近い場合、かなり良好な結果をもたらすことができます。詳細な FHA プロセスには対応していません。図 2-1 は、元の回路 (A) からの伝達手順を示し、モデルを方形波 (B) に単純化し、FHA 転送を介して正弦波システム (C) が得られます。インピーダンス解析によってシステムを定義するのは非常に簡単です。

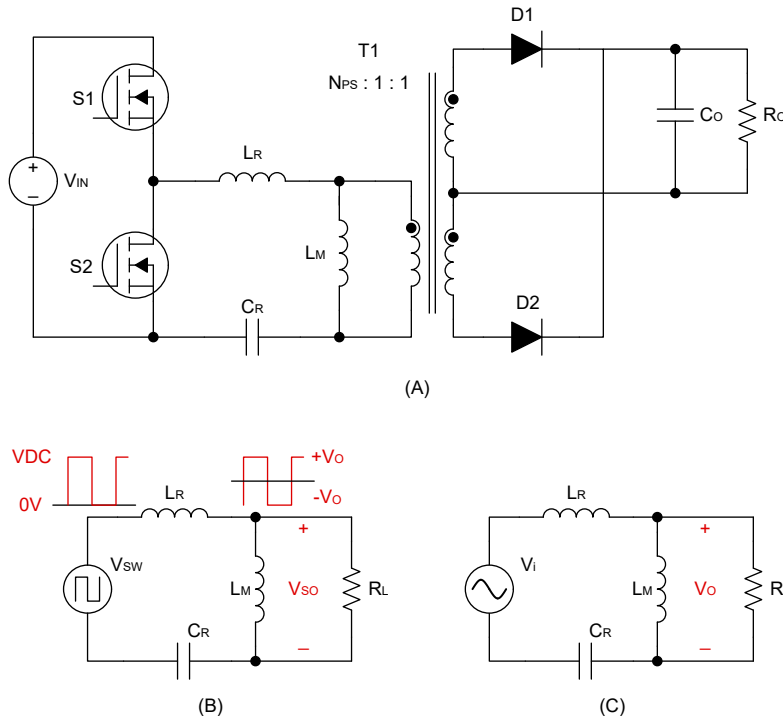


図 2-1. FHA の手順。(a) 二次センター テープを使用した LLC 回路を示します。(B) に、A からの簡略化モデルを示します。(C) は、正弦波モデルを得るために B から FHA を取ります

このモデルに基づいて、システム設計の伝達関数を簡単に記述できます。

$$M_g = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \left| \frac{Z_{Lm} || R_e}{Z_{Lm} || R_e + Z_{Lr} + Z_{Cr}} \right| \quad (1)$$

ここで、 Z_{Lm} 、 Z_{Lr} 、 Z_{Cr} は、磁化インダクタ、共振インダクタ、共振コンデンサのインピーダンスです。

$$Z_{Lm} = j \times \omega_{SW} \times L_M \quad (2)$$

$$Z_{Lr} = j \times \omega_{SW} \times L_r \quad (3)$$

$$Z_{Cr} = \frac{1}{j \times \omega_{SW} \times C_R} \quad (4)$$

R_e は:

$$R_e = \frac{8}{\pi^2} \times N_{PS}^2 \times R_L \quad (5)$$

L_m 、 L_r 、 C_r を定義することで、システムに良好な結果を提供できます。

2.2 実変圧器のモデル

実際のトランスの場合、1 次側と 2 次側の漏れインダクタンスが含まれます。トランスのモデルは、寄生抵抗と寄生容量を無視して図 2-2 (A) のように簡略化できます。このモデルには、巻線比 N_{PS} 、磁化インダクタンス L_M 、1 次側漏れインダクタンス L_{KP} 、2 次側漏れインダクタンス L_{KS} を持つ理想的なトランスが含まれています。理想的なトランスを使用せずにモデルを (B) として簡略化することもできますが、 N_{PS}^2 比を使用して 2 次側漏れインダクタンスを 1 次側に伝達することもできます。

