International
IOR Rectifier

APPLICATION NOTE

アプリケーション・ノート AN-1048

iCalcを使用したBLDCモーター駆動での電力損失の算定

N. Keskar, M. Battello, A. Guerra, A. Gorgerino

目　次

	頁
はじめに	1
システム概要	2
ブラシレスDC駆動の手法	2
パルス振幅変調	3
パルス幅変調	3
120°スイッチング	4
60°スイッチング	5
ハード・スイッチング	5
システム効率と熱性能	5
損失算定スプレッドシート	6

このアプリケーション・ノートでは、ブラシレスDC（BLDC）モーター・ドライバ向けに作成された電力損失算定用のスプレッドシートについて説明します。IGBT/MOSFETスイッチや逆平行ダイオードにおける定常状態での平均電力損失は、モータードライバの一定の動作条件がわかれば、無理なく簡単に予測可能です。このツールは、台形状のフラックス分布を有するBLDCモーター用に応用される4つの最も一般的な駆動手法、つまり、60°スイッチング、120°スイッチングのPAMおよびハード・スイッチング、を扱うために開発されました。これらの手法でのスイッチングを簡単に説明し、続いてその損失計算法を説明します。

International
IOR Rectifier

アプリケーション・ノート

AN-1048

International Rectifier • 233 Kansas Street, El Segundo, CA 90245 USA

iCalc を使用した BLDC モーター駆動での電力損失の算定

N. Keskar, M. Battello, A. Guerra, A. Gorgerino

このアプリケーション・ノートでは、ブラシレスDC（BLDC）モーター・ドライバ向けに作成された電力損失算定用のスプレッドシートについて説明します。IGBT/MOSFETスイッチや逆平行ダイオードにおける定常状態での平均電力損失は、モータードライバのある種の動作条件がわかれば、無理なく簡単に予測可能です。このツールは、台形状のフラックス分布を有するBLDCモーター用に応用される4種類の最も一般的な駆動手法、つまり、60°スイッチング、120°スイッチング、PAMおよびハード・スイッチング、を扱うために開発されました。これらの手法でのスイッチングを簡単に説明し、続いてその損失計算法を説明します。

はじめに

半導体における電力損失は、経験モデルに基づいて電流と電圧の関数として表すことができます。物理モデルは、シリコン設計者の見地からは有用かも知れませんが、実用回路においては正確度が十分ではない場合もあります。単純性を犠牲にすることによってのみ、より高い精度が得られるのです。一方、経験モデルは通常、シリコン設計の方向性を示しはしませんが、簡単に式を抽出でき、最適化を行って精度を向上できます。手軽に性能見積もりと損失予測が可能なので、このアプリケーション・ノートで使用する経験モデルはきわめて有用です。

半導体における損失は導通損失とスイッチング損失に分類できます。導通損失は、IGBT両端でのオン状態の電圧降下V_{CEON}またはダイオード両端での順方向降下V_Fに依存します。

V_{CEON}とV_Fはどちらも伝導電流と共に増加し、理想的にはスイッチング周波数やスイッチング（バス）電圧には依存しません。他方、スイッチング電力損失は電流、スイッチング電圧およびスイッチング周波数と共に増加します。IGBTでは、スイッチング損失は主にターンオンとターンオフ過渡時に発生しますが、ダイオードのスイッチング損失の主要部分はその逆回復特性によるものです。

これらのパラメータは以下のようにモデル化できます。

$$V_{CEON} = V_T + a.I^b$$
$$V_F = V_{TD} + ad.I^{bd}$$
$$E_{ON} = (h1 + h2I^x)I^k$$
$$E_{OFF} = (m1 + m2I^y)I^n$$
$$E_{DIODE} = d1.I^{d2}$$

