

LLC コンバータ

1. LLC コンバータとは

参考資料 1 の図 1 を引用する。(記号は一部改変)

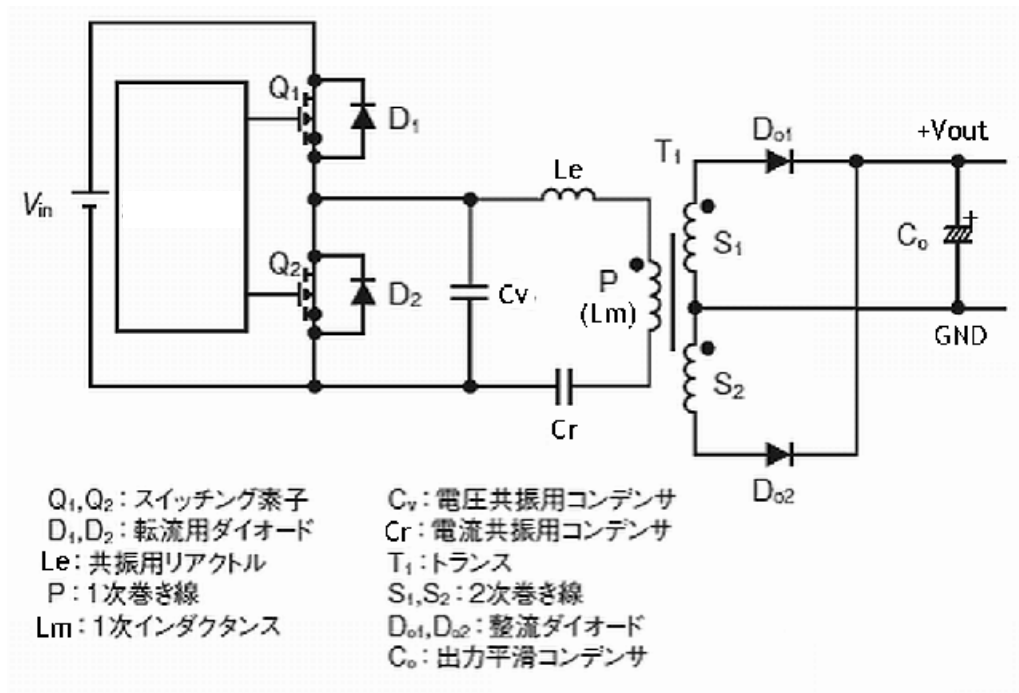
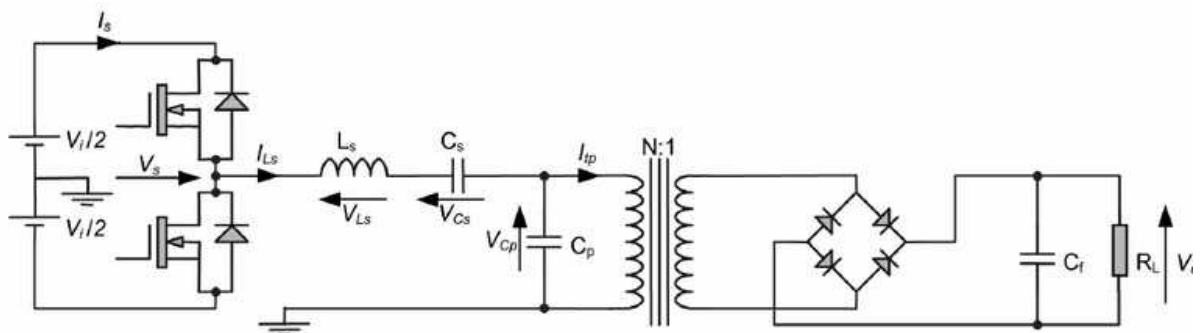


図 1.1 LLC コンバータ基本回路図 参考資料 1 より引用

普通の直列共振コンバータと呼称しない理由は、このコンバータの共振が Le 、 Lm の「2つのL」と一つの Cr からなる、複数の共振モードを持っているからである。単にLとLとCの共振を利用していることを示す呼称方法である。逆に2つのCと一つのLからなるLCCコンバータも図 1.2 の様に存在するが、ここでは取り上げない。興味のある人は「LCC Converter」をキーワードに検索して見れば良い。



LCC voltage-output resonant converter.

