平地研究室技術メモ No.20171211

LLC コンバータの設計方法

（読んでほしい人：パワエレ初心者）

2017/12/11 舞鶴高専 平地克也

【あらまし】 平地研究室技術メモ No.20170926[1]では、正弦波近似法による LLC コンバータの出力電圧計算式の導出方法を説明しました。この式は近似式なので、実際の設計ではシミュレーションによる確認を経て最終決定することになります。本技術メモでは正弦波近似法とシミュレーションによる LLC コンバータの具体的な設計方法を説明します。

■LLC コンバータの回路構成と出力電圧特性の概要

図１に LLC コンバータの回路構成と各部の記号を示します。電圧・電流は図示の方向を正の方向と定義します。Lm は変圧器 TR の励磁インダクタンス、Lr は TR の漏れインダクタンスまたは外付けリアクトルです。図２に LLC コンバータの正弦波近似等価回路を示します。この等価回路から出力電圧計算式(1) が導出されます。導出方法の詳細は技術メモ No.20170926[1]を参照下さい。

この計算式を使って求めた出力電圧特性の例を図３に示します[2]。X 軸は動作周波数 f です。通常の動作周波数は fr と fm の間に設定します。fr は Cr と Lr の共振周波数、fm は Cr と「Lr＋Lm」の共振周波数です。負荷が重くなる（負荷抵抗 R_L が小になる）と出力電圧は低下します。負荷に応じて出力電圧 Vout がピークとなる周波数 f が変化します。Vout がピーク値となる f をピーク周波数と言い、記号 fp で表します。負荷が軽い時（R_L が大きい時）は fp は fm にほぼ一致しますが、負荷が重くなると fp は fm より大きくなると同時に Vout のピーク値は低下します。

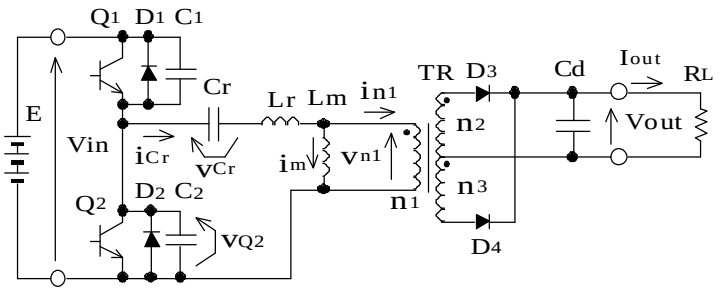


図１　LLC コンバータの回路構成と各部の記号

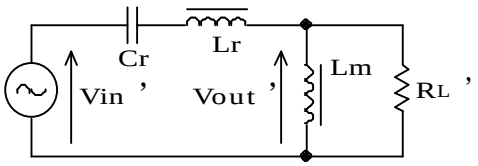
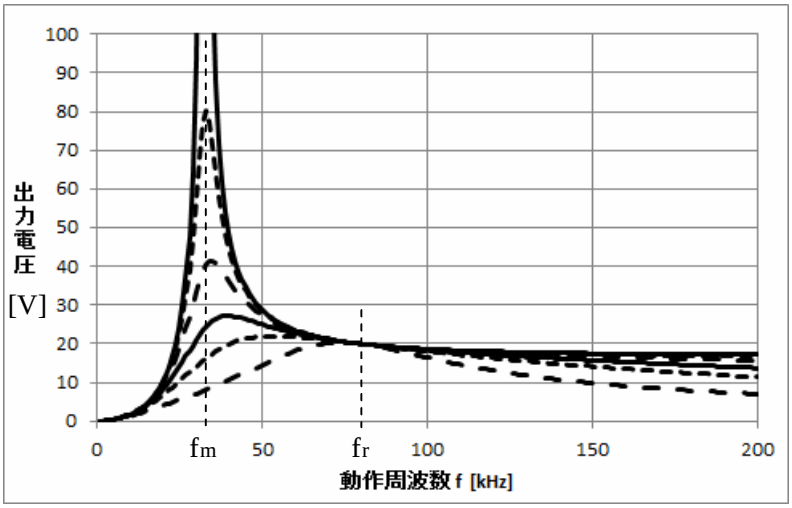


図２　正弦波近似等価回路

$$\mathrm{Vout}=\frac{1}{2}\mathrm{Vin}\ \frac{1}{\sqrt{\left(1+\frac{1}{S}-\frac{1}{SF^2}\right)^2+Q^2\left(F-\frac{1}{F}\right)^2}}\times\frac{n_2}{n_1}\quad\cdots\cdots(1)$$

ただし、$S=\frac{L_m}{L_r}$、F＝$\frac{f}{f_r}$、$f_r=\frac{1}{2p\sqrt{L_rC_r}}$、Q＝$\frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}}}{R_L'}$　、RL’＝$\frac{8}{p^2}\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2 R_L$