上式で、V_T、a、b、V_{TD}、ad、bd、E_{ON}、h1、h2、x、k、E_{OFF}、m1、m2、yおよびnは経験により決まるパラメータです。つまり、これらのパラメータは、V_{CEON}、V_F、E_{ON}、E_{OFF}、およびE_{DIODE}がその測定データに適合するように決定されるということです。スイッチング・エネルギ損失の変化はバス電圧にリニア—に比例すると仮定します。次のことに注意してください。NPT IGBTでは導通損失およびスイッチング損失とも、温度と共に増加しますが、その変化はここでは考慮せず、最悪条件、つまり最大接合部温度のみを考えます。式（1）を使用し、かつ特定アプリケーションでの電流変化がわかっているので、全電力損失が計算できます。

システム概要

BLDCモーターの動作特性はブラシ付きDCモーターのものと非常に似ています。BLDCでは永久磁石のローターが使用されているため、速度制御はステータ巻線にかける平均電圧を変化させることにより実現しています。これはステータ電流の平均値を変化させます。しかしながら、ある負荷トルクに対しては平均ステータ電流は理想的には一定でなければなりません。したがって、ステータ巻線に誘起される逆起電力はステータ電流が一定となるように変化しなければなりません。定常電界では、これは速度を変化させます。このように、ステータ印加電圧を増やすとモーター速度が増加し、その逆も同様です。モーター電圧を変動させる方法はいくつかあります。半導体スイッチを使用するのは、その低損失、高周波動作、および電子的制御が可能なことにより、好ましい方法です。これは、スペースやコストの削減等、その他の利点とは別のものです。

3相BLDCアプリケーションで、最も普通に使用されるトポロジは3相バック派生コンバータ、または3相インバータ・ブリッジです。家庭内アプリケーションで一般的なシステム構成は図１のとおりで、230Vまたは110Vの単相AC入力のダイオード整流ブリッジを示しています。

通常どちらの場合も、110V入力の電圧ダブラー構成を使用してDCバス電圧を約320V DCとなるように調整します。出力段は、MOSFETまたはIGBTのスイッチで構成される3相インバータで組まれています。MOSFETはボディ・ダイオードを使用しますが、IGBTを使用する場合は、逆電流を流すために逆平行ダイオードを両端に接続する必要があります。MOSFETではターンオフ・スイッチング損失は少なくなり、また通常ダイオードの順方向降下も小さいのですが、IGBTに比べて高いオン時の電圧降下やターンオン・スイッチング/ダイオード逆回復損失により、これらの利点も相殺されてしまいます。損失算定ツールの目的の一つは、ユーザーの特定アプリケーションでの微妙な性能の差をユーザーが比較できるようにすることです。

ブラシレスDC駆動の手法

台形フラックス分布を持つ3相BLDCモーターの一般的波形を図2に示します。大まかには、モーター巻線の相あたりの誘起逆起電力は120°に対しては一定で、その前後でローター角に比例して変化します。一定の出力電力とその結果としての一定出力トルクを得るためには、モーター巻線にその逆起電力波形の平らな部分で電流駆動を行います。一度に2個のスイッチのみをオンにします。そのうちの1個はハイサイドであり他はローサイドです。このように、