図 1.2 LCC コンバータの例 http://eprints.lincoln.ac.uk/2321/1/gilbert_normalised_analysis.pdf より引用

2. LLC 動作原理

資料 1 に各タイミング、動作モード毎の動作原理が詳しく紹介されているので、詳細は参考文献を参照することにし、ここでは重複しては説明しない。

又、このコンバータの伝達関数 $T(s)$ の周波数特性は巻末で計算・説明しているが、結果だけを引用すれば 2.1 式の様になる。各記号の意味合いは巻末を参照すること。

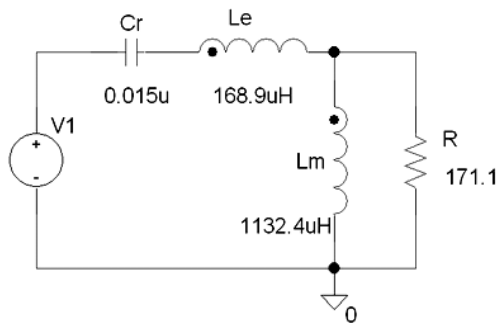


図 2.1 LLC コンバータ解析回路図

$$T(\omega) = \frac{1}{1 + \frac{1}{m} \left(1 - \frac{1}{\omega n^2}\right) + jQ \left(\omega n - \frac{1}{\omega n}\right)}$$

絶対値は

$$|T(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{m} \left(1 - \frac{1}{\omega n^2}\right)\right)^2 + \left(Q \left(\omega n - \frac{1}{\omega n}\right)\right)^2}}$$

2.1 式 伝達関数 T ()

この式と同等、同内容の式が多くの資料に記載され、LLC コンバータの特性解析と称されているが、実はこの式は $n > 1$ **でしか成立していない**事は殆どの資料で説明されていない。

成立していない一例として、図 2.1 の定数での 2.1 式の最大ゲインは約 1.05 倍、その時の正規化周波数は約 0.75 と計算されるが、実際の最大伝達比 T(peak)とその周波数 fp は次の様になる。

条件: Vin = 0 - 300Vp fr = 100KHz

$$T(\text{peak}) = \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{in}}} = \frac{185}{150} = 1.23(\text{倍})$$

$$f_p = 60.8\text{KHz} \quad (0.6\text{倍})$$

原因は、2.1 式は線形として解析して、導出しているが、実際の n 以下のコンバータの動作は図 2.2 に示すように、無負荷動作と負荷動作を組み合わせた非線形動作をしていることにある。

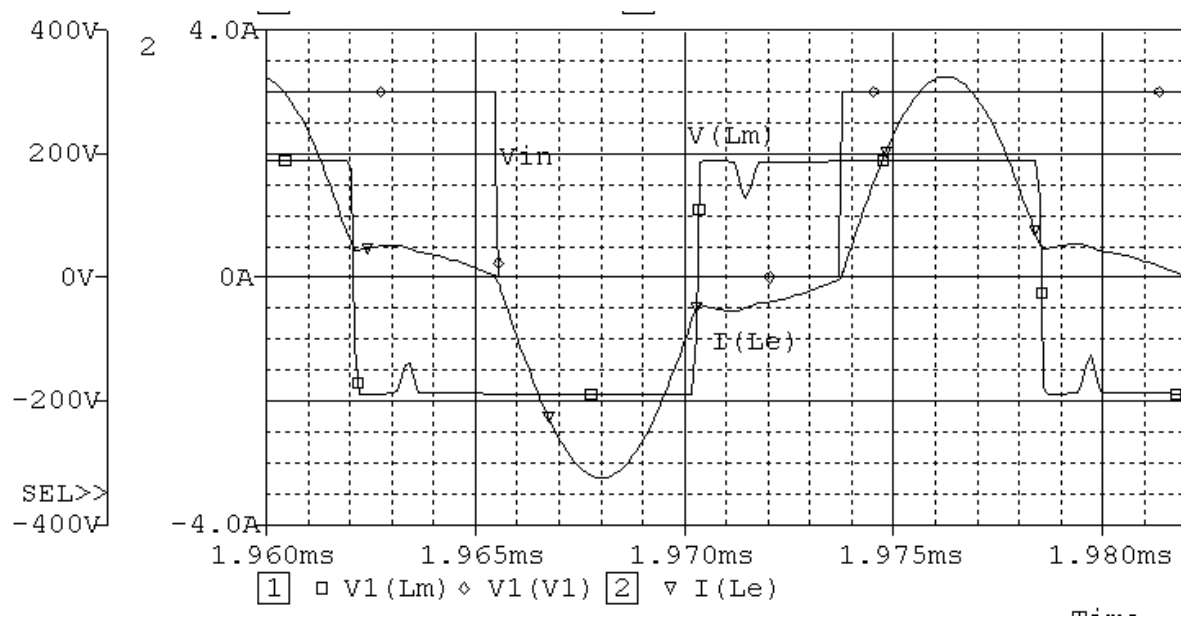


図 2.2 解析回路と同定数のコンバータ動作波形

例えば、出力電圧として、Lm の電圧を見れば、190V 弱発生しているのが分かるし、回路電流としてリーケージインダクタンス Le の電流を見れば、負荷への通電率は 60%程度で、残りの期間は無負荷として動作しているのが見てとれる。

