CIPOS™ IPM シリーズのブートストラップ回路設計

アプリケーションノート

About this document

Scope and purpose

このアプリケーションノートでは、ブートストラップ回路設計のための CIPOS™ IPM シリーズの基本要件を説明します。

Intended audience

CIPOS™ IPM シリーズのブートストラップ回路を設計したいパワーエレクトロニクスエンジニア。

Table of contents

About this document **1**
Table of contents **1**
1 ブートストラップ回路設計 **2**
1.1 ブートストラップ回路の動作 2
1.1.1 内部ブートストラップ機能の特性 2
1.1.2 ブートストラップコンデンサの初期充電 4
1.1.3 インバーター運転休止状態時の電圧降下 5
1.2 インバーター運転中のブートストラップ電圧 (V_{BS}) 充電 5
1.2.1 3 相 SVPWM 動作での充電方式 10
1.2.2 動作条件による充電状況への影響 11
1.2.3 C_{BS} のブートストラップ容量の選択 16
1.2.3.1 ブートストラップコンデンサ、C_{BS} の特性 17
1.2.4 他の変調方式による充電の影響 18
1.2.4.1 ゲートドライバ IC の回路電流 18
2 参考資料 **21**
改訂履歴 **22**

1 ブートストラップ回路設計

1.1 ブートストラップ回路の動作

$V_{B(U,V,W)}$と $V_{S(U,V,W)}$の間の電圧差である V_{BS} 電圧は、CIPOS™ IPM 内のハイサイド ゲート ドライバ (GD) IC に電源を供給します。この供給電圧 (V_{BS}) は、GD IC がハイサイドスイッチ (IGBT または MOSFET) を完全に駆動できるように、12.5～18.5V の範囲にすることを推奨します。CIPOS™ IPM には、V_{BS} の低電圧検出機能が含まれており、V_{BS} 電圧が指定された電圧を下回った場合に、GD IC がハイサイドスイッチを駆動しないようにします (データシートを参照)。この機能は、スイッチが高消費モードで動作するのを防ぎます。ここで、ハイサイドセクションの低電圧ロックアウト機能は、制御レベルへのフィードバックなしで、トリガーされたチャネルにのみ作用することに注意してください。

V_{BS} フローティング電源を生成する方法はいくつかあります。それらの 1 つは、ここで説明するブートストラップ法です。この方法には、シンプルで安価であるという利点があります。ただし、デューティサイクルとオン時間は、ブートストラップコンデンサの電荷をリフレッシュするための要件によって制限されます。ブートストラップ電源は、**Figure 4** (a) に示すように、ブートストラップダイオード (D_{BS})、抵抗 (R_{BS})、およびコンデンサ (C_{BS}) の組み合わせによって形成されます。ブートストラップ回路の電流流路を **Figure 4** (a) に示します。V_S が (ローサイドまたは負荷のいずれかを介して) グランドにプルダウンされると、C_{BS} は V_{DD} 電源から D_{BS} および R_{BS} を介して充電されます。

1.1.1 内部ブートストラップ機能の特性

CIPOS™ IPM は、**Figure 1** に示すように、内部 GD IC に 3 つのダイオードと 3 つの抵抗で構成される 3 つのブートストラップ機能を統合します。CIPOS™ Maxi ファミリの R_{BS} の一般的な値は、室温で 120Ω です。詳細については、**Figure 2** および **Table 1** を参照してください。

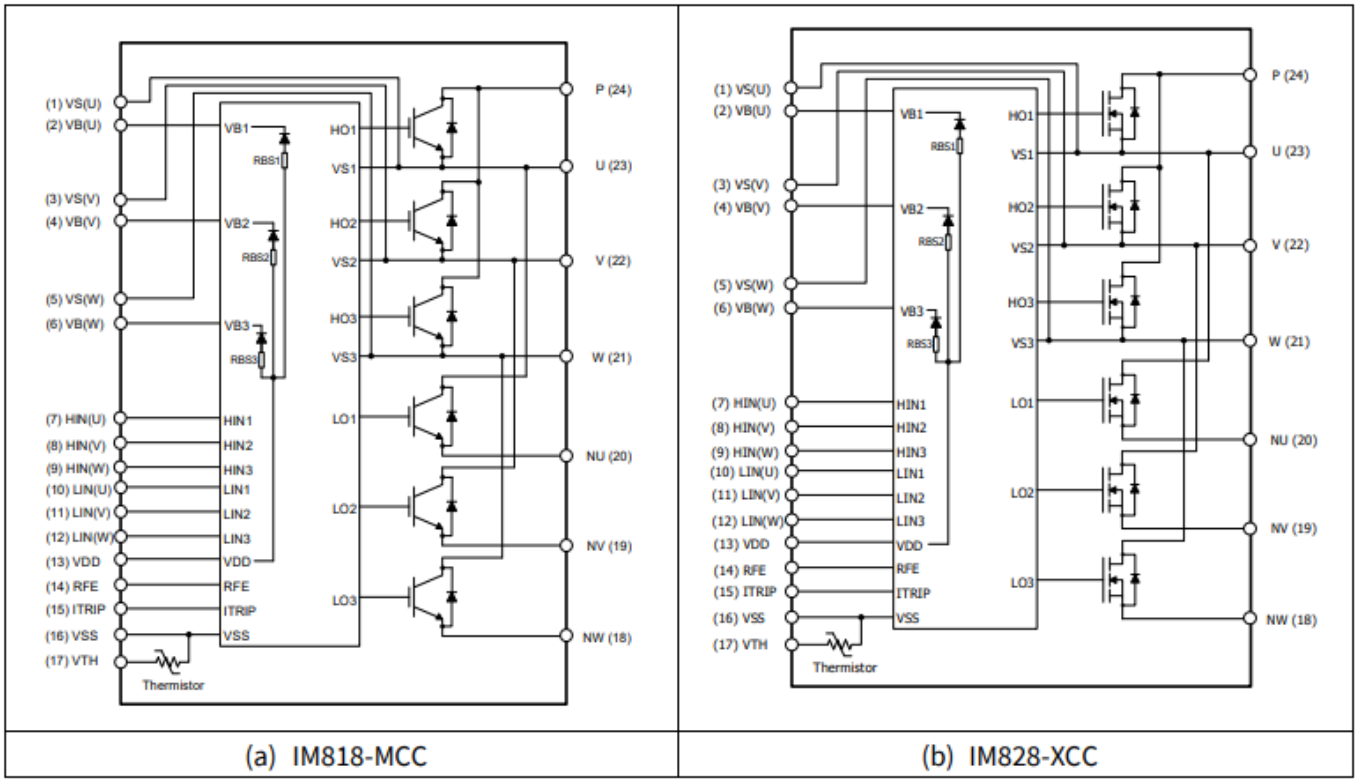


Figure 1 CIPOS™ Maxi ファミリの内部ブロック図

統合されたブートストラップ回路のみを使用する場合は、15V の V_{DD} を推奨します。

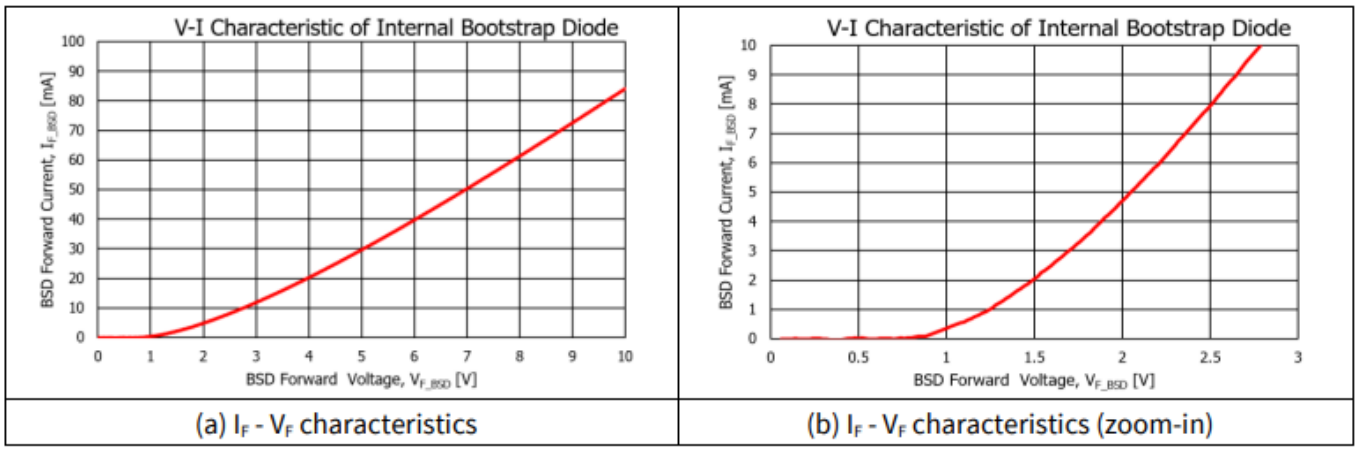


Figure 2　内部ブートストラップダイオード I_F-V_F 特性

Table 1　内部ブートストラップパラメータの電気的特性

説明	条件	記号	値			単位
			最小	標準	最大	
繰り返しのピーク逆電圧		V_{RRM}	1200	-	-	V
ダイオード抵抗	V_F = 4V と V_F = 5V の間	R_{BS}	-	120	-	Ω
ダイオード順方向電圧	I_F = 0.3 mA	V_{F_BS}	-	0.9	-	V