（上から順に RL＝50Ω、10Ω、5Ω、3Ω、2Ω、1Ω）

図３　正弦波近似計算で求めた LLC コンバータの出力電圧特性

■LLC コンバータ設計用ワークシート

式(1)を使用すれば、動作周波数 f を変化させた時の出力電圧 Vout の変化を計算できます。また、動作周波数 f を一定にして RL を変化させれば、出力電流を変化させた時の出力電圧の変化を計算できます。これら 2 つの計算結果を分かり易く表示するワークシート 20171211-3.xlsx（http://hirachi.cocolog-nifty.com/kh/files/20171211-3.xlsx）を提供します。使用方法は以下の通りです。

＜パラメータの入力＞

・Lr,Lm,Cr,N,RL,f,Vin の値をワークシート C 列の黄色のセルに入力します。

・なお、N＝n1/n2 として下さい。

・2 つのグラフが表示されます。

＜グラフ：出力電圧／動作周波数特性＞

・セル C10 に入力した負荷抵抗 RL において、動作周波数 f を 10Hz～5MHz に変化させた時の Vout の変化を表示します。

・グラフの X 軸 Y 軸の表示範囲は、Excel の「軸の書式設定」を使って見やすい範囲に設定して下さい。

＜グラフ：出力電圧／出力電流特性＞

・セル C11 に入力した動作周波数 f において、負荷抵抗 RL を変化させた時の出力電圧と出力電流の

関係を表示します。
・R_L は初期値 0.01Ωから 1.1 倍づつ増加させて計算させていますが、初期値と倍率は変更可能です。

＜その他の機能＞
・共振用コンデンサ Cr は、共振周波数 fr と共振用リアクトル Lr を定めた上で計算で求める場合が多いと思います。その場合の計算用に fr と Lr の入力用セルを C30 と C31 に設けています。
・特定のパラメータにおける fr,fm,Vout,Iout などの計算結果は C 列の水色のセルに表示されます。

■LLC コンバータの設計手順
＜設計仕様＞
上記のような LLC コンバータの特性を考慮した上で、式(1)を用いて具体的な設計を行います。今回は次の設計仕様で検討します。

入力電圧 Vin：400V±10%
出力電圧 Vout：24V 一定
出力電流 Iout：1A～10A（負荷抵抗 24Ω～2.4Ω）
共振周波数 fr：80kHz

＜変圧比の設計＞
一般に、絶縁型 DC/DC コンバータの設計では、まず最初に変圧器の変圧比を決定します。PWM 制御を行う通常の DC/DC コンバータでは次のように決定します。
・・・・パルス幅最大（通流率最大）、入力電圧最小、出力電流最大にて所定の最大出力電圧を得る。
通常の DC/DC コンバータとは異なり、LLC コンバータでは次のように決定します。
・・・・動作周波数 f＝fr、入力電圧最大、出力電流最小にて所定の最小出力電圧を得る。
したがって、LLC コンバータは通常の DC/DC コンバータとは変圧比の決まる電圧・電流の大小関係が逆になります。また、変圧比の設計では若干の余裕を持たせますが、通常の DC/DC コンバータでは変圧比 n_1/n_2 を小さくする方向に余裕を持たせるのに対し、LLC コンバータでは大きくする方向に余裕を持たせます。
式(1)を用い、動作周波数 f＝fr（80kHz）、入力電圧最大（440V）、出力電流最小（1A）にて所定の最小出力電圧（今回の出力電圧は 24V 一定）を得ることができるように n_1/n_2 を定めます。f＝fr を式(1)に代入すると式(2)となります。

$$\mathrm{Vout} = \frac{1}{2}\mathrm{Vin} \times \frac{n_2}{n_1} \quad \cdots\cdots (2)$$

したがって、今回の設計仕様では、$n_1/n_2 = 440 \div 24 \div 2 = 9.16$
大きくする方向に余裕を持たせて $n_1/n_2 = 10$ と定めることにします。なお、出力電流 1A は式(2)では使用しませんが、整流ダイオードの電圧降下などを考慮する時に使用下さい。

＜Lr と Cr の設計＞

共振周波数 $f_r = \dfrac{1}{2p\sqrt{L_r C_r}}$ なので、fr を定めれば Lr と Cr の積が定まります。通常の動作範囲は fm と fr の間なので、fr は上限周波数となります。スイッチ素子の特性や鉄心の材質などに応じて定めます。ここでは 80kHz とします。

Lr と Cr の配分は自由に選べますが、Lr を大に Cr を小にすると共振のピークが鋭くなり、その結果動作周波数の変動範囲が小になり、垂下特性（過負荷時の出力電圧低下特性）も良好となります。逆に、Lr を小に Cr を大にすると共振がなだらかとなるので、動作周波数の変動範囲が大となり、垂下特性も悪化します。しかし、必要となる励磁インダクタンス Lm の値が大となり、励磁電流による損失を抑制することができます。