この無負荷期間、共振回路は何をしているかと言うと、Lm の電圧を負荷電圧まで昇圧しているのである。この昇圧動作は共振容量 Cr と、(Le+Lm)のインダクタンスの直列共振で行われるが、負荷への導通が始まると、Cr と Le の直列共振動作となる。

$n < 1$ の区間では、この昇圧+エネルギー供給の非線形動作が行われるので、線形解析の式 2.1 と差を生じるのである。

では、実際の昇圧比を求める方法は無いのであろうか？

残念なことに、今日現在、計算式でこの非線形モデルを解いたとする情報を得ることは出来ていない。

(つまり、出来ていない)

しかし、式 2.1 も $n > 1$ についてはそれほど実際と差があるわけではないのでこの領域では実用になる。

だが、 $n > 1$ の領域に限っての伝達関数 $T(\omega')$ は 2.1 式を解かなくても、2.1 式中の $\frac{1}{\omega n}$ を無視すれば得

る事ができ、

$$T(\omega') = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{m}\right)^2 + (\omega n \cdot Q)^2}} \quad \dots 2.2 \text{ 式}$$

折れ点周波数 $\omega_{nc} = \frac{1}{Q} \frac{m+1}{m}$
 裸利得 $A = \frac{m}{m+1}$ 傾斜 $-20 \frac{\text{db}}{\text{dec}}$

である。

2.2 式で無負荷、即ち、 $R = Q = 0$ とすれば、無負荷時の伝達関数 $T(Q_0)$ は

$$T(Q_0) = \frac{Lm}{L_e + Lm} \quad \dots 2.3 \text{ 式}$$

従って、無負荷、あるいは無負荷とみなせる軽負荷時では、コンバータ単体での降圧比がインダクタンス比に制限されるので、トランスの巻数比を選ぶ時は

$$\begin{aligned} \text{巻数比} = \frac{N_s}{N_p} < \frac{V_{out}}{\text{最大入力} \times T(Q_0)} &\Rightarrow N_s < \frac{V_{out}}{\text{最大入力} \times T(Q_0)} \times N_p \\ \text{あるいは、} N_p > \frac{N_s}{V_{out}} \times \text{最大入力} \times T(Q_0) & \end{aligned} \quad \dots 2.4 \text{ 式}$$

になるように巻数比を選択しなければならない。

この事の帰結として

“ LLC コンバータは規定入力電圧範囲内では常に昇圧モードで動作させる ”

という設計指針を得る。

又、コンバータの出力保持時間対策として昇圧比 $T(\text{peak})$ を大きく取ることも考えられるが、共振を鋭くすると、ループゲインが上がり、昇圧時のみに異常発振することになるので、最大でも 1.3 ~ 1.5 倍程度に抑えておく方が設計裕度の面で楽になる。

この様に、LLC コンバータは動作原理としては優れているが、その入力電圧範囲の狭さから長い間実用化されなかった。

しかし、最近の PFC 回路の普及・コストダウンによって、その弱点がカバーされることになったので、長い間のブランクを破って実用化されるようになってきたのである。

3. LLC コンバータの動作上のメリット

LLC コンバータのメリットは参考資料 1 に簡潔にまとめられているので再掲する。

- (1) 共振動作によりスイッチング損失が小さい。
- (2) ハーフブリッジ構成であるので、スイッチング素子の電圧が入力電圧で制限される。そのため、フライバック方式のコンバータなどに比べて耐圧が低い MOSFET をスイッチング素子に使える。

耐圧が低い MOSFET はオン抵抗が小さいので、電力損失を小さくできる。

- (3) 2対の2次巻き線は同じ巻き数であるので、各巻き線に発生する電圧はおよそ同じ電圧となる。そのため2次側ダイオードには、耐圧が出力電圧の約2倍の品種が使える。例えば、24V出力であれば、耐圧が60Vと低いショットキー・バリア・ダイオードが使える。そのため順方向電圧降下が小さい品種が使えるようになり、整流損失を大幅に削減可能である。
- (4) ハーフブリッジ構成であるため、トランスには交流電圧が印加されることになる。フライバック方式のコンバータに比べてトランスの利用率が2倍となるため、大電力を取りやすい。
- (5) ZVS や ZCS といったソフトEスイッチングであるため、雑音の発生量が小さい。加えて、トランスは1次 2次が分割された構造であるため、1次 2次間の浮遊容量が小さく、雑音が伝わりにくい。
- (6) フライバック方式のコンバータに比べて、多出力化したときのクロスレギュレーション特性が優れている