1.1.2 ブートストラップコンデンサの初期充電

ユーザーがシングルパルス充電方式を使用していると仮定すると、初期充電に必要な時間は、C_{BS} の静電容量、ブートストラップダイオード (V_{F_BSD}) の順方向電圧、および R_{BS} の抵抗によって異なります。充電は、CBS の静電容量と RBS の抵抗から大まかに計算される時定数で実行されます。

シミュレーションの充電波形の例を **Figure 3** に示します。

条件: CIPOS™ Maxi IM818-MCC (1200 V / 10 A、D_{BS} および R_{BS} (120Ω) は GD IC に組み込まれています) 、C_{BS} = 22µF / 100µF、V_{DD} = 15 V、R_{SHUNT} = 20mΩ。

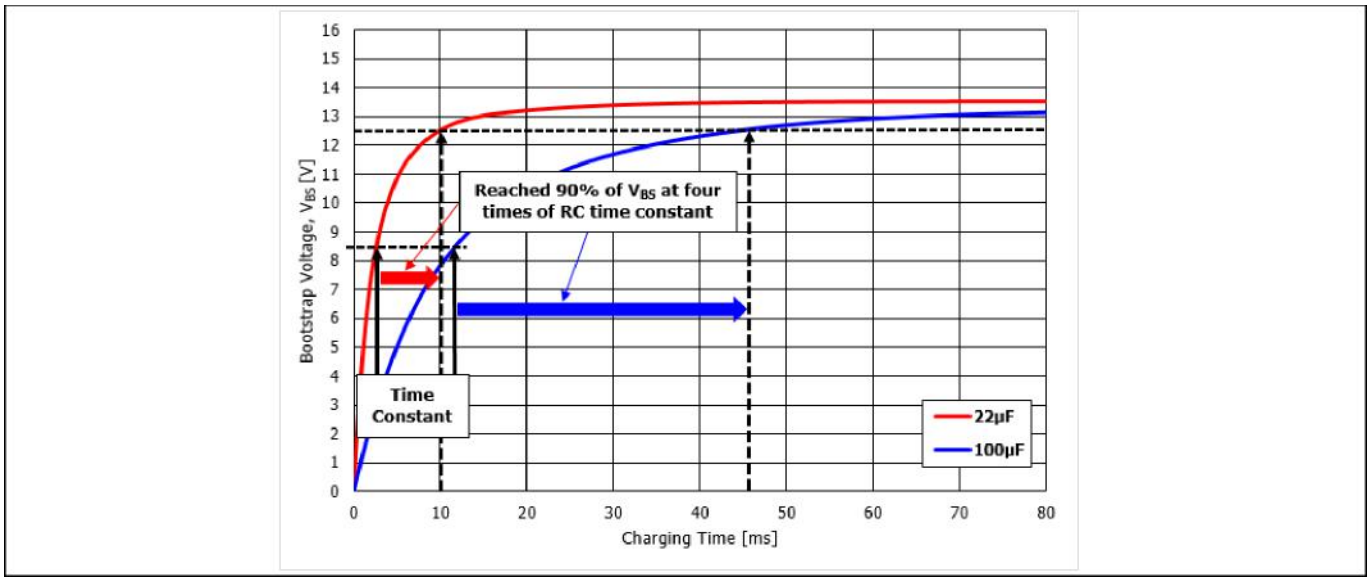


Figure 3 ブートストラップの初期充電の例

Figure 3 のように、時定数 (例えば、τ = R x C = 120Ω x 22µF = 2.64 ms) まで充電しても (約 62%のみ)、V_{BS} は目標電圧に到達しません。目標電圧 (12.6 V) の 90%に達するには、時定数 (τ) の約 4 倍が必要になります。目標電圧は、制御電源電圧 (V_{DD}) に達していません。充電経路にあるローサイド IGBT ($V_{CE(Sat)}$) と D_{BS} (VF) の電圧降下により、V_{DD} よりも約 1.0 V 低くなります (**Figure 4** (a)を参照) 。

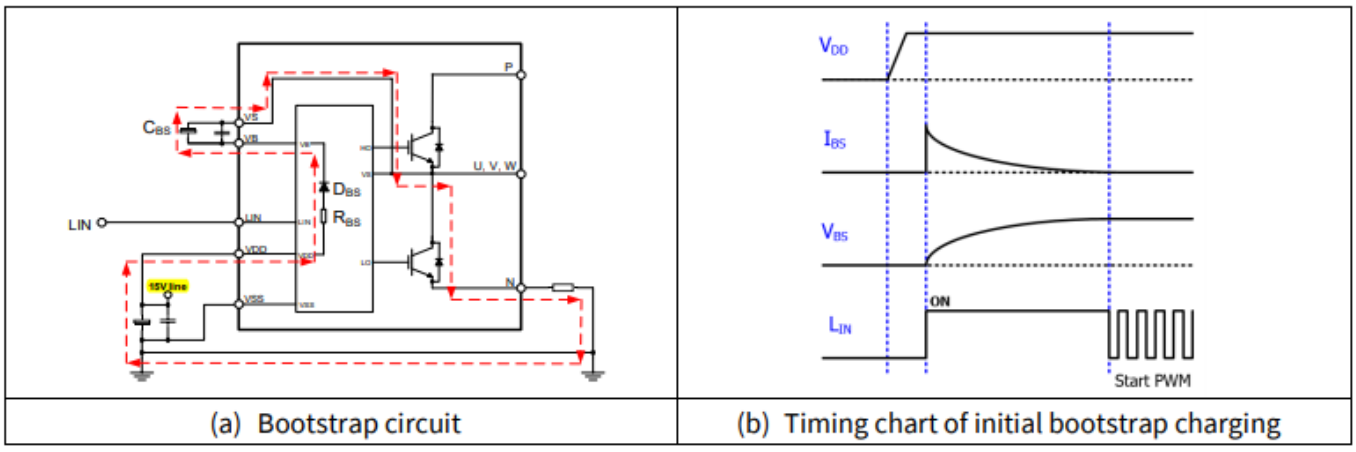


Figure 4 ブートストラップ回路の動作と初期充電

初期充電は、V_{BS} (C_{BS} の電圧) が推奨最小ブートストラップ電圧 (V_{BS_min}) 12.5 V を超えるまで実行する必要があります。充電終了からインバーター操作の開始までの電圧降下を考慮して、できるだけ高く充電することを推奨します。

1.1.3 インバーター運転休止状態時の電圧降下

インバーター運転の休止状態では、GD IC の回路電流により、ブートストラップ電圧 (V_{BS}) が徐々に低下します。V_{BS} 降下率は、C_{BS} の静電容量とハイサイド GD IC、I_{QBS} の静止電流を計算することによって推定されます (例えば、CIPOS™ Maxi IM818-MCC の V_{DD} = 15 V で標準 175µA) 。

ΔV_{BS} (Voltage drop) = I_{QBS} x $t_{discharge}$ / C_{BS}

一時停止状態が長時間続き、V_{BS} が 12.5 V (V_{BS} の推奨最小制御電圧) を下回った場合は、運転を開始する前に C_{BS} に再充電する必要があります。IM818-MCC の電圧降下計算の例を **Figure 5** に示します。条件は次のとおりです。
初期 V_{BS} = 13.7 V、I_{QBS} はブートストラップ電圧 (V_{BS}) の影響を受ける変数値、C_{BS} = 22 および 100µF