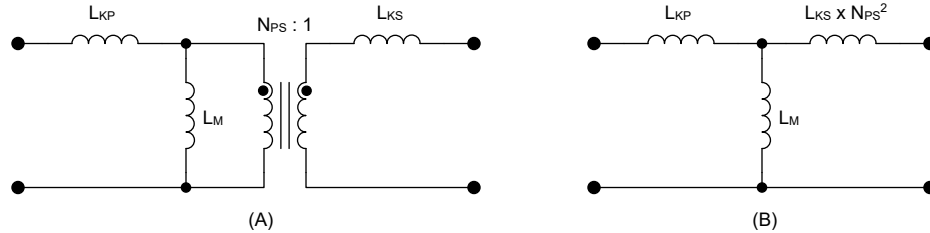


図 2-2. トランスの簡略モデル。

インダクタンス測定では、1 次側インダクタンス L_P を 2 次側端子がオープンなときの値と定義し、次のように示します。

$$L_P = L_M + L_{KP} \quad (6)$$

また、2 次側端子が「短絡」された状態における漏れインダクタンス L_K の値は、次のように表示されます。

$$L_K = L_{KP} + L_M \parallel L_{KS} \times N_{PS}^2 \quad (7)$$

式を簡素化するために、次のような仮定をします。

$$L_R = L_{KP} = L_{KS} \times N_{PS}^2 \quad (8)$$

この想定に基づき、 L_M は次のように計算できます。

$$L_M = L_P \times \sqrt{1 - \frac{L_K}{L_P}} \quad (9)$$

L_M の結果を eq (6) に入力して、 L_R の値を得ることができます。

2.3 LLC にトランスを内蔵し補正係数

ここでは、二次漏れインダクタンスを持つ新しいトランス モデルをモデルに組み込み、新しいモデルを図 2-3 に示します。

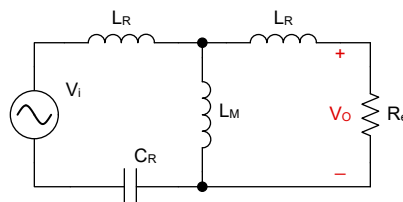


図 2-3. 2 次側漏れインダクタンスを持つ FHA モデル

統合型設計 M_{g_int} ゲインは次のように書き込むことができます。

$$M_{g_int} = \frac{V_O}{V_I} = \left| \frac{Z_{Lm} \parallel (R_e + Z_{Lr})}{Z_{Lm} \parallel (R_e + Z_{Lr}) + Z_{Lr} + Z_{Cr}} \times \frac{R_e}{R_e + Z_{Lr}} \right| \quad (10)$$

それは次のように簡略化できます。

$$M_{g_int} = \frac{L_n \times f_n^2}{\left[f_n^2 \times (L_n + 1) - 1 \right] + j \times f_n \times Q_e \times \left[f_n^2 \times (2 \times L_n + 1) - (L_n + 1) \right]} \quad (11)$$

ここで、 f_n は共振周波数によるスイッチング周波数の正規化値です。この周波数は、共振周波数と比較した実際のスイッチング周波数に関する係数です。

$$f_n = \frac{f_{SW}}{f_{RES}} \quad (12)$$

f_{SW} はスイッチング周波数、 f_{RES} はシステムの共振周波数であり、次のように定義されます。

$$f_{RES} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_R \times C_R}} \quad (13)$$

L_n は、磁化と共振インダクタンスとの比率を意味します。

$$L_n = \frac{L_M}{L_R} \quad (14)$$

Q_e はシステムの品質係数です。

$$Q_e = \frac{\sqrt{\frac{L_R}{C_R}}}{R_e} \quad (15)$$

eq (11) に基づき、異なる Q_e と L_n で最大ゲインを得ることができ、図 2-4 をプロットすることができます。ここでは、ディスクリット共振インダクタンスとの違いを示しています。これによりゲイン曲線が 1 で平坦になっていますが、トランス内蔵設計により 1.1225 であることがわかります。