4. 共振コンバータの並列運転について

1つのスイッチング回路で2系統の共振回路を駆動する提案が参考資料2の様に30数年前に提案されている。この資料の要点はフライバック出力を主とする共振回路1と、全波出力を主とする共振回路2を1つの駆動回路で駆動し、正負の出力を得られる様にした事である。

一方、この回路と同様な趣旨の回路が最近、(2009年)提案され、日経 Tech-ON! の特集に「多出力に向く半波電流共振方式」として取り上げられている。

<http://techon.nikkeibp.co.jp/article/LECTURE/20090401/168163/?ST=print>

2系統の共振回路を用いて、片方をPWM制御、他方をPFM制御で駆動している訳であるが、PWM変調を用いた弊害として、半波整流にせざるを得なくなり、その動作理由から出力電流波形は三角波電流になる。

この電流は1次側から供給されるので、1次スイッチ回路の動作電流は全波整流のサイン波に比べて電流ピーク値が2.6倍弱になっている。

同じIoなら正弦波はIoの $\sqrt{2}$ のピークになるのに対して提案回路はIoの4倍になる。
倍率= $8/\sqrt{2.547}$

この様に、電流ピークの伸びによる1次FETの発熱は以外に大きく、ドレイン電流の実効値は

正弦波: $10A_{ave}=15.7A_p=11.1A_{rms}$

三角波: $10A_{ave}=40.0A_p=16.3A_{rms}$ と換算され、

同じRonならON損失は $(1.63/1.11)^2=2.2$ 倍にもなる。

LLCコンバータのSWデバイスの損失はSW損失よりもON損失が支配的であるのでこの損失増加はメリットである低損失を失う事になり、致命的である。

又、PWM制御を行うコンバータ1の共振点は、干渉を防ぐために、PFM制御を行うコンバータ2の共振点と大きく離す事が条件であるが、実際には充分には離せないのが実情である。

例えば、コンバータ1を30KHz、コンバータ2を3倍の90KHzに設定したとすると、コンバータ2の可変周波数は基本波の4倍程度まで上がるので360KHz程度までを考えなければならない。

この周波数でPWM制御を行うと、CMOS-ICでも十分なダイナミックレンジは取れず、負荷範囲は極めて狭いものになる。

コンバータの周波数比を2倍まで狭めればダイナミックレンジ面では楽になるが、今度はPWM出力がPFM出力の干渉を受け、制御の安定性が極めて不安定になる。

結局、制御のダイナミックレンジはLLCコンバータ以上に狭いということになる。この様なことから、「半波電流共振方式」は大出力には向かず、FBコンバータやFFコンバータと同範囲の出力範囲と考えるべきであろう。

加えて、トランスを含む共振回路が 2 系統必要なことから設計の安定性(ロバスト性)や、コストの面からはメリットといえるものではない。

すると、残るメリットはノイズ面であるが、2 系統の共振システムにかかるコストと入力範囲の弱点をカバーする PFC のコストをノイズ対策に回せば、形状的には「半波電流共振方式」は不利になる。

であるので、この方式を導入するには負荷範囲の変動が少ない、極めて簡単な負荷条件が前提であり、この「半波電流共振方式」でなければ本当にダメなのか、採用理由をよく検討する必要がある。

5. LLC コンバータ用トランスの設計方法

2 項で述べたように、非線形動作の LLC コンバータを解析する手法は現時点で一般化されていない。

従って、出力条件から一義的に定数を導出する事はできない。

しかし、動作原理から判断して、先ず、直列共振周波数を固定し、

- 1)小容量の Cr を設定し、
- 2)直列共振周波数から、Le を逆算・設定し、励磁インダクタンス Lm を m が 10 程度から順次減少させ、共振の伝達比ピーク Tm を探す。
- 3)L₁ が限度値まで減少しても必要な Tm に達しなければ Cr を次の値に増加させる。
- 4)必要な Tm を実現する、Cr、Lm が定まれば計算を完了させる。

このような手順で実験していく事になるが、実際にループ状に実験を行う事は難しく、シミュレータに頼ることになる。

SPICE 系のシミュレータは線形であり、定常解を求めるには時間がかかるので図 5.1 の SCAT のような SW 電源専用シミュレータが望ましい。

経験・データがたまれば、別途、掲載したような、実験式を使う EXCEL マクロのような機能で自動設計をこなすことも可能になる。

(EXCEL のマクロ機能を使用しているので警告が出る)