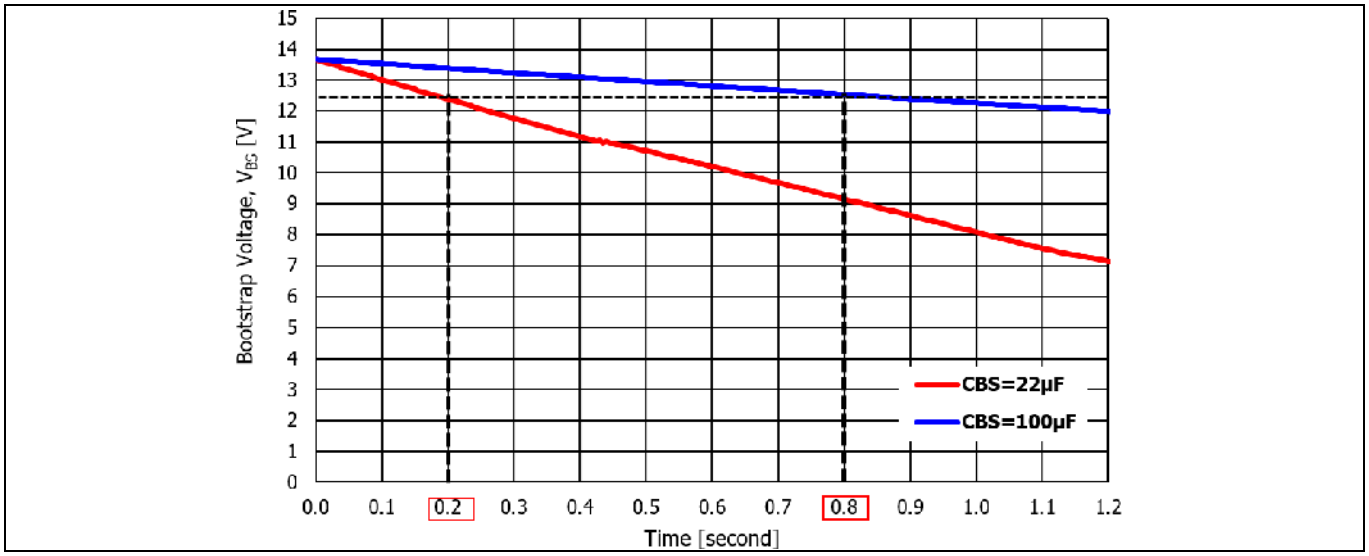


Figure 5 休止時間中の V_{BS} の電圧降下の例 (特定の条件での IM818-MCC)

C_{BS} = 22 µF で一時停止状態が 0.2 秒以上続くと、V_{BS} は 12.5 V を下回ります。したがって、再起動する前に再充電が必要になります。0.7 秒以上続くと、V_{BS} が 9.5 V (低電圧ロックアウト機能の最小電圧) を下回り、低電圧保護が機能する場合があります。これは単なる計算例であり、最終的には実際のシステムで評価する必要があります。

1.2 インバーター運転中のブートストラップ電圧 (V_{BS}) 充電

3 相空間ベクトルパルス幅変調 (SVPWM) などの PWM 信号によるインバーター動作中に内部回路の動作電流 (ハイサイド IGBT のゲート電荷など) によって消費された C_{BS} のエネルギーは、ハイサイド IGBT がオフになった後に、ローサイド IGBT ターンオン期間またはローサイドフリーホイーリング期間中に出力端子 (U、V、W) が GND レベルに変更されるため、V_{BS} が 15 V 制御電源電圧 (V_{DD}) より低くなり、ブートストラップダイオード (D_{BS}) を介して再充電されます。

ただし、D_{BS} をオンにする必要があるため、V_{BS} がローサイド制御電源の 15V よりも約 1.0V 低くなると、充電電流が実際に流れ始めます。 (**Figure 6**)

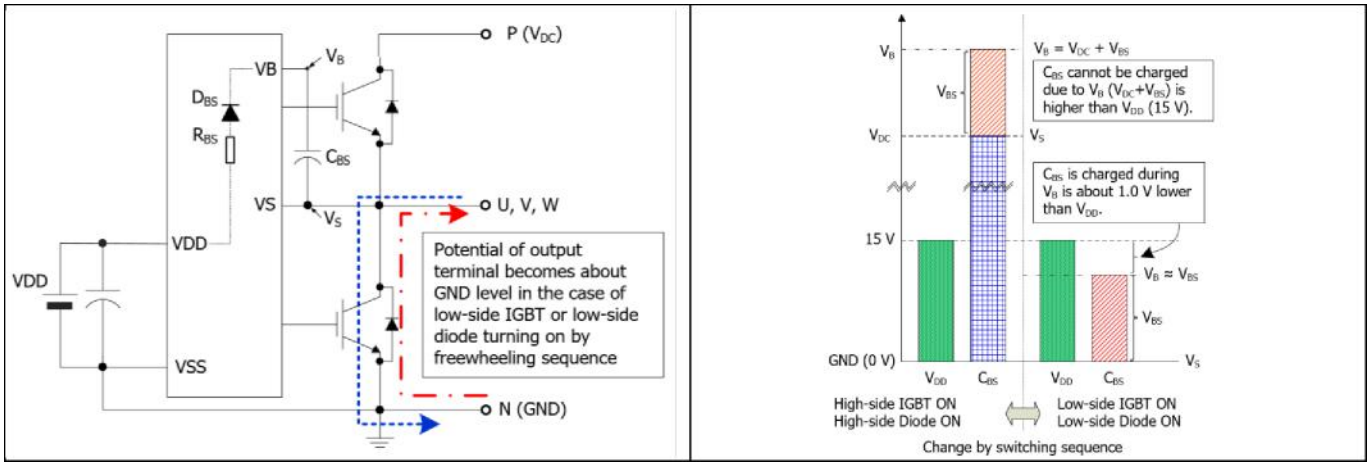


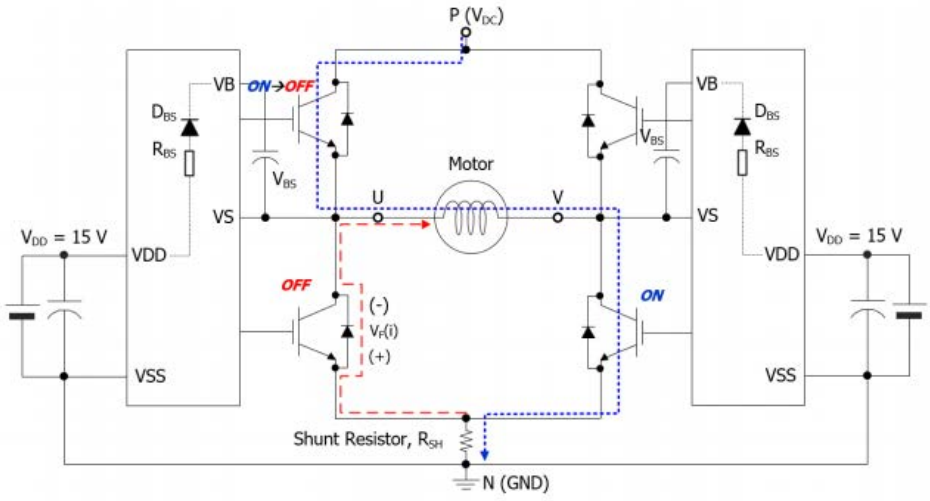
Figure 6　　V_{BS} の充電条件

出力端子の電位は、モーターの電流の流れの方向、つまり電流が流れるデバイス (ローサイド IGBT またはダイオード) によって変化するため、出力端子の電位に影響を受ける C_{BS} (V_B) の電位も変更されます。そのため、ローサイド IGBT またはダイオードがオンになったときに C_{BS} が常に充電されるとはかぎりません。充電状況は以下のとおりです。

インバーター運転中の充電状況は 2 つあります。

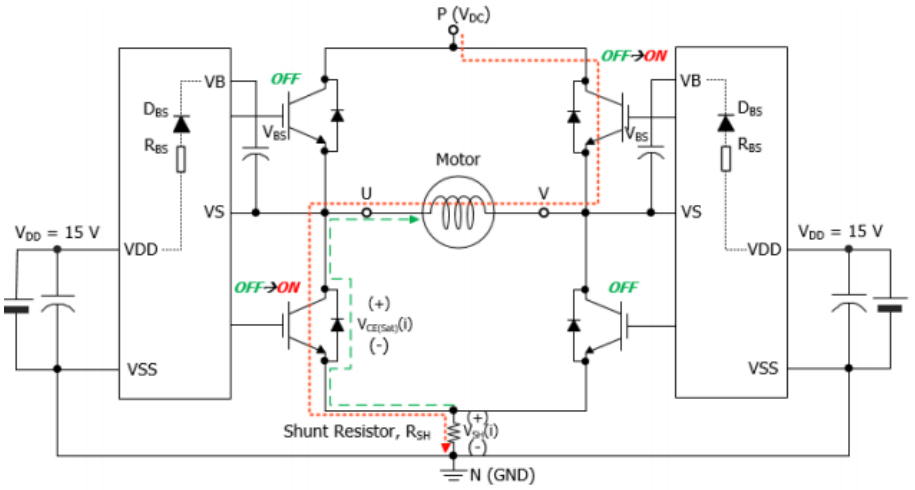
- モード 1: ハイサイドがオフになった後のローサイドダイオードのフリーホイーリング状況
- モード 2: ローサイド IGBT に流れる電流の状況