ここでは次の 3 つの組み合わせを検討します。いずれの場合も fr＝80kHz となります。

① Lr 50μH、Cr 80nF
② Lr 100μH、Cr 40nF
③ Lr 200μH、Cr 20nF

＜Lm の設計＞

Lm は励磁インダクタンスなので、Lm が大きいほど励磁電流は小さくなります。LLC コンバータの励磁電流は負荷に供給されない無効電流なので、なるべく小さくする必要があります。しかし、Lm が大きいほど出力電圧 Vout のピーク値は小さくなります。したがって、Lm は Vout が所定の値を満足する限りにおいてなるべく大きくします。

変圧比は前記のように次の条件で求めました。

・・・・動作周波数 f＝fr、入力電圧最大、出力電流最小にて最小出力電圧を得る。

Lm は次の条件で求めます。

・・・・動作周波数 f＝fp、入力電圧最小、出力電流最大にて最大出力電圧を得る。
（fp はピーク周波数）

したがって、今回の仕様では Lm を求める時の動作条件は、入力電圧 Vin＝360V、出力電流 Iout＝10A、出力電圧 Vout＝24V となります（今回は 24V 定電圧制御なので Vout は常に 24V）。負荷抵抗 R_L は、R_L＝24V÷10A＝2.4Ω。

① Lr 50μH、Cr 80nF の時

ワークシート 20171211-3.xlsx に次の値を記入します。

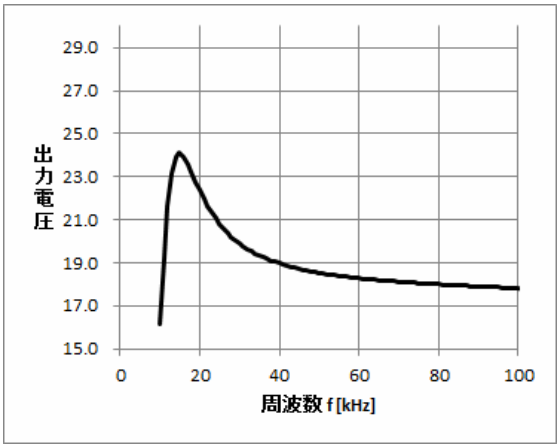
Lr	Lm	Cr	N	R_L	f	Vin
50μH	適当な値	80nF	10	2.4Ω	適当な値	180V

注：Vin は 360V だが、ハーフブリッジの時はその 1/2 の 180V を入力する。

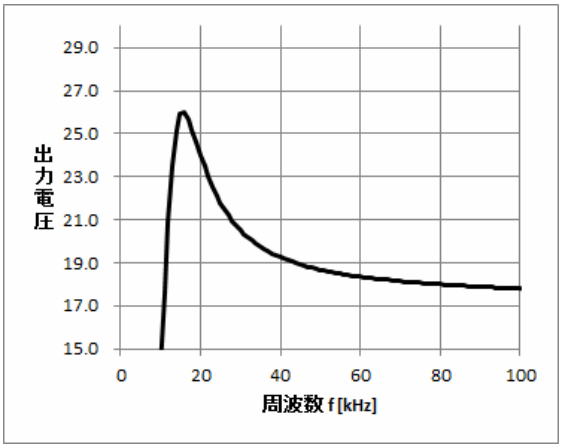
Lm を適当に入力すると Lm＝2100μH で図４(a)のグラフが得られ、出力電圧のピーク値が約 24V となります。よって、出力電圧だけを考えればこれでいいのですが、文献[3][4]に示したように、ピーク周波数ではソフトスイッチングを得ることができません。そこで、ここでは最大出力電圧に 2V

の余裕を持たせることとし、26V とします。Lm＝1750μH で図４(b)のグラフが得られ、出力電圧のピーク値が 26V となります。ワークシートの M 列から Vout＝24V となるのは f＝20kHz であることが分かります。よって、周波数変動範囲は 20kHz～80kHz とかなり広くなります。

過負荷時は動作周波数 f を高くして出力電圧を抑制します（これを垂下制御と言う）。図５に動作周波数 f を通常動作時の最大周波数の 2 倍である 160kHz とした時の出力電圧･出力電流特性を示します。負荷短絡時の出力電流は 47A で、定格値の 5 倍近くになることが分かります。