トランスの実際の巻数比は 2.4 式を持たすように巻数比を決める。

又、単独の Lm、Le で回路を構成する時は問題にならないが、参考資料 1 のような漏洩トランスを使用

する場合は Le の意味が短絡インダクタンス L_s と異なるので注意が必要である。

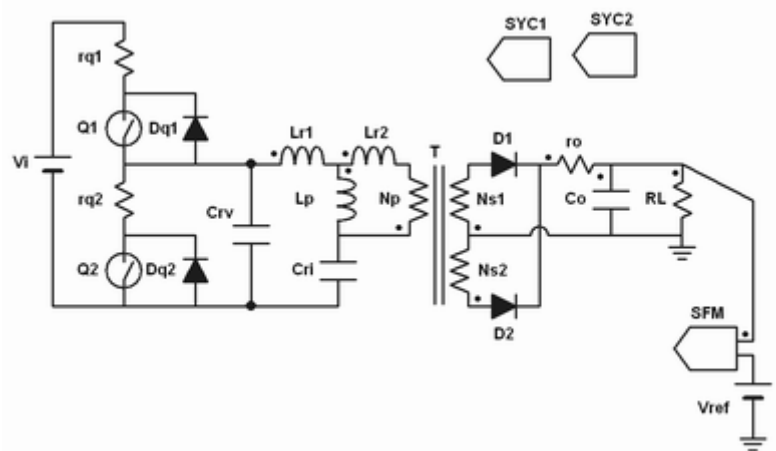


図 5.1 SCAT 解析回路図例

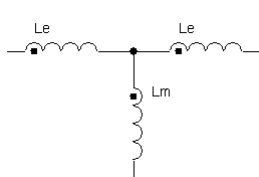


図 5.2 実際のトランス磁気等価回路

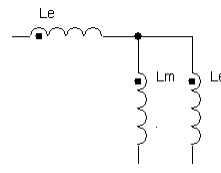


図 5.3 短絡インダクタンス L_s

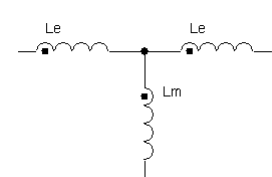


図 5.4 開放インダクタンス L_o

$$L_s = L_e + \frac{L_e \cdot L_m}{L_e + L_m}$$

$$L_o = L_e + L_m$$

リーケージインダクタンス L_e は図 5.3、図 5.4 の式から

$$L_e = L_o \left(1 \pm \sqrt{\frac{L_o - L_s}{L_o}} \right) = L_o \left(1 - \sqrt{1 - \frac{L_s}{L_o}} \right) \quad \dots 5.1 \text{ 式}$$

で求めることになるが、結合状態がよく、 $L_s \ll L_o$ であれば 5.1 式は近似式として

$$L_e \approx L_o \left(1 - \left(1 - \frac{1}{2} \frac{L_s}{L_o} \right) \right) = L_o \left(\frac{L_s}{2L_o} \right) = \frac{L_s}{2}$$

で求める事ができる。

トランスに図 5.5 のような漏洩トランスを使う場合は、コイル間から飛び出す磁束が互いの銅線を横切る(鎖交ではない)時に発生するジュール損に注意しなければならない。

対策として太い単線の銅線ではなく、細い銅線を撚り合わせたリッツ線を使う。

図 5.5 の EE 型トランスの他に、図 5.6 の UU 型のトランスも考えられるが、コイル A~B 間を結ぶコアから空間に飛散する磁束が多く、周辺への磁気結合の影響が EE 型に比べて大きいので周辺に金属板が存在する時は注意が必要である。

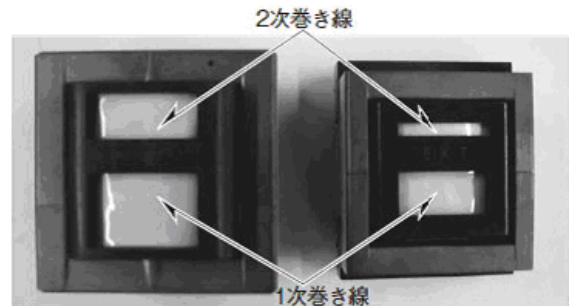
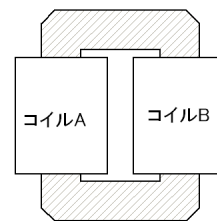


図 5.5 漏洩トランスの外観 (参考資料 1-図 2)