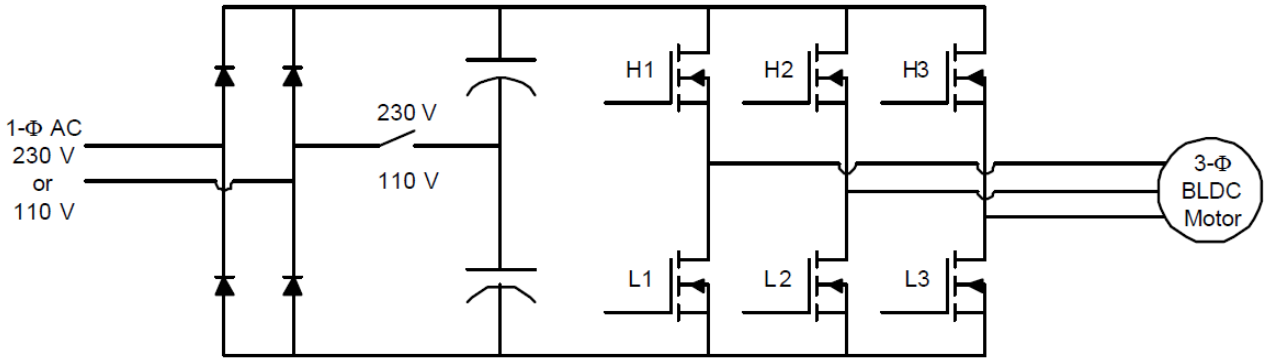

図 1. BLDC モーター用一般的インバータ駆動システム

スター接続のモーター巻線では、2つの相巻線がDCバスをはさんで直列に接続され、3番目の巻線は開放となります。図1のスイッチは、逆起電力が一定の時、120°電気角の間のみ各相の電流が流れるように切り替えられます。こうして、図2に示されているように60°電気角ごとに相間に転流イベントが発生します。実際上これは、60°ごとに電流遷移があることを意味しています。したがって、適切な転流のためにはローターの位置を知ることが必要で、それは位置センサーを使用して直接検出するか、または欠相での逆起電力をモニターすることにより、センサー無しで推定可能です。どちらにしても、相電流は120°の導通期間では本質的に一定となります。したがって、スイッチ電流は1電気回転の1/3に対して流れ、定負荷に対する電流は一定となります。これをスイッチ導通損失の計算に使用できます。さらに、スイッチ導通によりスイッチング損失が増大する際にPWMを導入することができます。スイッチングの方法は採用するスイッチング手法のタイプに依存します。さまざまな手法を以下に示します。

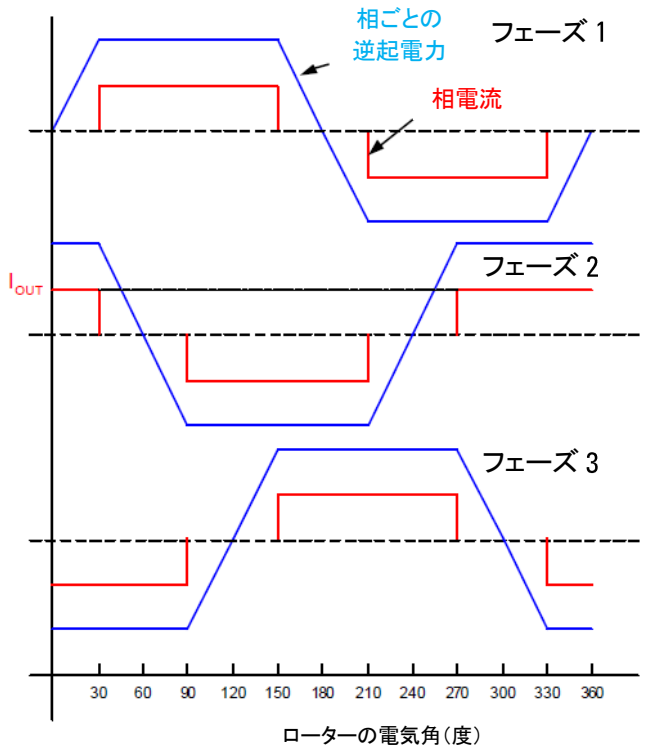

図 2. ローターの電気角による逆起電力と相電流の変化

前述のように、速度を制御することはモーター相に対する印加電圧を変更することと同じです。これは次のようにして行います。

1.パルス振幅変調(PAM)

この手法では、モーター巻線両端の印加電圧はバス電圧の大きさを変えることにより変更されます。そのためには通常、110Vシステム用のダイオード・ブリッジ整流器の後にブースト・コンバータを追加します。DCバス電圧制御とは別に、力率改善も実現可能です。高周波スイッチングは含まれていないので、この手法は極めて単純で効率的です。この手法による波形を図3に示します。図のように、1電気回転中で120°電気角の間継続して各スイッチがオンになっています。同一端子の2個のスイッチのオン時間は互いに120°ずれています。また、ハイサイド・スイッチとローサイド・スイッチのオン時間は、他のハイサイド・スイッチとローサイド・スイッチからそれぞれ順次120°ずれています。
全体的に見ると、もしすべてのスイッチが同一の場合、全電力損失は2個のスイッチが連続的に通電した場合と等価であると言えます。
スイッチ電力損失は導通によるもののみであり、ダイオードが導通するのは転流時のみです。スイッチ当たりの電力損失は全電力損失の1/6になります。