両方のモードの現在のフローチャートを **Figure 7** に示します。充電モードは、出力電流の方向によって決まります (**Figure 8**)。



【モード 1】

U(VS(U)) 端子の電位を GND レベルに変更し、ハイサイド IGBT のターンオフに続くフリーホイール電流の結果として、U 相,ローサイドダイオードがオンになった時、充電を開始します。



【モード 2】
U(VS(U))端子の電位を GND レベルに変更し、U 相,ローサイド IGBT がオンになった時、充電を開始します。

Figure 7　電流が U 相と V 相の間を流れるときの V_{BS} 充電モード

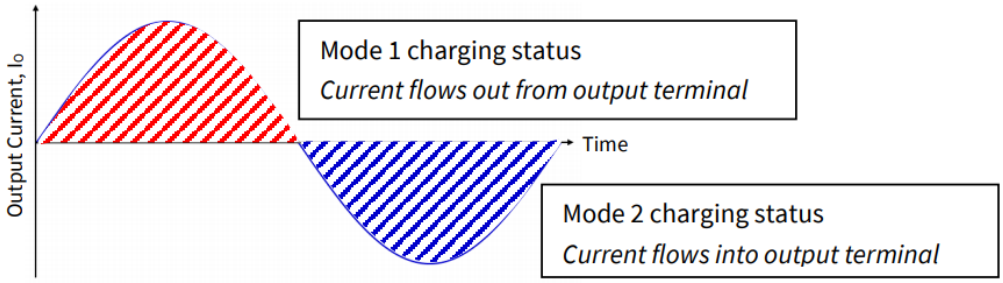


Figure 8　出力電流 (I_o) 波形と充電モードの関係

出力端子の電位 (つまり、V_{BS} の基準電圧) は、以下に示すように、モード 1 では順方向電圧 (V_F (i)) 、またはモード 2 では IGBT の飽和電圧($V_{CE(Sat)}$(i)) およびシャント抵抗 (V_{SH}(i)) による電圧降下に依存します。

- モード 1: 出力端子の電圧 = GND 電位 (0 V) – V_F(i) < 0 V
- モード 2: 出力端子の電圧 = GND 電位 (0 V) + $V_{CE(Sat)}$(i) + V_{SH}(i) > 0 V

V_{BS} (C_{BS} に蓄積された電荷による電圧) は出力端子の電位によって変化する可能性があるため、C_{BS} (V_B) の電位は **Figure 9** のようになります。

- モード 1: $V_B = V_{BS} - V_F$(i)
- モード 2: $V_B = V_{BS} + V_{CE(Sat)}$(i) + V_{SH}(i)

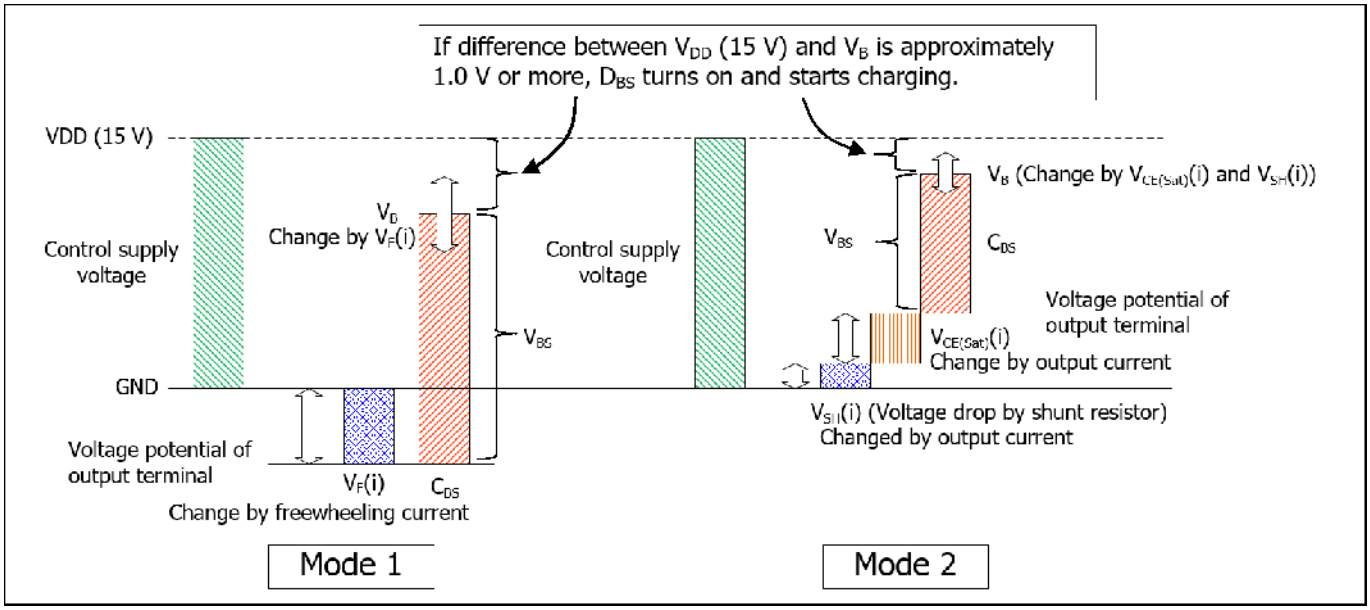


Figure 9　充電モードによる潜在的な V_{CBS} の違い

制御電源電圧 (V_{DD} = 15 V) と V_B の電圧差が約 1.0 V 以上になると、D_{BS} がオンになり、充電電流が流れ始めます。したがって、最初に C_{BS} に充電できる V_B の電圧は、次のように計算されます。

- モード 1:　15V –V_B ≥ 1.0V
  15 V + V_F(i)– 1.0V ≥ V_{BS}
- モード 2:　15V –V_B ≥ 1.0V
  15V-$V_{CE(Sat)}$(i)– V_{SH}(i)-1.0V ≥ V_B

たとえば、コレクタ電流が約 0A および 10A の CIPOS™ Maxi IM818-MCC の場合、C_{BS} が充電を開始できる最大 V_{BS} (C_{BS} に保存された電荷による電圧) は、各モードで次のように概算されます。

- 条件:　I_C = 10 A、V_F = 1.76 V、$V_{CE(Sat)}$ = 2.06 V、シャント抵抗 = 20mΩ の場合
  I_C≈0A、V_F = 0.0 V、$V_{CE(Sat)}$ = 0 V、シャント抵抗 = 20mΩ の場合

Table 2　内部ブートストラップパラメータの電気的特性

	I_C = 10 A	**I_C = 0 A**
モード 1	15.76V (15 V + 1.76 V-1.0 V)	14.0V (15 V + 0.0 V-1.0 V)
モード 2	11.84V (15 V – 2.06 V- (0.02*10 A) -1.0 V)	14.0V (15 V – 0.0 V- (0.02*0 A) -1.0 V)

Table 2 では、モード 1 での V_{BS} 充電は、モード 2 よりも高い V_{BS} で開始できることがわかります。つまり、モード 2 で充電を開始するには、V_{BS} をさらに下げる必要があります。C_{BS} はこの最大電圧で充電を開始できるため、ブートストラップ回路による最大充電電圧は、出力電流と、IGBT やダイオードなどのパワーデバイスの特性に依存することも意味します。

計算された充電開始電圧は、次の条件下で **Figure 10** に示します。DUT IM818-MCC の出力電流 (10 A / 1 A および 20Hz)。これは、ブートストラップ電圧 V_{BS} が出力電流振幅に関連していることを理解するのに役立ちます。