L_m 調整の為、ギャップを設けると磁気抵抗が上昇し、空間に飛び出す磁束量がノーギャップに対して増加する

図 5.6 UU 型漏洩トランス

その他の注意事項として回路定数の設定では次の点がある。

1) 電圧変移時間のデッドタイム

LLC コンバータは上下の SW 素子が同時導通を起こさない様に、必要なデッドタイムが求められるが、他にも、電圧共振共振時間(図 1.1 の L_m と C_v による)中に SW 素子の ON が始めるとトランスの残留磁気エネルギーが 2 次側に放出され、負荷が軽負荷であると、制御ができなくなる。(図 5.7、図 5.8)

従って、ドレイン電圧が変移している期間中は SW 素子を ON させないデッドタイム設定が必要になる。

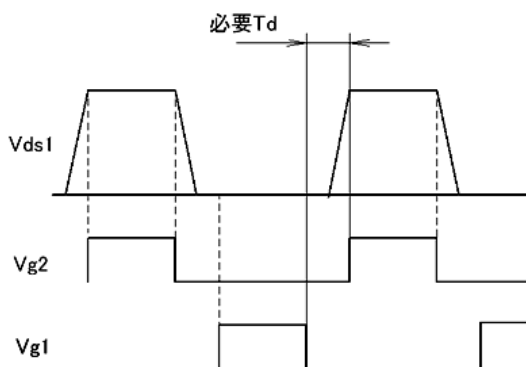


図 5.7 正常駆動時

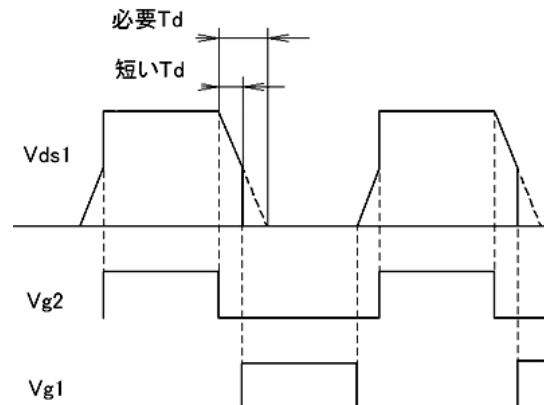


図 5.8 デッドタイム不足時

最近の制御 IC はこのドレイン電圧の変化を捉えて自動的にデッドタイムを調整する機能を持ったものがあるが、この程度の設定は IC に頼らず、自分で設定できるようになって欲しいものである。

2)最低動作周波数 fmin

LLC コンバータは図 5.9 に示すように共振峰を持っており、その最大共振点 fp を下回って動作させることはできない。

何故なら、通常の範囲では電圧が低下すると周波数が低下する PFM 制御を行っており、fp を下回ると、f 低下 電圧低下 f 低下という、正帰還ロック作用を誘発し、制御ができなくなるからである。

従って、どれだけ制御が働いてもこれ以上は周波数を低下させない機能が必要になる。

この設定も最近では IC 側で行う機能が搭載されており、より一層 LLC コンバータの普及に拍車をかけている。

基本的には図 2.2 に示す様に、1 周期の終わりに正常制御状態であればドレイン電流が正領域で終了し、共振が外れている(fp を下回っている)状態では負領域になることを利用して周波数を低下させないようにしたものが主流であるが、誤差増幅器の出力が振りきれれることを感知して通常の制御とは別ループで制御する方法も考えられる。

しかし、「通電時比率を限界まで広く出来ます」のキャッチコピーではあるが、実際のところ、Le や、Lm、Cr を ±5% で管理すれば、その有効性はほとんど認められないことが多い。トランスの管理ができていない状態では単なる宣伝文句と考えて良いだろう。ただし、インダクタンス管理の出来ない状態では有効な機能になると考えられる。