$$P_{SW} = \frac{I_{OUT} \cdot V_{CEON}}{3} \qquad (2)$$

ここで、I_{OUT}は図2の定義どおりです。

2.パルス幅変調

モーターのステータ巻線両端の平均印加電圧は、導通時間内のスイッチのデューティを調整することによっても変更可能です。この場合、巻線電流はインバータ出力電圧の低周波成分で決まりますが、DCバス電圧は一定に保たれます。したがって出力電流はほぼ、図2と図3と同様なものにスイッチング周波数のリップルを加えた形になります。スイッチング出力電圧は、相当たり2個のスイッチの1個のみ、または2個両方をスイッチングすることにより実現できます。よってPWM手法の次のタイプが得られます。

A. 120°スイッチング

この場合図3のように、相当たり1個のスイッチのみがスイッチし他の1個は導通します。図4に示すように、通常ハイサイドのスイッチはデューティサイクルを変化させ、ローサイドのスイッチは120°継続時間に連続して電流を流します。

図4の低周波エンベロープは図3のものと類似しています。PAM手法と比較して、このスイッチング手法による電力損失に関する2つの特徴に直ちに気付きます。第一に、スイッチング損失は導通損失に加えて、高周波スイッチングによりもたらされます。第二に、スイッチ間の損失は一様ではありません。ローサイドのスイッチは導通損失のみですが、ハイサイドではスイッチング損失と導通損失の両方が存在します。

ハイサイド・スイッチとローサイド・スイッチのどちらがより大きい損失を示すかは、選択した特定のスイッチ、スイッチ周波数および動作条件に依存します。どちらにしても、ローサイドとハイサイドの全電力損失は次の式で与えられます。

$$P_L = I_{OUT} \cdot V_{CEON}$$
$$P_H = D \cdot I_{OUT} \cdot V_{CEON} + f_{SW} \cdot (E_{ON} + E_{OFF}) \qquad (3)$$

上式で、Dはハイサイド・スイッチのデューティサイクル、f_{SW}はスイッチング周波数です。また、この手法ではローサイドの(IGBT用)逆平行ダイオードまたは(MOSFET用)ボディ・ダイオードはハイサイド・スイッチがオフの際は導通します。結果として、ダイオード導通損失と逆回復損失もまた無視できないものとなります。

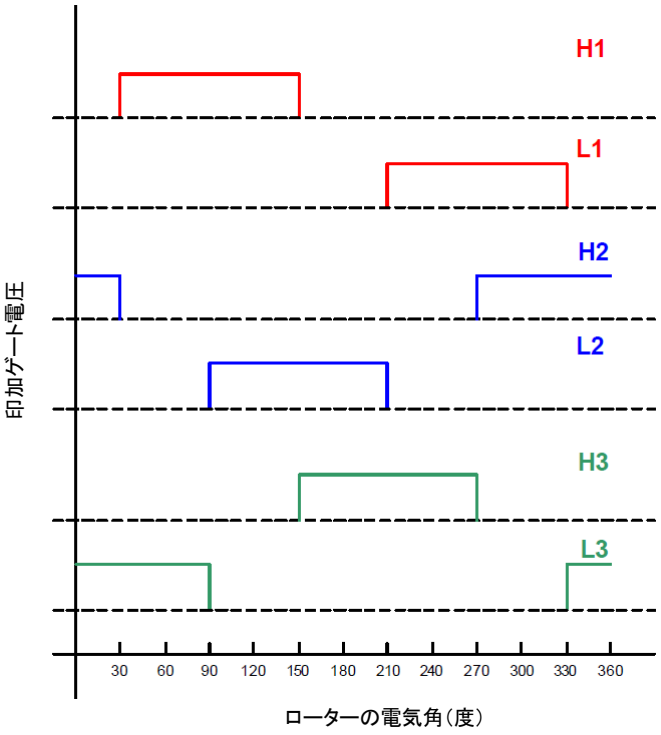

図 3. PAM 用のゲート波形(導通電流)