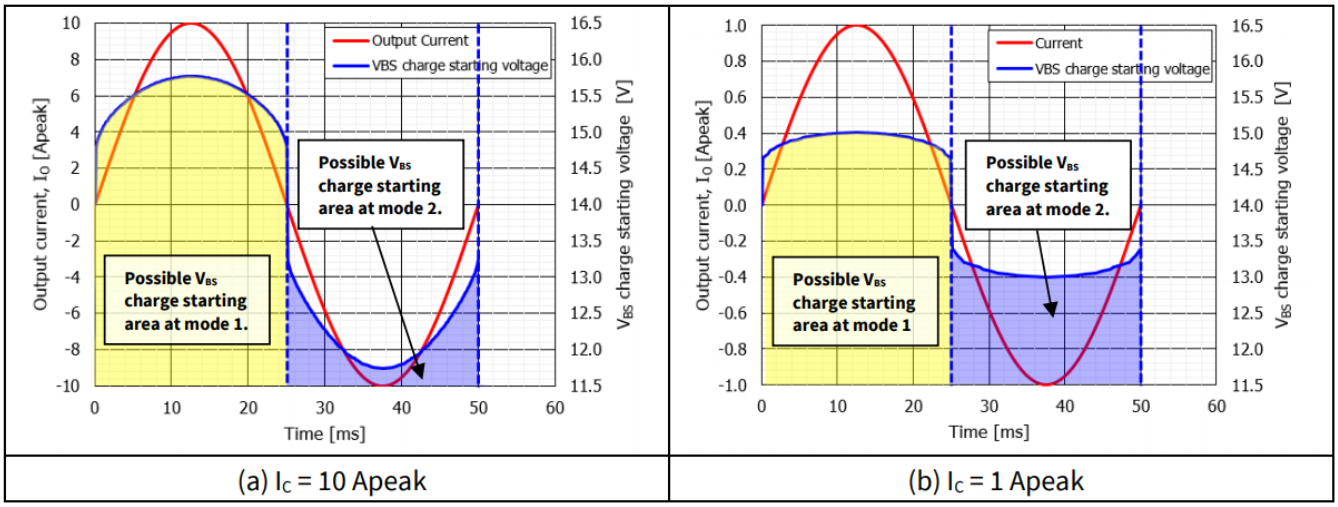


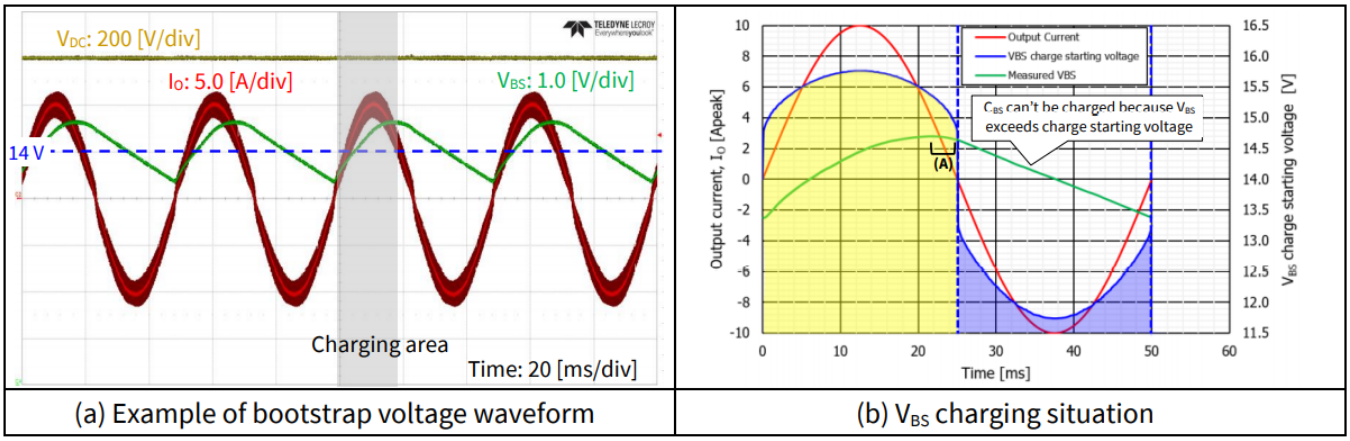
Figure 10　予想される V_{BS} 充電開始電圧 (F_O = 20Hz)

1.2.1 3 相 SVPWM 動作での充電方式

ここでは、3 相 SVPWM の場合の充電方式の詳細を示します。**Figure 11** (a) に、CIPOS™ Maxi IM818-MCC (10 A / 1200 V) の実際の動作における V_{BS} と出力電流の波形を以下の条件で示します。

この例では、実際の動作で V_{BS} の変化を簡単に確認できるように、C_{BS} の静電容量を意図的に小さい値に選択しています。

- 条件: V_{DC} = 600 V、V_{DD} = 15 V、F_{SW} = 10 kHz、I_O = 10 Apeak、PF = 0.99、MI = 0.56、F_O = 20 Hz、C_{BS} = 10µF、R_{shunt} = 20mΩ、3 相 SVPWM 動作



(a) Example of bootstrap voltage waveform　　(b) V_{BS} charging situation

Figure 11　ブートストラップ電圧 (V_{BS}) の充電および放電シーケンス

Figure 11 (a) から、C_{BS} の充電はモード 1 期間 (正の出力電流) でのみ行われ、C_{BS} の放電はモード 2 期間 (負の出力電流) で継続されていることが確認できます。

Figure 11 (b) は、V_{BS} (C_{BS} の電圧) 波形が **Figure 10** (a) の 10 A でオーバーラップしていることを示します。この図では、正の出力電流期間 (モード 1) 中に C_{BS} を充電できることがわかります。ただし、負の出力電流期間 (モード 2) では、V_{BS} の電圧が充電開始電圧よりも高いため、充電できません。したがって、C_{BS} の小さな静電容量や遅い出力周波数などの特定の条件を除いて、C_{BS} は主にモード 1 (ローサイドダイオードへの正の電流フリーホイーリング) で充電されます。ここでは、V_{BS} が充電開始電圧よりも低いにもかかわらず、非充電期間があります。(**Figure 11** (b) のパート A) 理由は以下のとおりです。

パート A では、V_{BS} の電圧と充電開始電圧の電圧差が小さくなります。つまり、D_{BS} に印加される電圧が小さいため、C_{BS} に流れる充電電流も減少します。放電量が充電量を超えるため、V_{BS} が低下します。

さらに、C_{BS} への充電は、他のインバーターの動作条件によっても影響を受ける可能性があります。次のセクションでは、シミュレーション波形を使用して、3 相 SVPWM による動作条件による充電状況への影響について説明します。

1.2.2 動作条件による充電状況への影響

ここでは、動作条件による充電状況への影響を検討するために、さまざまな条件での V_{BS} のシミュレーション結果について説明します。シミュレーション条件は次のとおりです。

- 通常の条件
  - DUT: CIPOS™ Maxi IM818-MCC (1200 V / 10 A)、F_{SW} = 10 kHz、F_O = 20 Hz、C_{BS} = 6.8µF、力率 = 0.8、変調指数 = 0.8、V_{DC} = 600 V、V_{DD} = 15 V、 R_{shunt} = 20mΩ、3 相 SVPWM
- 比較条件 (特に明記されていないかぎり、通常の条件が使用されます)
  - 出力周波数、F_O: 10 / 20 / 60 / 120 Hz
  - スイッチング周波数、F_{SW}: 5 / 10 / 20 kHz
  - C_{BS} の静電容量: 4.7 / 10 / 22 / 100µF
  - 出力電流、I_O: 5 / 10 Apeak

(1) 出力周波数の比較、F_O: 10 / 20 / 60 / 120 Hz

4 つの出力周波数条件下でのシミュレーション結果を **Figure 12** に示します。出力周波数が 10Hz の **Figure 12** (a) では、1 サイクルが長く、モード 2 周期 (負の出力電流領域) も長くなります。V_{BS} は 12.5V 未満に低下します。これは、IM818-MCC の推奨最小 V_{BS} です。ここでは、V_{BS} が過度に低下するため、モード 2 の条件下で V_{BS} が部分的に充電されます。

一方、出力周波数が 120 Hz の **Figure 12** (d) では、1 サイクルが短いため、V_{BS} の低下が小さくなります。ブートストラップ電圧のリップル (ΔV_{BS}) も 10Hz のリップルよりも小さくなります。

これらの通常の動作条件下で、システムでより低い出力周波数動作 (10 / 20Hz 未満) が必要な場合、特定の条件での C_{BS} の静電容量 (6.8µF) は適切ではありません。この理由は、V_{BS} が低いと、IPM 保護機能、つまり低電圧ロックアウトを介して、高い電力損失またはシステム停止につながる可能性があるためです。したがって、ブートストラップ回路を設計する際には十分な評価が必要です。