(a) Lm＝2100μH にて



(b) Lm＝1750μH にて

図４　「① Lr 50μH、Cr 80nF」での出力電圧・周波数特性（Vin＝360V にて）

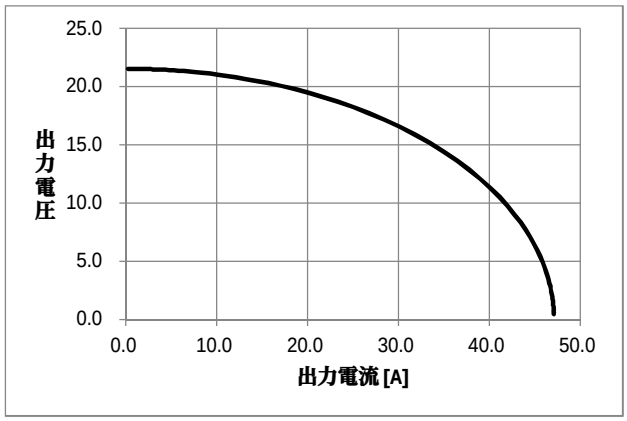


図５　「① Lr 50μH、Cr 80nF」での出力電圧・出力電流特性（f＝160kHz、Vin＝440V にて）

② Lr 100μH、Cr 40nF の時

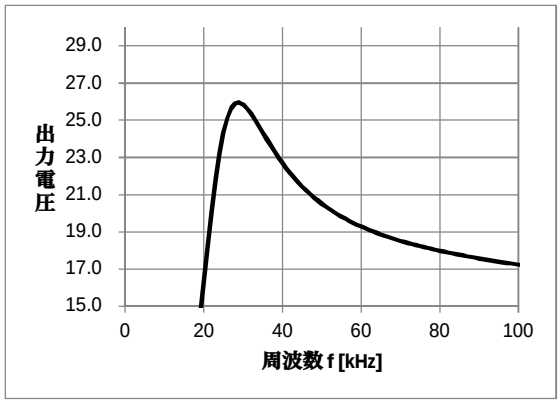
ワークシート 20171211-3.xlsx に次の値を記入します。

Lr	Lm	Cr	N	R_L	f	Vin
100μH	適当な値	40nF	10	2.4Ω	適当な値	180V

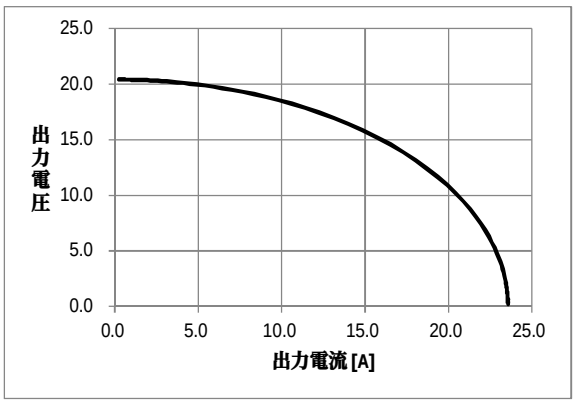
注：Vin は 360V だが、ハーフブリッジの時はその 1/2 の 180V を入力する。

Lm＝970μH とすると図６のグラフが得られ、(a)より出力電圧のピーク値は 26V、Vout＝24V となるのは 36kHz であることが分かります。よって、周波数変動範囲は 36kHz～80kHz であり、「①

Lr 50μH、Cr 80nF」のときより改善されます。また、垂下特性も改善され、動作周波数を 160kHz とすれば負荷短絡時の出力電流は定格値の約 2.4 倍の 24A となります（図６(b)）。



(a) 出力電圧・周波数特性
（Vin＝360V にて）



(b) 出力電圧・出力電流特性（f＝160kHz にて）
（Vin＝440V にて）

図６　条件②Lr 100μH、Cr 40nF での出力電圧特性

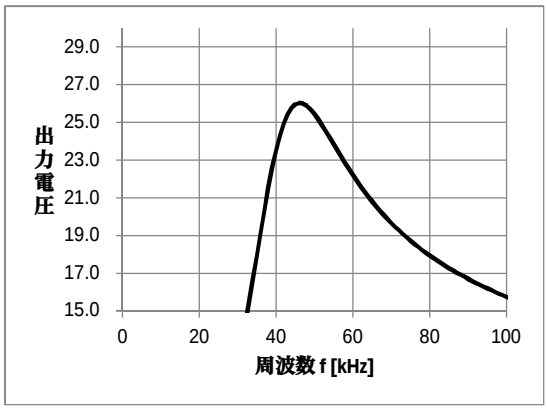
③　Lr 200μH、Cr 20nF の時

ワークシート 20171211-3.xlsx に次の値を記入します。

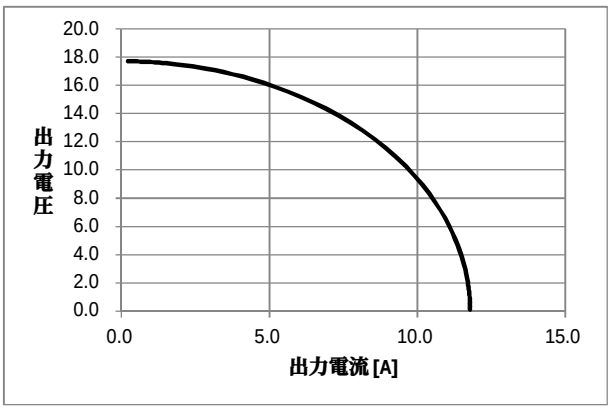
Lr	Lm	Cr	N	R_L	f	Vin
200μH	適当な値	20nF	10	2.4Ω	適当な値	180V