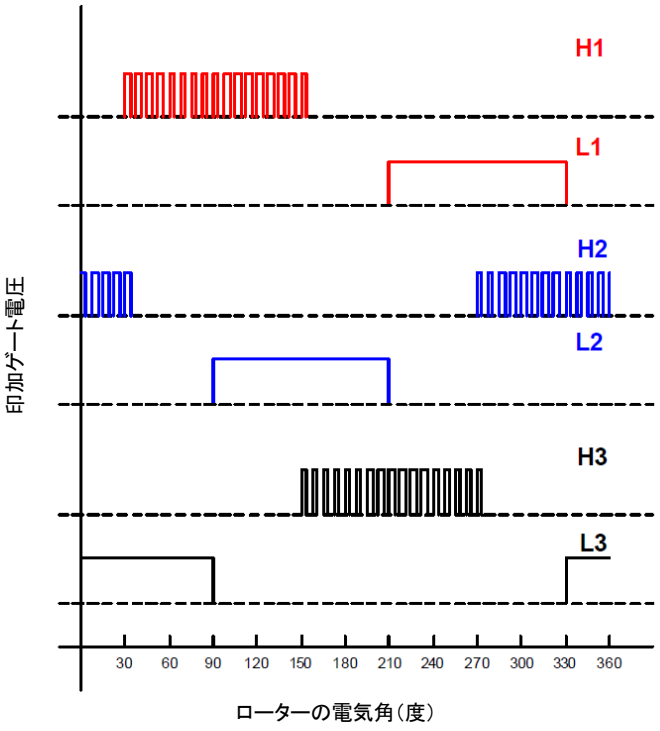

図 4. 120°PWM スイッチング用のスイッチ・ゲート波形

これらの損失は次の式で与えられます。

$$P_D = (1-D).I_{OUT}.V_F + f_{SW}.(E_{DIODE}) \quad (4)$$

上記の式(3)と(4)から、個別のスイッチング損失およびダイオード損失は次のようになります。

$$P_{LI} = \frac{I_{OUT}.V_{CEON}}{3}$$
$$P_{HI} = \frac{[D.I_{OUT}.V_{CEON} + f_{SW}.(E_{ON} + E_{OFF})]}{3} \quad (5)$$
$$P_{DI} = \frac{(1-D).I_{OUT}.V_F + f_{SW}.(E_{DIODE})}{3}$$

ここで、P_{LI}、P_{HI} およびP_{DI} はローサイド・スイッチ、ハイサイド・スイッチおよびローサイド・ダイオードそれぞれの損失です。

B. 60°スイッチング

この手法は前の方法の対称バージョンを実現します。ハイサイド・スイッチとローサイド・スイッチのどちらも60°の電気角の間スイッチが入り、連続導通状態で動作します。ここでもまた、低周波のエンベロープは図3のものと基本的に同一形状となります。ハイサイド・スイッチとローサイド・スイッチに対するゲート波形を図5に示します。いつでも、1個のスイッチのみがスイッチングを行い、その間、他の1個は導通状態にあります。ハイサイド・スイッチがスイッチングしているか、またはローサイド・スイッチが導通状態にあるかは、第3(無給)相での電圧の極性によります。この電圧が正であると、ハイサイド・スイッチがスイッチングし、負であるとローサイド・スイッチがスイッチングします。すべてのスイッチが対称的に動作するので、電力損失もハイサイド・スイッチとローサイド・スイッチ間で対称的に分布します。同様に、ハイサイド・ダイオードとローサイド・ダイオードの両方が少なからぬ電力損失を発生します。
図4と図5を比較すればどちらの場合も全電力損失は同じだと簡単に分かります。そうすると個別のスイッチ損失とダイオード電力損失は次のようになります。

$$P_{SWITCH} = \frac{I_{OUT}.V_{CEON} + [D.I_{OUT}.V_{CEON} + f_{SW}.(E_{ON} + E_{OFF})]}{6}$$
$$P_{DIODE} = \frac{(1-D).I_{OUT}.V_F + f_{SW}.(E_{DIODE})}{6} \quad (6)$$