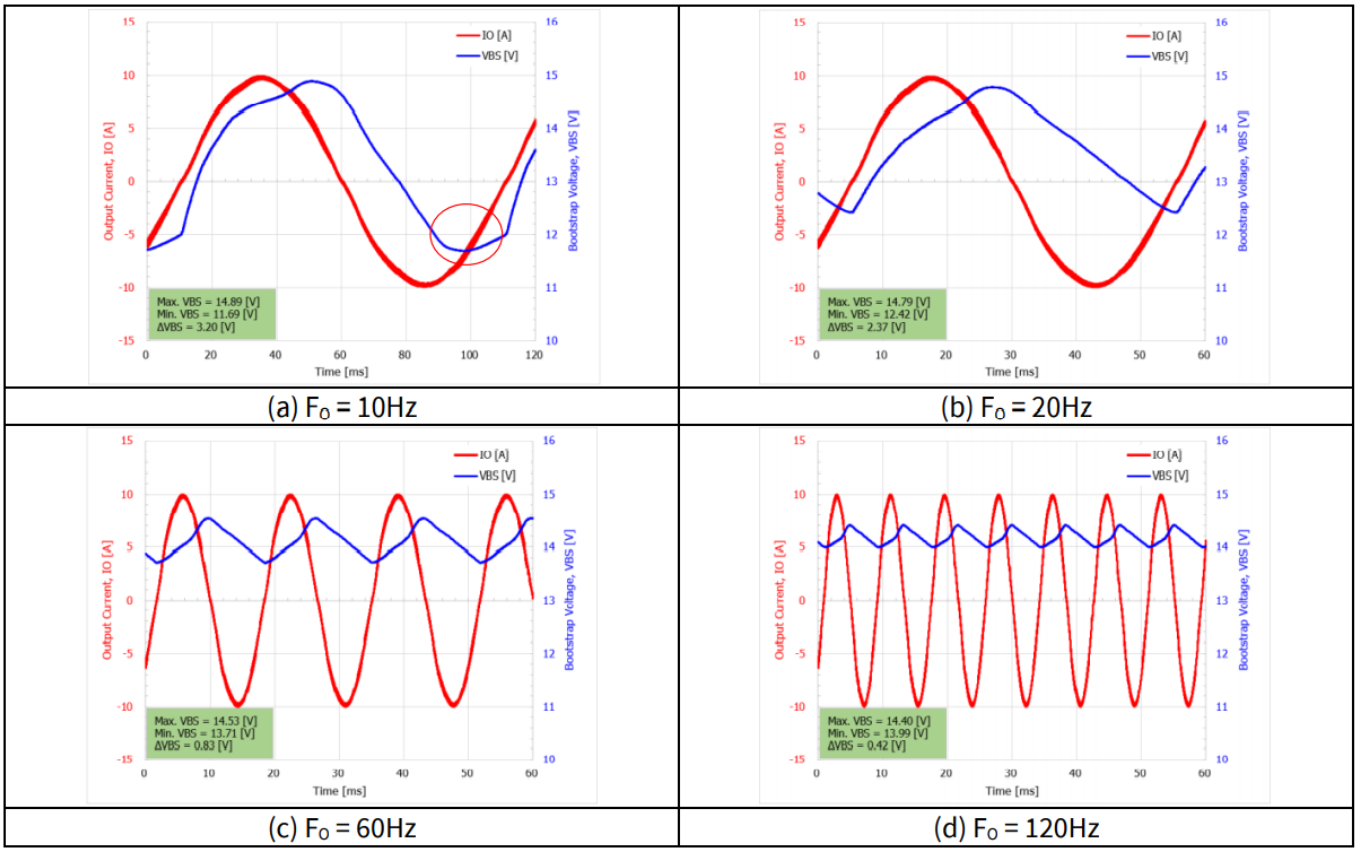


Figure 12　出力周波数の比較

(2) スイッチング周波数の比較、F_{SW}: 5 / 10 / 20 kHz

3 つのスイッチング周波数条件でのシミュレーション結果を **Figure 13** (a) 、(b) 、および (c) に示します。スイッチング周波数 (F_{SW}) を上げると、**Figure 13** (d) のように、スイッチング周波数によってゲート電荷量 (GD IC の回路電流) が増加します。

Note: *したがって、ゲート電荷の増加による放電量は、電荷量を上回ります。したがって、ΔV_{BS} はスイッチング周波数に応じて増加します。そのため、通常、より高いスイッチング周波数条件を使用する場合は、C_{BS} の静電容量を増やす必要があります。*

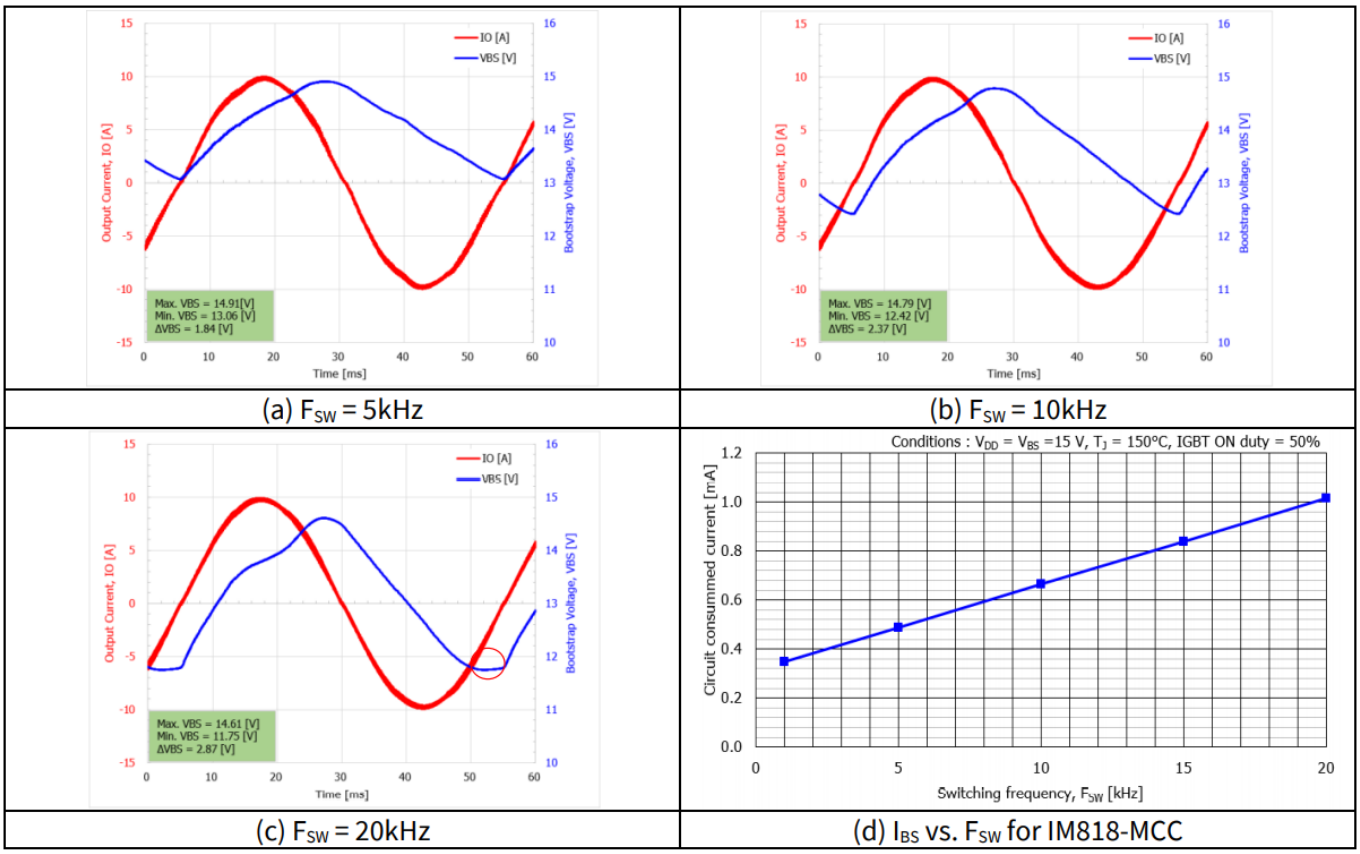


Figure 13 IM818-MCC のスイッチング周波数とブートストラップ回路消費電流 (I_{BS}) とスイッチング周波数 (F_{SW}) の比較

(3) ブートストラップ容量の比較、C_{BS}: 4.7 / 10 / 22 / 100µF

C_{BS} の静電容量の 4 つの条件でのシミュレーションの結果を **Figure 14** に示します。**Figure 14** (a) のように静電容量 C_{BS} が非常に小さい場合、V_{BS} の電圧降下は大幅に増加します。次に、最小 V_{BS} が極端に低くなり、V_{BS} リップル電圧 (ΔV_{BS}) が上昇します。ΔV_{BS} の増分は、ブートストラップコンデンサの寿命の短縮に影響を与える可能性があります。したがって、CIPOS™ IPM の ΔV_{BS} の推奨値は 1.0 Vp-p 以内です。