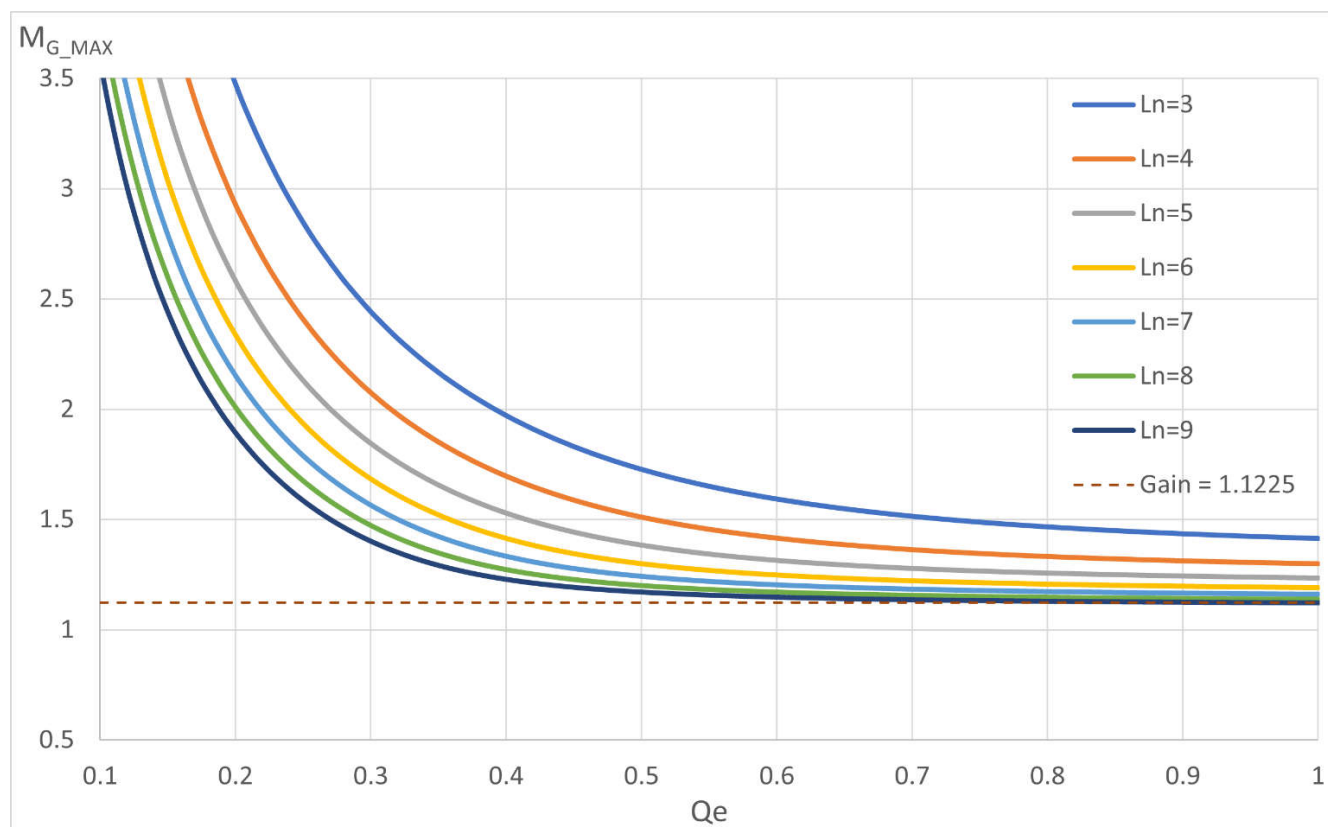


図 2-4. 2 次側漏れインダクタンスをシステムに注入した場合のシステムの最大ゲイン曲線

また、 $L_K = 85\mu\text{H}$ 、 $L_P = 510\mu\text{H}$ の場合のさまざまな f_n と Q_e に基づくゲイン曲線を図 2-5 に示します。