C. ハード・スイッチング

この手法では、ハイサイド・スイッチとローサイド・スイッチが同時にスイッチングされ、低周波エンベロープは前の2種類の手法と同一になります。ハイサイドとローサイドの両方のダイオードが導通します。スイッチングは対称的なので電力損失はスイッチ間で同等に分布します。60°と120°スイッチングとは異なり、継続して導通するスイッチは無いので、損失はデューティサイクルとスイッチング周波数に強く影響されます。
スイッチ損失とダイオード損失はそれぞれ次の式で表されます。

$$P_{SWITCH} = \frac{[D.I_{OUT}.V_{CEON} + f_{SW}.(E_{ON} + E_{OFF})]}{6}$$
$$P_{DIODE} = \frac{(1-D).I_{OUT}.V_F + f_{SW}.(E_{DIODE})}{6} \quad (7)$$

システム効率と熱性能

BLDCモーター駆動用に選択した手法の種類に従って、インバータの全損失は上記の式から計算できます。

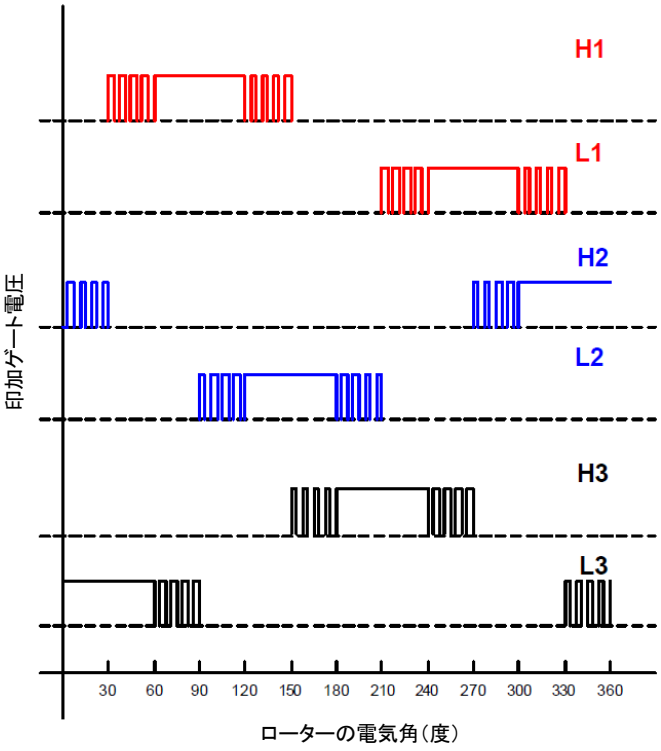

図 5. 60°PWM スイッチング用のスイッチ・ゲート波形

評価すべき半導体部品の熱抵抗R_{THJ-C}とR_{THC-S}がわかっているので次の式を使用して最大接合部温度が推定できます。

$$T_J = T_C + (R_{THJ-C} + R_{THC-S}).P_{SWITCH} \quad (8)$$

ここでT_Cはケース温度です。ダイオードの接合部温度も同様に計算できます。温度計算に関して、使用する電力損失は最大接合部温度にて計算していることに注意してください。したがって、実際の温度と推定温度は動作接合部温度が高くなるほど近づき、最終的にT_{JMAX}で一致します。上記の式を用い、最大T_Jが限度内でなければならないことからT_Cの最大値が決定されます。最大許容T_Cと最大周囲温度がわかっているので次の式からヒートシンクの熱抵抗が推定できます。

