

インダイレクトマトリックスコンバータの損失解析手法

加藤 康司*, 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

Loss Analysis Method for an Indirect Matrix Converter

Koji Kato, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

電力変換器の小型・高効率化に伴い、高電力密度パッケージング技術が盛んに研究されている⁽¹⁾。高電力密度の回路設計において、スイッチングデバイス最適化のため、損失解析が重要となる。インバータや DC/DC コンバータ等は、各デバイスメーカーで損失解析用のツール⁽²⁾が用意され、損失解析が容易であり、簡単に回路設計が可能である。

一方、次世代の HEV や系統連系用の電力変換器として着目されるインダイレクトマトリックスコンバータ(以下 IMC)は、回路構成の複雑さや交流を交流に直接電力変換するため損失解析が困難である。従来手法として、回路シミュレータを用い、スイッチの両端の電圧と電流を検出し、スイッチング素子のテーブルを読み込み、損失解析する方法がよく用いられる⁽³⁾。しかし、多くの動作条件にて解析する場合、シミュレーション回数が多くなるため、解析が煩雑になり、最適設計には不向きである。また、IMC の損失を定量的に解析した論文は、著者の知る限り存在しない。

本論文では IMC の損失を定式化し、簡単に損失を解析できる手法を提案する。本稿では、実験結果と解析結果を比較し、良好な解析結果が得られたので報告する。

2. 回路構成及び損失解析方法

図 1 に IMC の主回路構成を示す。IMC は、電流形整流器と電圧形インバータで構成され、直流リンクにエネルギーバッファが不要であるため、高い電力密度を実現できる。

図 2 に IMC の損失解析用等価回路を示す。IMC の整流器は電流形整流器として動作するため、上アームと下アームのスイッチは、どれか必ずターンオンしている。よって、整流器の瞬時導通損失 p_{c_rec} は(1)式のように、直流リンク電流 i_{dc} コレクタ-エミッタ間 v_{ce} を用いて表すことができる。

$$p_{c_rec} = 2i_{dc}v_{ce} \quad (1)$$

$$i_{dc} = s_{up}i_u + s_{vp}i_v + s_{wp}i_w$$

$$= I_o \left[\frac{3}{4} \lambda \cos \theta_0 + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n} \sin n\pi D_u \cos n\omega_s t \cos(\omega_o t + \theta_0) \right\} \right. \\ \left. + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n} \sin n\pi D_v \cos n\omega_s t \cos(\omega_o t - \frac{2}{3}\pi + \theta_0) \right\} \right. \\ \left. + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ \frac{1}{n} \sin n\pi D_w \cos n\omega_s t \cos(\omega_o t - \frac{4}{3}\pi + \theta_0) \right\} \right] \quad (2)$$

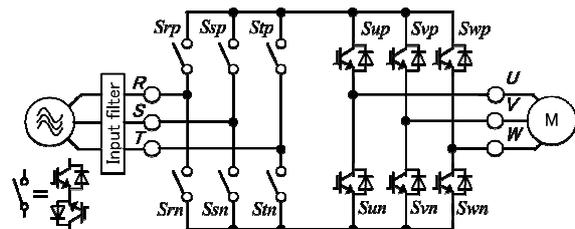


Fig. 1. Indirect matrix converter diagram.

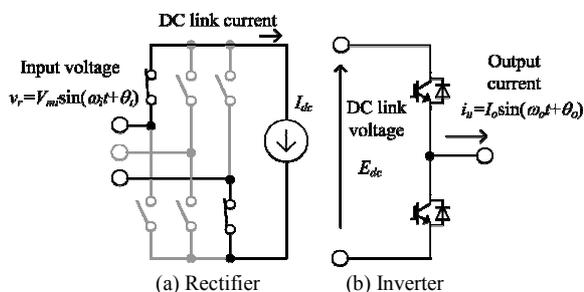


Fig.2. Equivalent circuit for the IMC.

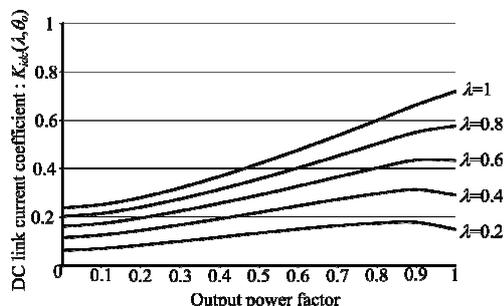


Fig. 3. DC link current coefficient : $K_{idc}(\lambda, \theta_0)$.

ここで、IMC の直流リンク電流は PWM 波形であるため、整流器の導通損失は、スイッチングに起因する高調波成分まで含める必要がある。直流リンク電流は、スイッチング関数を用いて(2)式のように、有効電力に応じて流れる成分と、スイッチングによる高調波成分に分けることができる。

負荷電流 1 周期における平均整流器導通損失は、 i_{dc} の絶対値と v_{ce} を負荷電流 1 周期で平均すれば良いため、(3)式のように表せる。ここで、直流リンク電流の絶対値の平均は、図 3 に示す直流リンク電流係数 K_{idc} を用いて表す。

$$P_{c_rec} = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} 2v_{ce_rec} |i_{dc}| dt \quad (3)$$

$$= 2v_{ce_rec} I_m K_{idc}(\lambda, \theta_0)$$

インバータ側の損失は、従来のインバータと同様に計算で

きる。例えば、u 相上アーム IGBT の瞬時導通損失は、(4) 式のように、u 相電流 i_u とスイッチのデューティ D_u を用いて表すことができる。

$$P_{c_inv} = v_{ce_inv} i_u D_u \dots\dots\dots(4)$$

$$= v_{ce_inv} I_o \sin(\omega_o t + \theta_0) \frac{\lambda \sin(\omega_o t) + 1}{2}$$