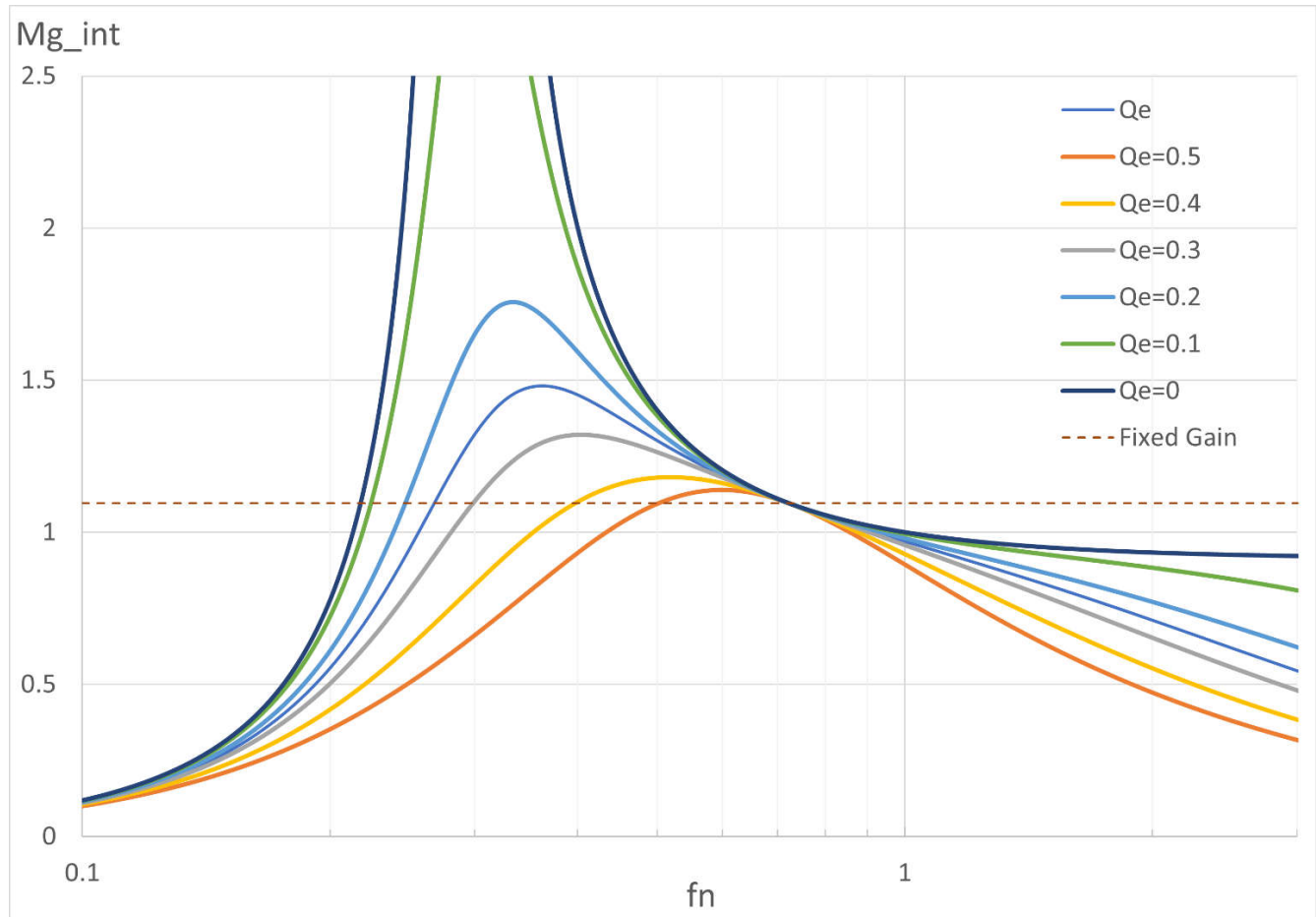


図 2-5. 2 次側漏れインダクタンスをシステムに配置する方法でゲイン曲線を実現できます。 $L_K = 85\mu\text{H}$ 、 $L_P = 510\mu\text{H}$