$$T_C = T_A + R_{THC-A}.[N.(P_{SWITCH} + P_{DIODE})] \quad (9)$$

ここで、R_{THC-A}はヒートシンクの熱抵抗、T_Aは最大推定周囲温度、Nはヒートシンクに取り付けられたスイッチの数です。

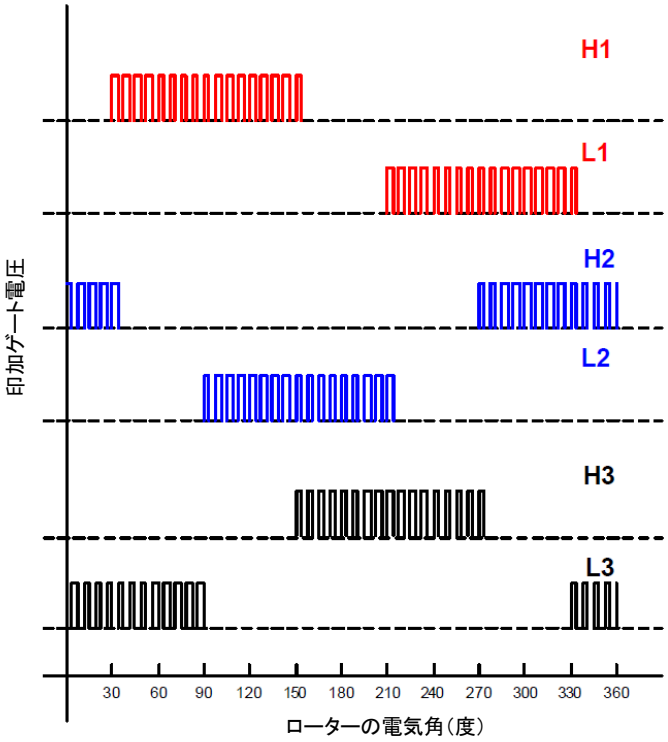

図 6. ハード・スイッチング用のスイッチ・ゲート波形

モーターへの出力電力は次の式で近似できます。

$$P_{OUT} = D.V_{BUS}.I_{OUT} \quad (10)$$

すると、必要な出力電力と得られるバス電圧が分かっているので、出力電流と動作デューティサイクルは計算できます。インバータ効率は次の式で与えられます。

$$\eta = \frac{D.V_{BUS}.I_{OUT}}{D.V_{BUS}.I_{OUT} + 6(P_{SWITCH} + P_{DIODE})} \quad (11)$$

ここで、分母は入力電力で、出力電力と全インバータ損失の和を示しています。さらに、平均入力電流は次の式で与えられます。

$$I_{IN} = \frac{D.V_{BUS}.I_{OUT} + 6(P_{SWITCH} + P_{DIODE})}{V_{BUS}} \quad (12)$$

損失見積スプレッドシート

前述のすべての計算は、スプレッドシートのツールを用いて簡単に実行できます。次の節で使い方を説明します。回路のある部分に対して式(1)で規定される経験的な損失パラメータが分かっていれば、その部分に対するスイッチング・エネルギやオン状態の電圧降下値が計算できます。そうすると、スイッチング手法に関連する上記の他の式を使用して、電力損失が計算可能です。スプレッドシート損失見積ツールではドロップダウン・メニューを使用して、ユーザーが望みのスイッチング手法と部品番号を選択できます。そうすれば適切な損失計算用パラメータが自動的に使用されます。選択メニューの右側に選択した部品が表示され、それと共に定格電圧・電流レベル、パッケージ、オン状態時の電圧降下や熱パラメータ等の部品に関する情報も表示されます。このように、ユーザーは部品の仕様がユーザーのアプリケーションに適切かどうか判断できます。さらなるユーザー補助のため、部品番号選択用ドロップダウン・メニューの上側にIGBT選択ガイドへのリンクがあり、そこでは入手可能なすべてのIGBTの包括的なパラメータが得られます。