6. LLC コンバータの伝達関数解析

6.1 解析回路図を図 6.1 に示す。ここで

Cr: 共振容量

Le: リーケージインダクタンス

Lm: 励磁インダクタンス

R: 負荷抵抗

とする。

6.2 伝達関数

伝達関数 T()として

V1 V(Lm)の伝達比を求める。

・ Cr,Le 直列インピーダンス Zs

$$Z_s = \frac{1}{j\omega Cr} + j\omega Le$$

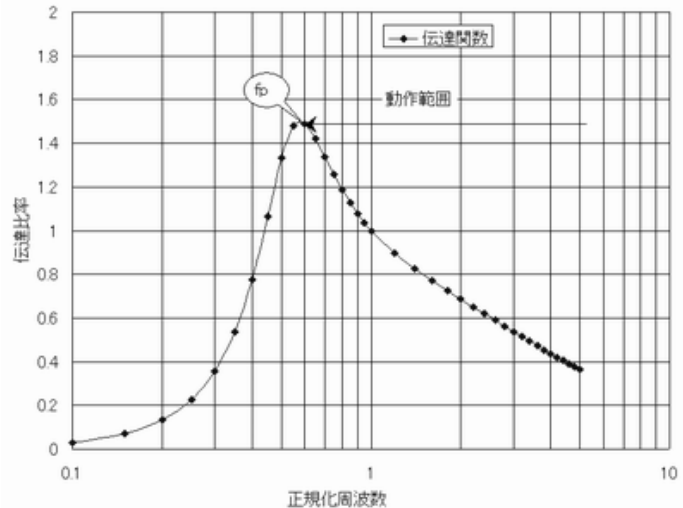


図 5.9 LLC コンバータ周波数特性

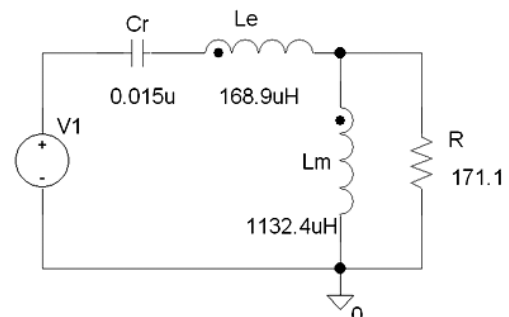


図 6.1 LLC コンバータ解析回路図

・ Lm, R 並列インピーダンス Zp

$$Zp = \frac{j\omega Lm \cdot R}{j\omega Lm + R} \Rightarrow \frac{1}{Zp} = \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega Lm}$$

従って伝達関数 $T(\omega)$ は

$$\begin{aligned} T(\omega) &= \frac{Zp}{Zs + Zp} = \frac{1}{1 + \frac{Zs}{Zp}} = \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega Lm}\right) \left(\frac{1}{j\omega Cr} + j\omega Le\right)} \\ &= \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega Cr \cdot R} + \frac{j\omega Le}{R} - \frac{1}{\omega^2 Lm \cdot Cr} + \frac{Le}{Lm}} \end{aligned}$$

式を虚数部と実数部に整理すると

$$T(\omega) = \frac{1}{\left(1 + \frac{Le}{Lm} - \frac{1}{\omega^2 Lm \cdot Cr}\right) + j\left(\frac{\omega Le}{R} - \frac{1}{\omega Cr \cdot R}\right)}$$

式を簡略化するため、 $m = \frac{Lm}{Le}$ 、即ち、 $Lm = m \times Le$ とおく。又任意の角周波数 ω_r を直列共振角周波数 ω_r

で正規化し、指数を $\omega n = \frac{\omega}{\omega_r}$ 、即ち、 $\omega = \omega n \times \omega_r$ とおく。

$$\begin{aligned} \omega_r^2 &= \frac{1}{Le \cdot Cr} \text{ であるので} \\ \frac{1}{\omega^2 Lm \cdot Cr} &= \frac{1}{\omega n^2 \omega_r^2 \cdot m \cdot Le \cdot Cr} = \frac{1}{m \cdot \omega n^2} \end{aligned}$$

となり、分母の実数部は $1 + \frac{1}{m} - \frac{1}{m \cdot \omega n^2} = 1 + \frac{1}{m} \left(1 - \frac{1}{\omega n^2}\right)$ となる。

虚数部についても同様な簡素化を考える

共振の鋭さ Q を直列共振の指数として $Q = \frac{\omega_r \cdot Le}{R} = \frac{1}{\omega_r \cdot Cr \cdot R}$ で定義すると虚数部は、

$$\begin{aligned} \omega &= \omega n \cdot \omega_r \text{ であるので} \\ j\left(\frac{\omega Le}{R} - \frac{1}{\omega Cr \cdot R}\right) &= j\left(\frac{\omega n \cdot \omega_r \cdot Le}{R} - \frac{1}{\omega n \cdot \omega_r \cdot Cr \cdot R}\right) = j\left(\omega n Q - \frac{Q}{\omega n}\right) = jQ\left(\omega n - \frac{1}{\omega n}\right) \end{aligned}$$

となる。(負荷抵抗 R が直列共振の Q になっているのでイメージ的には通常の共振と逆)

従って、伝達関数自体はインダクタンス比率 m 、正規化周波数 ωn 、及び共振指数 Q をパラメータとして

$$T(\omega) = \frac{1}{1 + \frac{1}{m} \left(1 - \frac{1}{\omega n^2}\right) + jQ\left(\omega n - \frac{1}{\omega n}\right)}$$