結果に基づいて、次のことがわかります。

1. 元のゲイン曲線と比較して、固定ゲインの周波数は低くシフトします。(この定義によると) 実際の共振インダクタンスは $L_R + L_R||L_M$ であり、 L_K に等しいので、この値は妥当な値です。 L_K と L_R の関係は、eq (9) から次のように書き換えることができます。

$$L_K = \left(1 - \frac{L_M^2}{L_P^2}\right) \times L_P = \left(\frac{2 \times L_n + 1}{L_n + 1}\right) \times L_R \quad (16)$$

実際の共振周波数 $f_{RES'}$ は、次のように書き換えることができます。

$$f_{RES'} = \sqrt{\frac{L_n + 1}{2 \times L_n + 1}} \times f_{RES} \quad (17)$$

これは、実際の共振周波数が f_{n_int} に次のようにシフトすることを意味します。

$$f_{n_int} = \sqrt{\frac{L_n + 1}{2 \times L_n + 1}} \quad (18)$$

2. LLC 設計では、 $f_{SW} = f_{RES'}$ の場合、ゲインが任意の Q_e 値に固定される点を見つけることができます。ここでは、実際のシステムの共振周波数は $f_{RES'}$ です。 f_{n_int} を eq (11) に配置すると、任意の Q_e 値において固定ゲイン $M_{g_int_fixed}$ を次のように求めることができます。

$$M_{g_int_fixed} = \frac{L_n + 1}{L_n} = \frac{L_P}{L_M} \quad (19)$$

LLC 設計では、完璧なターン比を以下のように調整し、システムをこの動作ポイントで動作させるよう試みます。

$$N_{PS} = M_{g_fixed} \times \frac{V_{DC}}{2 \times V_{OUT}} \quad (20)$$

ディスクリット共振インダクタ設計では、 $M_{g_fixed} = 1$ で、巻線比は $(V_{DC}/2)/V_{OUT}$ と等しくなります。統合型設計では、補正係数に従って巻線比を $M_{g_int_fixed}$ に変更する必要があります。これは、 L_P/L_M に等しい値です。

$$N_{PS_int} = \frac{L_P}{L_M} \times \frac{V_{DC}}{2 \times V_{OUT}} \quad (21)$$

2.4 性能確認のための実際の設計

ここでは比較用のベンチマークとして UCC25661EVM-128 を使用しました。

UCC25661EVM-128 (リファレンス 3 のリンク) 内では、このシステムは 390VDC 入力、12V ~ 15A 出力で動作します。 $L_P = 510\mu H$ 、 $L_K = 85\mu H$ 、 $C_R = 30nF$ 。巻線比は 33:2:2 であり、16.5 になります。eq (5) によると、次のような結果が得られます。

$$L_M = L_P \times \sqrt{1 - \frac{L_K}{L_P}} = 510\mu H \times \sqrt{1 - \frac{85\mu H}{510\mu H}} = 465.56\mu H \quad (22)$$

補正係数は次のように得られます。

$$M_{g_int_fixed} = \frac{L_P}{L_M} = \frac{510\mu H}{465.56\mu H} = 1.095 \quad (23)$$

$V_{DC} = 390V$ 、 $V_{out} = 12V$ の場合、ショットキー ダイオードの順方向電圧が 0.7V の場合、元の巻線比は次のようになります。

$$N_{PS} = \frac{V_{DC}}{2 \times V_{OUT}} = \frac{390V}{2 \times (12V + 0.7V)} = 15.35 \quad (24)$$

追加の補正係数を適用すると、巻数比は次のようになります

$$N_{PS}' = M_{g_int_fixed} \times N_{PS} = 1.095 \times 15.35 = 16.8 \quad (25)$$