先頭のシートには、ユーザーが入力しなければならないすべてのパラメータ用のセクションが設けられています。式(10)より、出力電力はバス電圧、出力電流I_{OUT}およびデューティサイクルの積により決まります。バス電圧がわかっているので、残りの3個のパラメータ、つまりP_{OUT}、I_{OUT}およびD、の内から任意の2個をユーザーが設定でき、3番目のパラメータはそれらから計算可能です。もし3個のパラメータすべてが指定されれば、出力電流I_{OUT}は入力されたデューティサイクルと出力電力値から計算され、入力されたI_{OUT}値を置き換えます。これら3個のパラメータに対しては既定値を使用しないので、このうち2個のパラメータは必ず入力しなければなりません。以下の計算に使用するパラメータ値は「計算値」という名の別の列に表示されます。ハード・スイッチングに対しては、一定電流を仮定すると、実出力電力は(IGBTオン時に負荷に供給される)正の電力と(IGBTオフ時に入力に戻される)負の電力の代数和になることに注意してください。したがって、0.5のデューティサイクルでは、正味出力電力はゼロであり、これより小さいデューティサイクルでは正味出力電力は負になります。

物理的にはこれはブレーキングに相当し、この状態は短時間しか存在し得ません。しかしながら、電力損失はデバイス電流(これはユーザーが指定するものです)にのみ依存し、したがって常に正となります。

バス電圧と熱パラメータ(周囲温度とケース温度)は別の場所で指定可能です。接合部とケース間の部品の熱抵抗は、選択された部品に特有のもので、特定の部品番号選択時に自動的に決定されることに注意してください。IGBTのスイッチング損失は、ゲート抵抗と共に変動します。この効果はターンオン時およびターンオフ時のゲート駆動補正係数によって考慮されています。部品のデータシートではゲート抵抗によるスイッチング損失の変化を規定しています。スプレッドシートで既定値として使用しているゲート抵抗は、関連するデータシート中で与えられています。もしユーザーが異なるゲート抵抗を使用するならば、ターンオンまたはターンオフどちらかのゲート駆動補正係数は次のようになります。

Input Fields

スイッチング手法と IGBT 部品番号を選択してください

スイッチング手法ガイドを見る　　IGBT 選択ガイドを見る

スイッチング手法:　　IGBT 部品番号:

以下に示す 2 または 3 個のパラメータを入力してください。		計算値	
デューティサイクル	0.65	0.65	
出力電力	500	500.0	
I_{OUT}	20	2.608	既知のデューティサイクルと出力電力から I_{OUT} を計算
次のパラメータを入力するか既定値を受け入れてください。			
バス電圧	295		
周囲温度 [℃]	25		
ケース温度 [℃]	100		
ゲート駆動補正係数			
ターンオン	1.00		
ターンオフ	1.00		

図 7. 入力フィールドを示すスプレッドシート・ツールのサンプル表示

$$CF = \frac{switch_loss_at_user_R_G}{switch_loss_at_default_R_G} \quad (13)$$

上記図7は入力選択フィールドの例を示しています。ここでは、ユーザーが部品番号IRGSL10B60KDのIGBTに対して120°スイッチング手法を選択しています。スイッチのデューティサイクル(0.65)、出力電流(20 A)および出力電力が指定されています。前述のように、このソフトウェアはバス電圧295 Vに対して2.6 Vの出力電圧を計算し、入力したI_{OUT}値を置き換えます。これは、計算された電流値の横に記されています。周囲温度は25℃でケース温度は100℃です。ユーザーはターンオン時およびターンオフ時のゲート駆動補正係数にいずれも1を入力しているので、R_Gの既定値を受け入れていることになります。
これらの入力に基づいて、このソフトウェアはスイッチング周波数の関数として、IGBTとダイオードの電力損失、接合部温度および全インバータ電力損失を計算します。これらの結果はスプレッドシートの別のチャートに表示されます。接合部温度が150℃を超えると、警報が生成され、特定の部品をある限界値を超えた周波数で使用すると接合部温度が150℃を超えることが示されます。
計算されたデータは表形式で見ることも可能です。「最大電流」と名前のついた別のシートでは(Tjmaxに対応した)最大電流I_{OUT}対スイッチング周波数のグラフが得られます。このチャートは、指定された熱条件とバス電圧の下で、選択された手法で駆動される部品の最大電流定格を実質的に示し、またユーザーが適切な部品を選択する際の大きな助けとなると考えられます。