注：Vin は 360V だが、ハーフブリッジの時はその 1/2 の 180V を入力する。

Lm＝620μH とすると図７のグラフが得られ、(a)より出力電圧のピーク値は 26V、Vout＝24V となるのは 54kHz であることが分かります。よって、周波数変動範囲は 54kHz～80kHz であり、「② Lr 100μH、Cr 40nF」のときよりさらに改善されます。また、垂下特性もさらに改善され、動作周波数を 160kHz とすれば負荷短絡時の出力電流は定格値の約 1.2 倍の 12A となります（図７(b)）。



(a) 出力電圧・周波数特性
（Vin＝360V にて）



(b) 出力電圧・出力電流特性（f＝160kHz にて）
（Vin＝440V にて）

図７　「③ Lr 200μH、Cr 20nF」での出力電圧特性

以上の正弦波近似計算による設計をまとめると表１のようになります。条件①では Lm が大きいので、励磁電流を抑制できますが、周波数変動範囲が大きく、短絡電流も大となります。負荷短絡時も連続動作を要求されるような場合には使用できないでしょう。③では Lm が小さく、励磁電流が大きくなりますが、周波数変動範囲は狭く、垂下特性も良好です。②はその中間となります。

表１　正弦波近似計算による設計結果

	Lr	Cr	Lm	周波数変動範囲	短絡電流（160kHz にて）
①	50μH	80nF	1750μH	20kHz～80kHz	47A
②	100μH	40nF	970μH	36kHz～80kHz	24A
③	200μH	20nF	620μH	54kHz～80kHz	12A

■シミュレーションでの確認

以上のように正弦波近似計算により、与えられた仕様に対して LLC コンバータの概略設計ができました。共振回路 Lr,Cr,Lm にはいろいろな選択肢があり、用途に応じて最も適切と思われる組み合わせを選択します。今回は②を選択したと考え、②のパラメータでシミュレーションを行って細部の確認を行います。シミュレーション回路を図８に示します。平滑コンデンサ Cd は収束を早くするためにかなり小さい値を使用しており、高周波のリプル電圧が少し残りますが、回路の動作にはほとんど影響しません。図８のサーキットファイル 20171211-4.cvt と 20171211-4.shp を提供します。

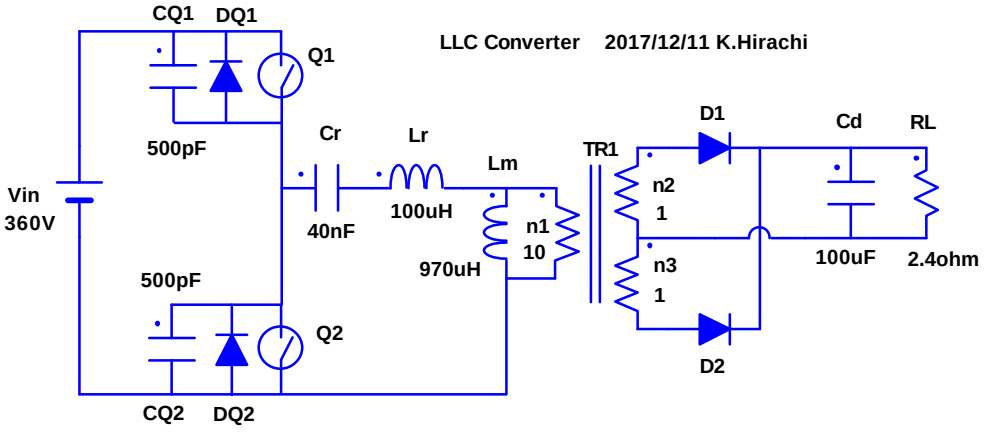


図８　SCAT によるシミュレーション回路

シミュレーション結果を図９～１６に示します。これらの結果から以下に示すように設計の細部を確認することができます。

【図９】 最小入力最大負荷時で、動作周波数 f＝36kHz であり、式(1)による近似計算では、図６に示したようにこの時に Vout＝24V となります。図９のシミュレーション結果では 26.4V であり、式(1)による近似計算では若干の誤差があることが確認できます。また、Q_1 の電圧電流波形からソフトスイッチングが実現されていることが分かります。