L_K と C_R に基づき、共振周波数は次のようになります。

$$f_{RES}' = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_K \times C_R}} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{85\mu H \times 30nF}} = 99.67KHz \quad (26)$$

次に、入力パラメータに基づいて **Simplis** モデルを実行しますシステムが境界モードで動作していることがわかります動作周波数は 100.42KHz です。シミュレーション結果は図 2-6 に示されています。

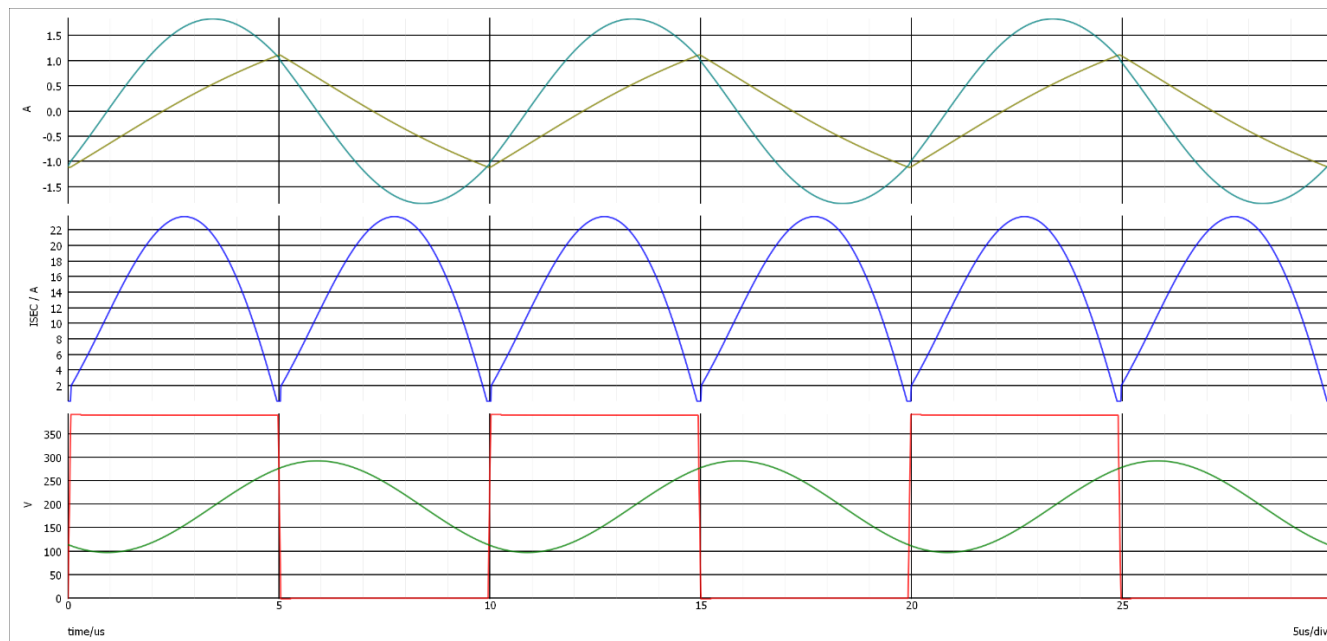


図 2-6. 補正係数を持つ入力パラメータに基づく Simplis のシミュレーション結果。このシステムは、臨界共振周波数で 100.42KHz で動作します

巻線比を 15.5 に設定して補正せず、他のパラメータを同じにしておくと、動作周波数は 115.53KHz となり、結果は図 2-7 に示されます。このシステムは、上記の共振周波数条件で動作していることを確認します。