絶対値は

$$|T(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{1}{m} \left(1 - \frac{1}{\omega n^2}\right)\right)^2 + \left(Q\left(\omega n - \frac{1}{\omega n}\right)\right)^2}}$$

となる。

具体的な特性曲線について、 Q と m をパラメータとした曲線群を次に示す。

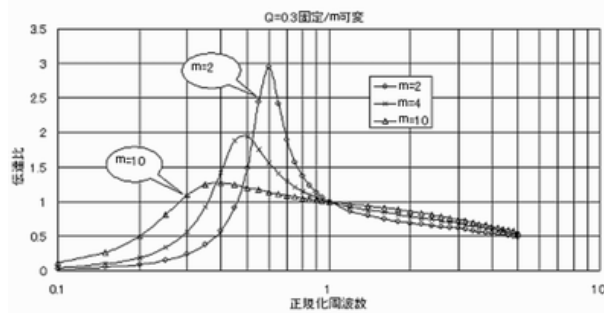


図 6.2 Q 固定/m 可変時の特性曲線群

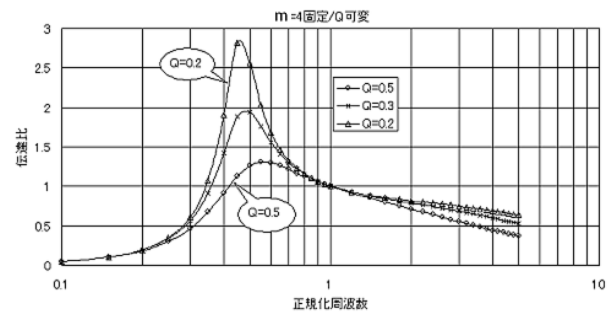


図 6.3 m 固定/Q 可変時の特性曲線群

この曲線群はいずれも共振を線形として解いているので、実際とは異なるが、各係数が特性にどのような影響を与えるかは設計の参考になる。

実際には m を変えるために Le を変えれば、直列共振点が変わり、共振周波数を修正すれば Q の値が変わる。この様に m のみを変える、あるいは Q のみを変えることは実際には困難である。

尚、伝達関数の導出に使用した抵抗 R は DC 出力の負荷抵抗 Rdc とは若干値が異なっている。伝達関数の抵抗 R は等価電力を基準にして、次の様に換算される。

LLC コンバータは矩形波入力、矩形波出力であるが、これでは解析が困難なので、矩形波の中の基本波、即ち、第 1 高調波を取り出し、この基本波について伝達関数を求めている。

図 6.4 からわかるように、矩形波をフーリエ展開し、基本波を取り出すと、そのピーク値は $\frac{4}{\pi} V_{out}$ になる。

このピーク値の実効値は $\frac{1}{\sqrt{2}} \times (\frac{4}{\pi} V_{out})$ だから、

AC の電力と DC 出力の電力が等しくなる為には

$$\frac{\frac{1}{2} \frac{16}{\pi^2} V_{out}^2}{R} = \frac{\frac{8}{\pi^2} V_{out}^2}{R} = \frac{V_{out}^2}{R_{dc}}$$

$$\therefore R = R_{dc} \times \frac{8}{\pi^2} \approx 0.81 \cdot R_{dc}$$

でなければならない。

7. 参考資料

- ・ 1.日経 Tech-ON ! 「主流となった全波電流共振方式」
<http://techon.nikkeibp.co.jp/article/LECTURE/20090326/167793/?ST=print>
- ・ 2.日経エレクトロニクス 1981/10/12 号 P213-P236
 「オンオフ型とオンオン型併用の電圧共振型 DC-DC コンバータ」

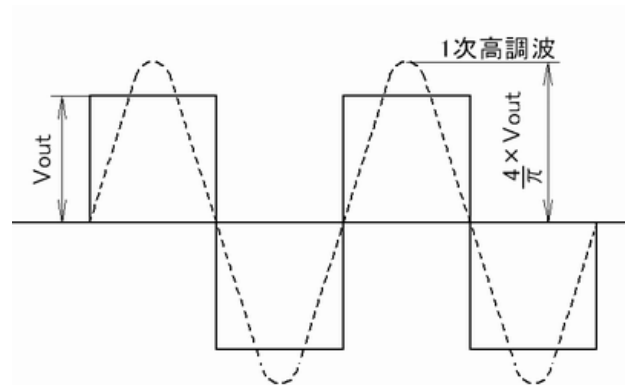


図 6.4 矩形波と基本サイン波