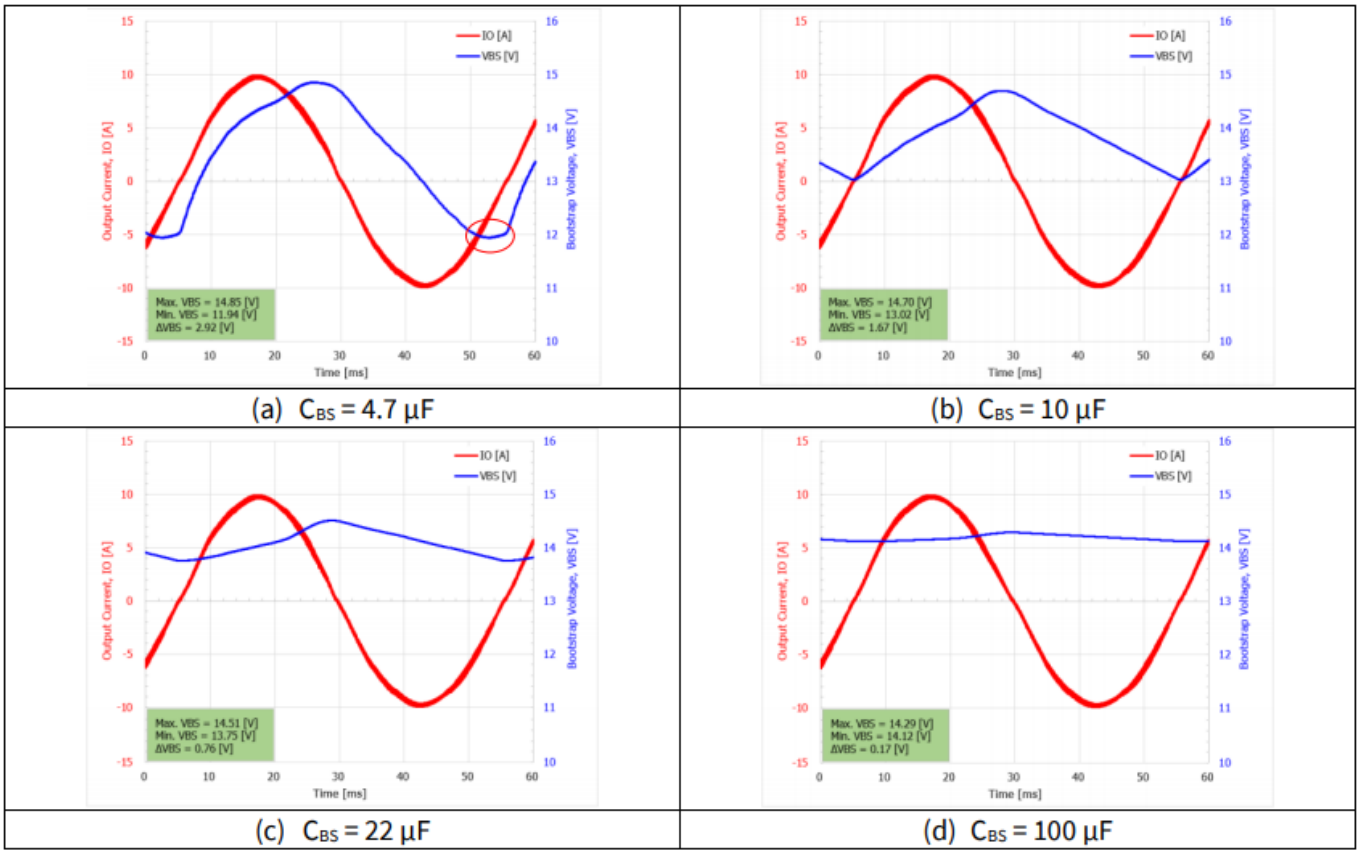


Figure 14　C_{BS} の静電容量の比較

(4) 比較出力電流、I_O: F_O = 10 / 60Hz で 5 / 10 Apeak

4 つの出力電流条件でのシミュレーション結果を **Figure 15** に示します。セクション 1.2 で述べたように、充電開始電圧は出力電流の影響を受けます。**Figure 10** に示すように、出力電流が低くなると、充電開始電圧はモード 1 (正の出力電流領域) で減少し、モード 2 (負の出力電流領域) で増加します。したがって、V_{BS} の最大値/最小値はそれに応じて変化します。**Figure 15** (a) および (b) に示すように、最大 V_{BS} は、より低い出力電流条件で減少します。また、モード 2 で充電している **Figure 15** (c) 、(d) に示すように、充電開始電圧が上昇するため、最小 V_{BS} が上昇し、充電が容易になります。

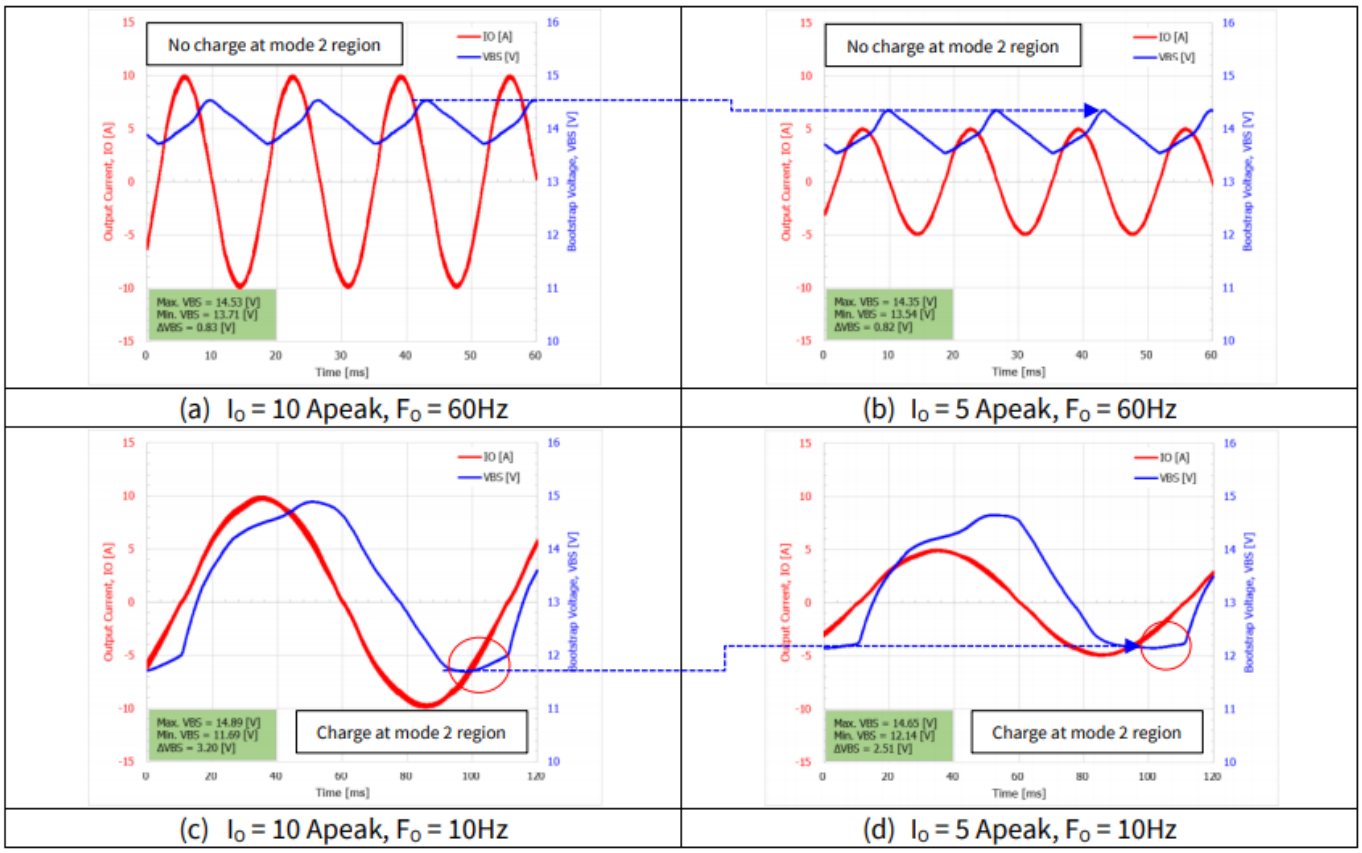


Figure 15　出力電流の比較

上記 (1) ～ (4) のシミュレーション結果によると、ブートストラップコンデンサ (C_{BS}) の静電容量を除いて、ブートストラップ電圧 (V_{BS}) の影響を大きく受ける動作条件は次のようになります。

- 出力電流周波数、F_O
- スイッチング周波数、F_{SW}

これらの結果は例としてのみ提供されていることに注意してください。システム設計の段階で、さらなる評価と確認を検討する必要があります。ブートストラップ電圧は、PWM (不連続 PWM など) 、力率、変調指数、パワーデバイス (IGBT および MOSFET) などの他の動作条件の影響も受けます。

そして何よりも、シミュレーションは V_{DD} = 15V の制御電源電圧で実行されます。V_{DD} を 14V に下げると、V_{BS} の上記のすべての結果が直接 1V 低下する可能性があります。したがって、V_{DD} の変動も考慮する必要があります。

1.2.3 C_{BS} のブートストラップ容量の選択

C_{BS} の充電状態は、動作条件が絶えず変化することにより変化します。したがって、ブートストラップ電圧 (V_{BS}) の正確な値を見積もることは容易ではありません。ただし、モード 2 ではブートストラップコンデンサの充電電流 (I_{BS}) がほぼゼロであるため、モード 2 では充電しない条件下で V_{BS} (ΔV_{BS}) のリップル電圧を概算できます。ここでは、特定の条件下での ΔV_{BS} の推定方法を **Figure 16** で説明します。