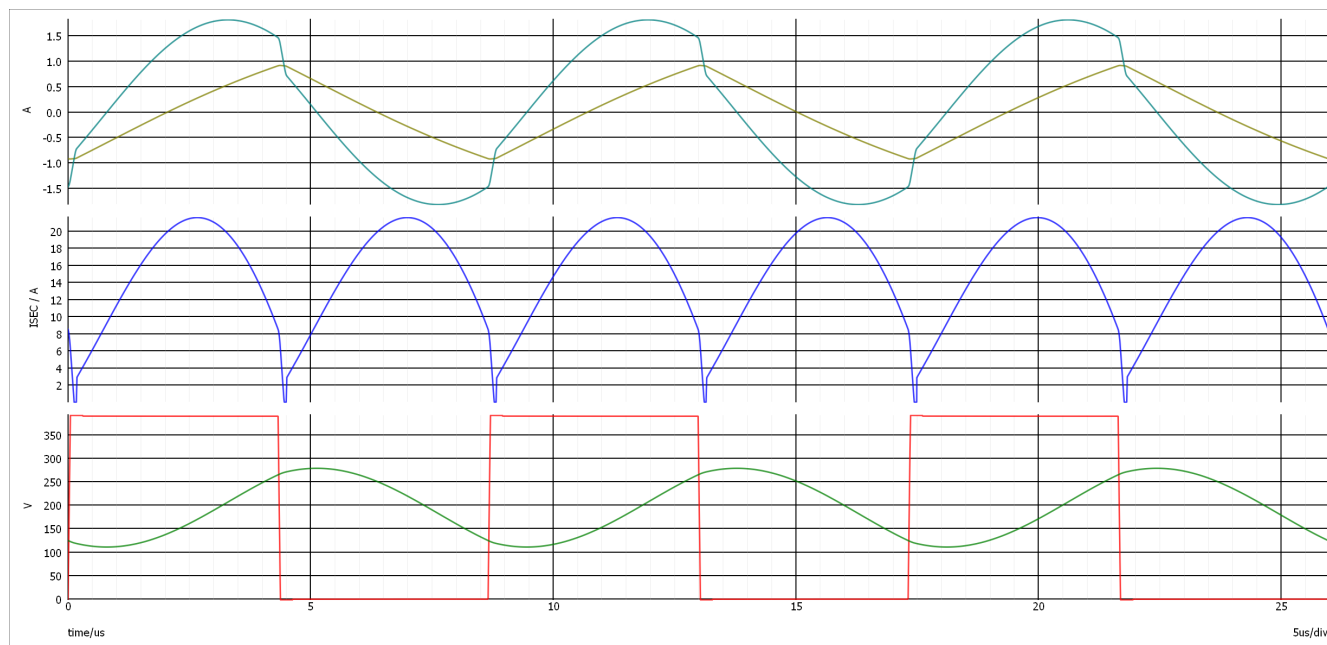


図 2-7. 補正係数なしの入力パラメータに基づく Simplis のシミュレーション結果。システムは、それより高い共振周波数で 115.53KHz で動作します。

最後に、計算、シミュレーション、測定結果を比較します。図 2-8 に、「UCC25661EVM-128 ユーザー ガイド」の全負荷波形を示します [3]。スイッチング周波数は 100KHz に近く、システムは境界モードに近い動作になっています。これは、補正係数が実際のシステムと一致していることを意味します。