【図１０】 図９と同じ条件でデッドタイムを 2.5%から 5%に変更しています。Q_1 ターンオンの直前に、Q_2 のターンオフに伴い、Q_1 電圧が低下していったん 0V になりますが、その後上昇に転じて 350V 程度になった時に Q_1 がターンオンしています。これはデッドタイムが長すぎて ZVS に失敗したことを意味します。Q_1 ターンオンの瞬間に Q_1 電流波形に大きなサージ電流が発生していますが、これは Q_1 の寄生容量 C_{Q1} の放電によるものです。LLC コンバータのソフトスイッチング実現には適切なデッドタイムの設定が重要です。

【図１１】 図９と同じ条件で動作周波数を 36kHz から 40kHz に変更しています。この時 Vout＝24.0V となります。したがって、式(1)による計算では下限周波数は 36kHz でしたが、実際には 40kHz となります。

【図１２】最大入力最小負荷で f＝80kHz です。式(1)による設計では、前記のようにこの時に余裕を持って Vout＜24V となります。シミュレーション結果では Vout＝21.9V であり、次の式のように、変圧器の巻き数比に設定した余裕を考慮すればほぼ設計通りと言えます。

24V×9.16÷10＝22.0V

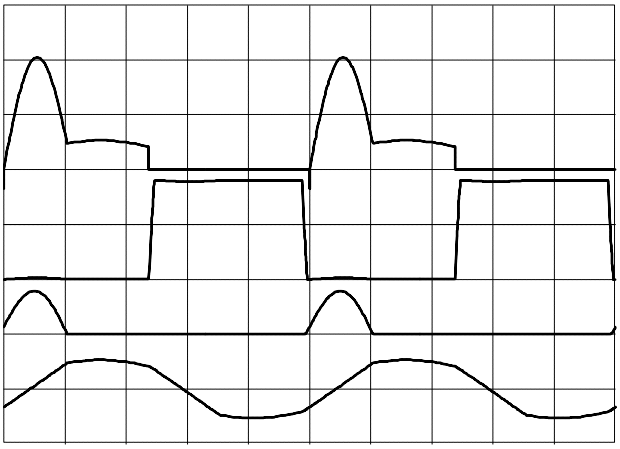
なお、前記のように 9.16 は式(1)で設計した巻き数比、10 は実際に採用した巻き数比です。
また、Q_1 電圧波形から、Q_1 電圧が 0V に低下する前に Q_1 がターンオンしていることがわかります。ターンオンの瞬間に大きなサージ電流が流れています。これは、デッドタイムが短か過ぎて ZVS が実現できていないことを意味します。

【図１３】 図１２と同じ条件でデッドタイムを 2.5%から 6%に変更しています。Q_1 の電圧電流波形からソフトスイッチングが実現していることがわかります。このように、動作周波数が高い時は励磁電流が小さくなり、スイッチ素子の寄生容量の充放電に時間がかかるので、デッドタイムを大きくする必要があります。

【図１４】図１２と同じ条件で動作周波数を 80kHz から 61kHz に変更しています。その結果、出力電圧 Vout は 24.0V に上昇しています。今回は、通常動作時の動作周波数の上限を 80kHz で設計しましたが、変圧器 TR_1 の変圧比に余裕があるので実際の上限は 61kHz になります。

【図１５】定格入出力時のシミュレーション結果です。定格運転時の動作周波数は 47kHz となります。

【図１６】 負荷抵抗を 10mΩとし、負荷短絡時のシミュレーションを行っています。図６(b) と表１に示したように、式(1)による計算では短絡電流は 24A です。シミュレーションでは 23A であり、おおむね計算通りです。Q_1 の電圧電流波形から、ソフトスイッチングが実現していることが分かります。2 次側部品は過電流状態となるので連続運転は困難ですが、低電圧を検出して運転停止、といいうような方法で短絡保護は可能でしょう。