平均導通損失は(4)式を負荷電流 1 周期で平均すれば良いので、(5)式で表せる。FWD 導通損失についても同様に求めることができる。ここで、 $v_{ce_inv} = k_{i1} i_u + k_{i2}$ とおき、各デバイスのデータシートを線形近似した値を用いる。また、総合導通損失は(6)式にて表せる。

$$P_{c_I} = \frac{1}{T_o} \int_0^{T_o} v_{ce_inv} I_o \sin(\omega_o t + \theta_0) \frac{\lambda \sin(\omega_o t) + 1}{2} dt$$

$$= I_{out}^2 k_{i1} \left(\frac{1}{8} + \frac{\lambda}{3\pi} \cos \theta_0 \right) + I_{out} k_{i2} \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{\lambda}{8} \cos \theta_0 \right) \dots\dots\dots(5)$$

$$P_{c_inv} = 6I_o \left\{ I_o (k_{i1} + k_{f1}) \left(\frac{1}{8} + \frac{\lambda}{3\pi} \cos \theta_0 \right) + (k_{i2} + k_{f2}) \left(\frac{1}{2\pi} + \frac{\lambda}{8} \cos \theta_0 \right) \right\} \dots\dots\dots(6)$$

インバータのスイッチング損失は、負荷電流ピーク値 I_o 、スイッチング周波数 f_s 、直流リンク電圧 E_{dc} 、素子パラメータを用いて、以下のように表すことができる。

$$P_{sw_inv} = \frac{12}{\pi} f_s (K_{on} I_o + K_{off} I_o + K_r I_o) E_{dc} / K_{edc} \dots\dots(7)$$

ここで、 K_{edc} はデータシートに記述しているスイッチング損失測定時の基準値である。また、IMC の直流リンク電圧は、入力線間電圧の最大相-最小相電圧及び、中間相-最小相電圧を整流器でスイッチングし出力している。よって、インバータに印加される電圧は、入力最大-最小相線間電圧と入力中間-最小相電圧の平均値となり、以下のように表せる。

$$E_{dc} = \frac{9}{\pi} V_{mi} \dots\dots\dots(8)$$

3. 解析結果

図 4 に従来方式として、表 1 に示す条件にて、回路シミュレータと DLL をリンクさせる方式で解析した IMC の損失と、提案解析手法の損失を比較する。図中の実線が計算式、点がシミュレーションを用いて解析した結果である。シミュレーション結果と比較し、提案する手法の損失計算結果は一致している。よって、理論解析の妥当性が確認できる。

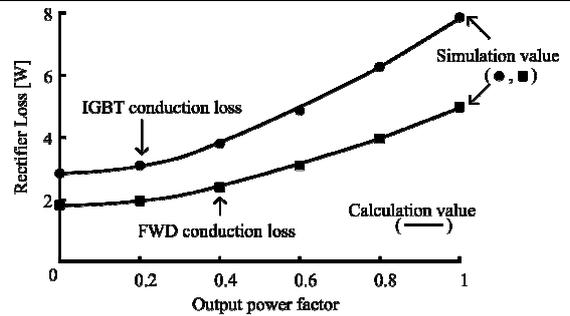
図 5 に負荷を変化させた場合の IMC 損失の実験値と計算値を示す。ここで、IMC に用いたスイッチング素子は表 1 の通りである。実験結果と計算結果を比較すると、最大誤差率 6% で、実験値と計算値はよく一致する。

4. 結論

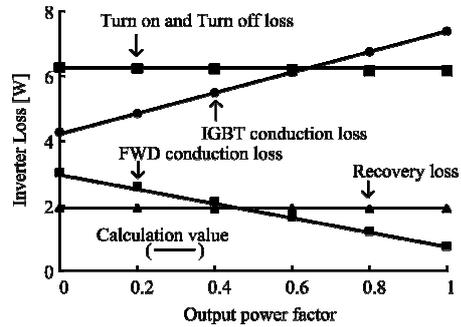
本論文では、IMC の損失を定式化し、簡単に損失を解析できる手法を提案した。提案手法は、従来のシミュレーションソフトを用いる解析手法及び、実験結果とよく一致し、提案法の有用性を確認した。今後は、IMC の最適設計方法について検討する予定である。

Table 1 Loss Analysis parameter.

Input line voltage	200 [V]	LC filter	2 [mH]
Input frequency	50 [Hz]		6.6 [μ F]
Carrier frequency	10[kHz]	Cut-off frequency	1 [kHz]
Output current I_o	4.72[A]	Modulation index	1.0
Rectifier device	SK80GM063 (Semikron)		
Inverter device	2MBI150U2A-060 (Fuji electric)		



(a) Rectifier stage loss



(b) Inverter stage loss

Fig.4. IMC loss analysis results.

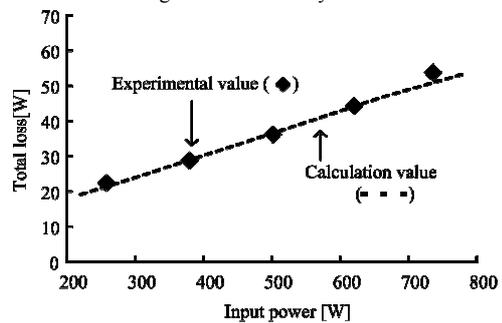


Fig.5. Experimental result.

文献

- (1) J.Biera etc.:IPEC Sapporo2010, 22F1-3, pp.626-634, 2010
- (2) 富士電機：アプリケーションマニュアル・IGBT モジュール “http://www.fujielectric.co.jp/”
- (3) 飯田他：半導体電力変換研究会, SPC5-47 IEA05-2, 2005