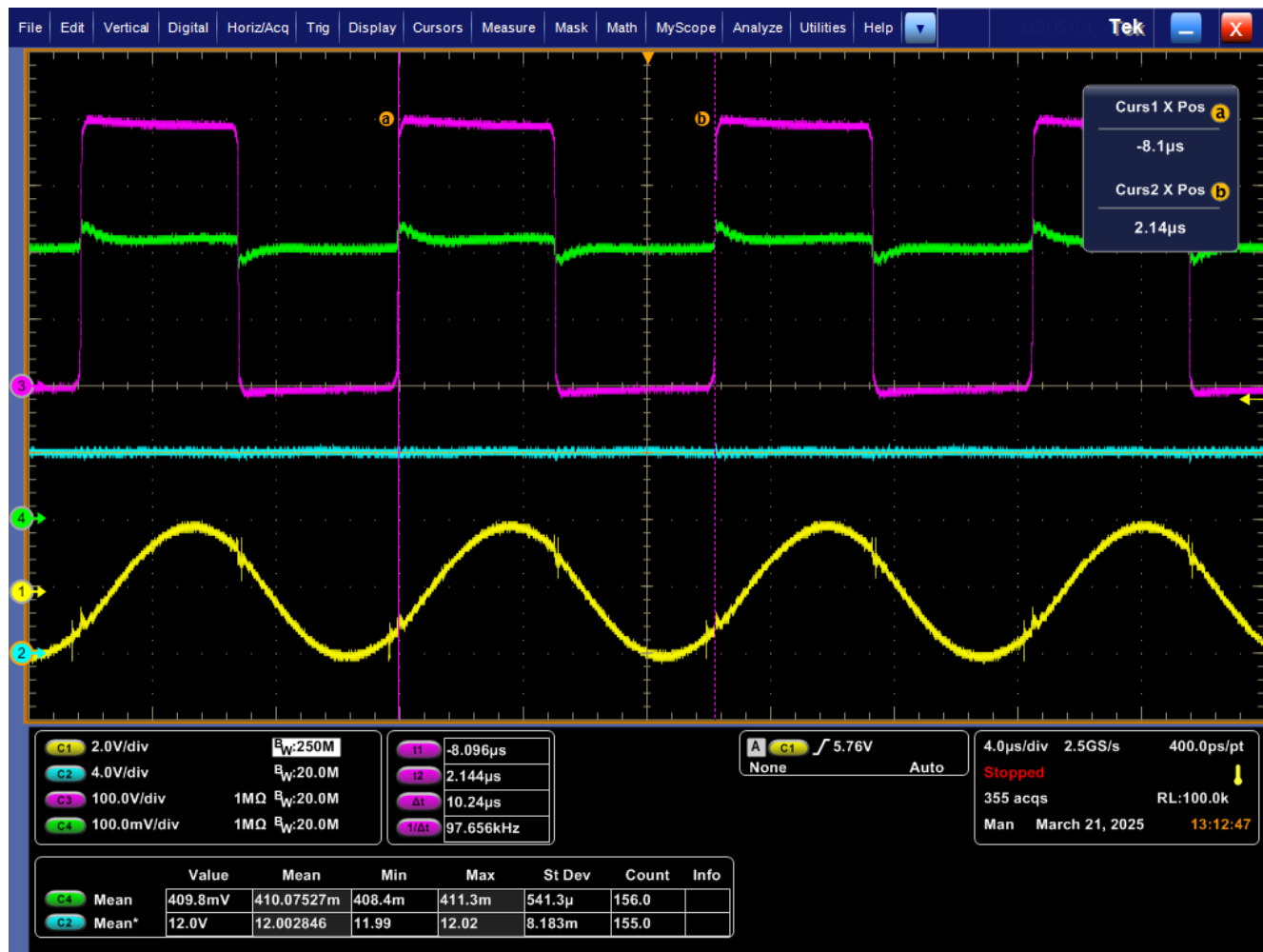


図 2-8. UCC25661 評価基板 [2] の測定結果、スイッチング周波数は 97.66KHz です

3 まとめ

このアプリケーション ノートでは、システム分析のために、1 次側と 2 次側の両方に漏れインダクタンスのあるモデルを FHA に組み込んでいます。ここで、巻線比の補正係数は L_P と L_M の比に等しいことがわかります。補正係数を入れてシステムが予測と一致しました。この補正係数により、正しい巻線比を使用してトランスを設計し、設計サイクルを短縮することができます。

4 参考資料

1. テキサス インスツルメンツ、「[パワー ヒント:LLC の共振コンバータの周波数が大幅にずれてしまう理由](#)」、技術記事。
2. IEEE、「[トランス内蔵 LLC 共振コンバータの分析と設計](#)」
3. テキサス インスツルメンツ、「[UCC25661EVM-128](#)」、製品ページ。

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