Q1 電流 2A/div

Q1 電圧 200V/div

D1 電流 50A/div

Lm 電流 2A/div

（励磁電流）

図９

最小入力最大負荷時

f＝36kHz にて

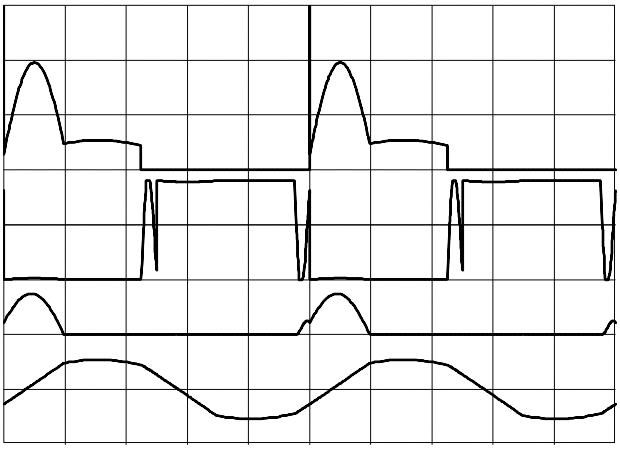
Vin＝360V

Vout=26.4V

Iout=11.0A

デッドタイム 2.5%

（5.56μsec／div）



Q1 電流 2A/div

Q1 電圧 200V/div

D1 電流 50A/div

Lm 電流 2A/div

（励磁電流）

図１０

最小入力最大負荷時

f＝36kHz にて

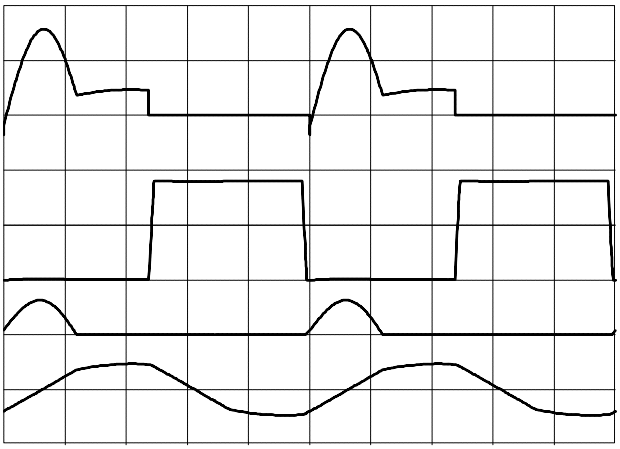
Vin＝360V

Vout=25.8V

Iout=10.8A

デッドタイム 5%

（5.56μsec／div）



Q1 電流 2A/div

Q1 電圧 200V/div

D1 電流 50A/div

Lm 電流 2A/div

（励磁電流）

図１１

最小入力最大負荷時

f＝40kHz にて

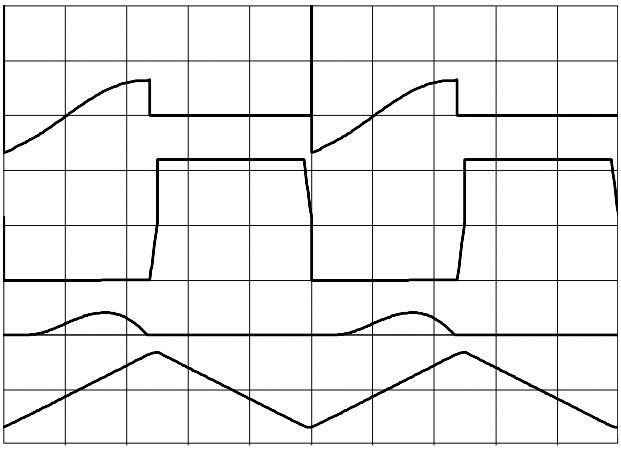
Vin＝360V

Vout=24.0V

Iout=10.0A

デッドタイム 2.5%

（5μsec／div）



Q1 電流 1A/div

Q1 電圧 200V/div

D1 電流 5A/div

Lm 電流 1A/div

（励磁電流）

図１２

最大入力最小負荷時

f＝80kHz にて

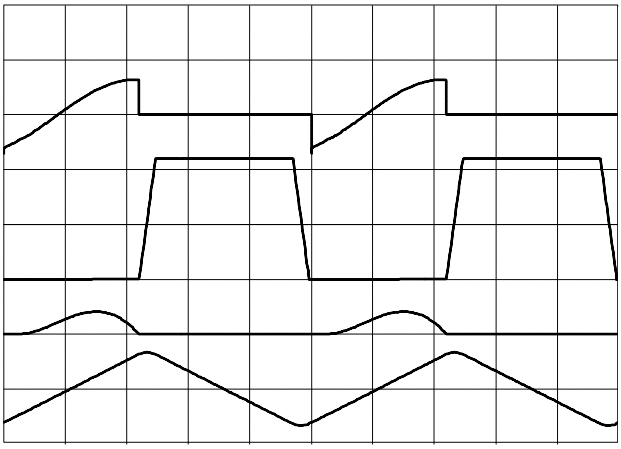
Vin＝440V

Vout=21.9V

Iout=0.91A

デッドタイム 2.5%

（2.5μsec／div）



Q1 電流 1A/div

Q1 電圧 200V/div

D1 電流 5A/div

Lm 電流 1A/div

（励磁電流）

図１３

最大入力最小負荷時

f＝80kHz にて

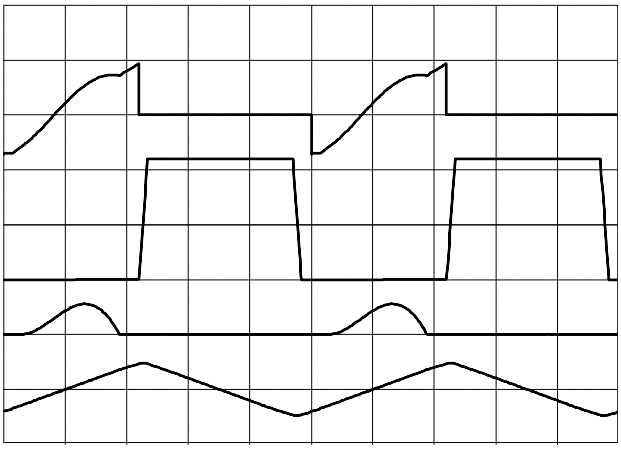
Vin＝440V

Vout=21.9V

Iout=0.91A

デッドタイム 6%

（2.5μsec／div）



Q1 電流 1A/div

Q1 電圧 200V/div

D1 電流 5A/div

Lm 電流 2A/div

（励磁電流）

図１４

最大入力最小負荷時

f＝61kHz にて

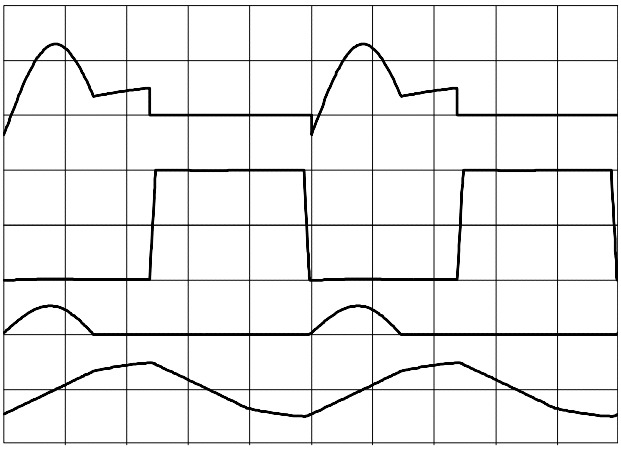
Vin＝440V

Vout=24.0V

Iout=1A

デッドタイム 6%

（3.28μsec／div）



Q1 電流 2A/div

Q1 電圧 200V/div

D1 電流 50A/div

Lm 電流 2A/div

（励磁電流）

図１５

定格入出力時

f＝47kHz にて

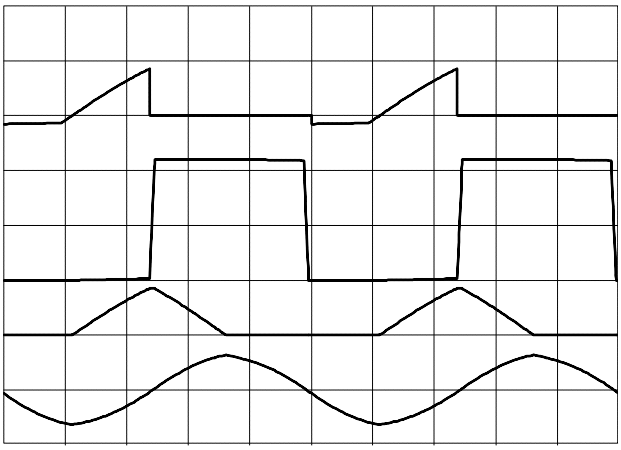
Vin＝400V

Vout=24.0V

Iout=10A

デッドタイム 2.5%

（4.26μsec／div）



Q1 電流 5A/div

Q1 電圧 200V/div

D1 電流 50A/div

Lm 電流 20mA/div

（励磁電流）

図１６

負荷短絡時

f＝160kHz にて

RL＝10mΩにて

Vin＝440V

Vout=0.23V

Iout=22.9A

デッドタイム 2.5%

（1.25μsec／div）

以上、シミュレーションでの確認から次のようなことが分かります。

・正弦波近似計算では若干の誤差は避けられないが、実用的な設計は可能。

・シミュレーションによる確認を併用することで高い精度の設計が可能。

・ソフトスイッチングの範囲を広げるためには、動作条件によるデッドタイムの調整が必要。

・動作周波数を増加させることにより短絡保護が可能。

■参考文献

[1] 平地克也、「LLC コンバータの出力電圧計算式」、平地研究室技術メモ No.20170926

[2] 平地克也、「LLC 方式 DC/DC コンバータの回路構成と動作原理」、平地研究室技術メモ No.20140529

[3] 平地克也、「LLC 方式 DC/DC コンバータにおけるソフトスイッチング失敗のメカニズム」、平地研究室技術メモ No.20150906

[4] 浦山大、平地克也、「LLC コンバータのソフトスイッチング成立条件について」、パワーエレクトロニクス学会誌、Vol.41, JIPE-41-03, pp.25-33, 2016

以上