- 条件: V_{DC} = 600 V、V_{DD} = 15 V、F_{SW} = 10 kHz、I_O = 10 A、F_O = 60 Hz、C_{BS} = 4.7µF、3 相 SVPWM、IM818-MCC

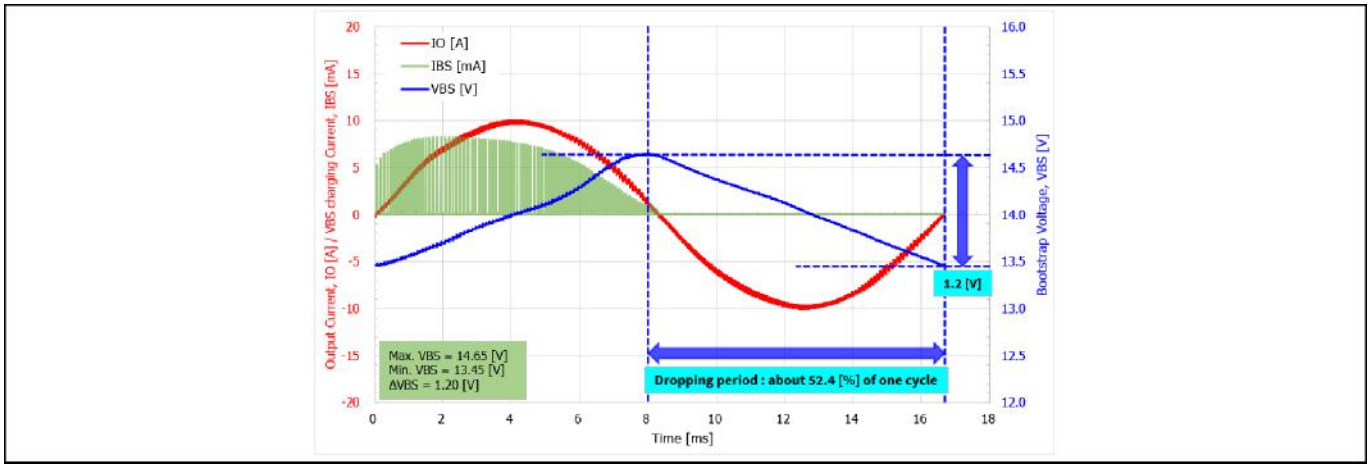


Figure 16　充電波形 (シミュレーションに基づく)

条件の波形を **Figure 16** に示します。前述のように、C_{BS} の充電は正電流の期間中に実行されます。その電圧降下時間は、出力電流サイクルの約 52.4 [%]です。この期間の電圧降下は、この条件でのリップル電圧に等しくなります。ΔV_{BS} は、C_{BS} の降下時間および静電容量に対する C_{BS} の放電量として推定できます。

- ΔV_{BS} =ドロップ期間中の C_{BS} の放電量 ÷ C_{BS} の静電容量

C_{BS} の放電量は次のように計算されます。

- C_{BS} の放電量= GD IC の消費電流 x 出力電流サイクル x ドロップ時間比

GD IC の消費電流は、**Figure 13** (d) に示すように、ブートストラップ回路の消費電流 (I_{BS}) とスイッチング周波数 (F_{SW}) のグラフから取得できます。したがって、特定の条件下での ΔV_{BS} は、おおよそ次のように見積もれます。

- ΔV_{BS} = (0.66 [mA] X 16.67 [ms] X 52.4 [%]) ÷4.7 [µF] = 1.23 [V]

ΔV_{BS} の推奨値は、CIPOS™ IPM の場合は 1.0 Vp-p 以内です。C_{BS} の静電容量を設計する際には、動作条件、静電容量の許容誤差、静電容量の温度特性、DC バイアスと寿命、GD IC のブートストラップ回路電流の許容誤差などのさまざまな条件を考慮する必要があります。また、動作中の V_{BS} の最小電圧は 12.5 V を超えている必要があります。例えば、静電容量の 3〜4 倍が推奨されます。これにより、通常の条件下で 1.0V の電圧降下が発生します。上記の場合、5.6µF タイプのコンデンサを使用した場合、その代表的な ΔV_{BS} は約 1.0 V です。したがって、5.6 µF の 3〜4 倍である 16〜22 µF を超える値が目標値です。

この推定方法は、特定の条件下での単なる例です。条件を変更すると、ドロップ期間 (52.4%) を変更できます。また、**Table 3** の C_{BS} の特性により、静電容量を増やす必要がある場合があります。したがって、実際のシステムで十分な評価が必要です。

1.2.3.1 ブートストラップコンデンサ、C_{BS} の特性

電解コンデンサは一般的に C_{BS} に使用されます。そして最近では、大容量の MLCC (多層セラミックコンデンサ) も採用されています。ただし、直流電圧印加時の MLCC の直流バイアス特性は、電解コンデンサ、特に大容量タイプとは大きく異なります。電解コンデンサとセラミックコンデンサの静電容量特性の違いを **Table 3** に示します。

Table 3 電解コンデンサとセラミックコンデンサの静電容量特性の違い

	電解コンデンサ	MLCC
温度特性 (T_A: -20 ～ 85°C)	- アルミタイプ: 低温: -10%、高温: + 10% - 導電性高分子アルミニウムソリッドタイプ: 低温: -5%、高温: + 10%	-温度による違い 特性: 低温: -5% ～ 0% 高温: -5% ～ -10% (X5R、X7R を使用)
DC バイアス特性 (DC 15 V を適用)	定格電圧内に何もなし	温度による違い 特性、定格電圧、パッケージサイズなど -50% ～ -15% (X7R、50 VDC 定格)

1.2.4 他の変調方式による充電の影響

1.2.4.1 ゲートドライバ IC の回路電流

ハイサイドゲートドライバ-ブートストラップ回路を適用する IC 回路電流は、制御方法によって異なります。上記の **Figure 13** (d) に、3 相 SVPWM (連続スイッチング) の場合の回路電流を示します。ここでは、60°の不連続 PWM と 120°の不連続 PWM の場合のゲートドライバ (GD) IC 回路電流の近似方法について説明します。

Figure 17 で説明されている IM818-MCC (標準データ) のブートストラップ回路電流 I_{BS} 対スイッチング周波数特性は、**Figure 13** (d) で再説明されています。

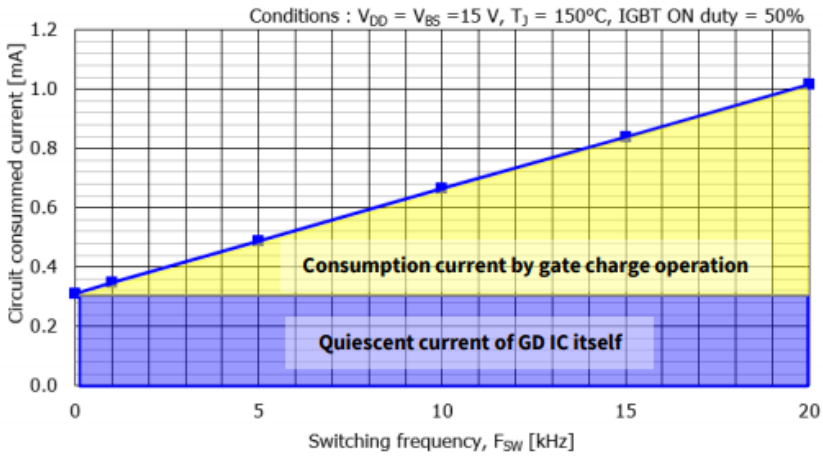


Figure 17 IM818-MCC のブートストラップ回路消費電流 (I_{BS}) 対スイッチング周波数 (F_{SW})

各周波数での GD IC 回路電流の合計は、静止電流とゲート充電動作による電流で構成されます。0 Hz での GD IC 回路電流は静止電流であり、スイッチングの有無に関係なく、GD IC 自体によって消費されます。値が 0Hz を超えると、0 Hz での静止電流とスイッチング時のゲート充電動作による消費電流の合計が GD IC 回路電流の合計になります。

不連続 PWM の場合の回路電流を推定するために、すべての変調方式を次のように説明します。

- SVPWM: 3 相空間ベクトルパルス幅変調 (連続スイッチング)
- 60° DPWM: 相電圧のピークと同相の 60°連続導通周期を持つ不連続 PWM
- 120° DPWM (LS): 各ローサイドスイッチの 120°連続導通を伴う不連続 PWM

そして、SVPWM と 2 つの不連続 PWM 方式の違いを **Figure 18** に示します。

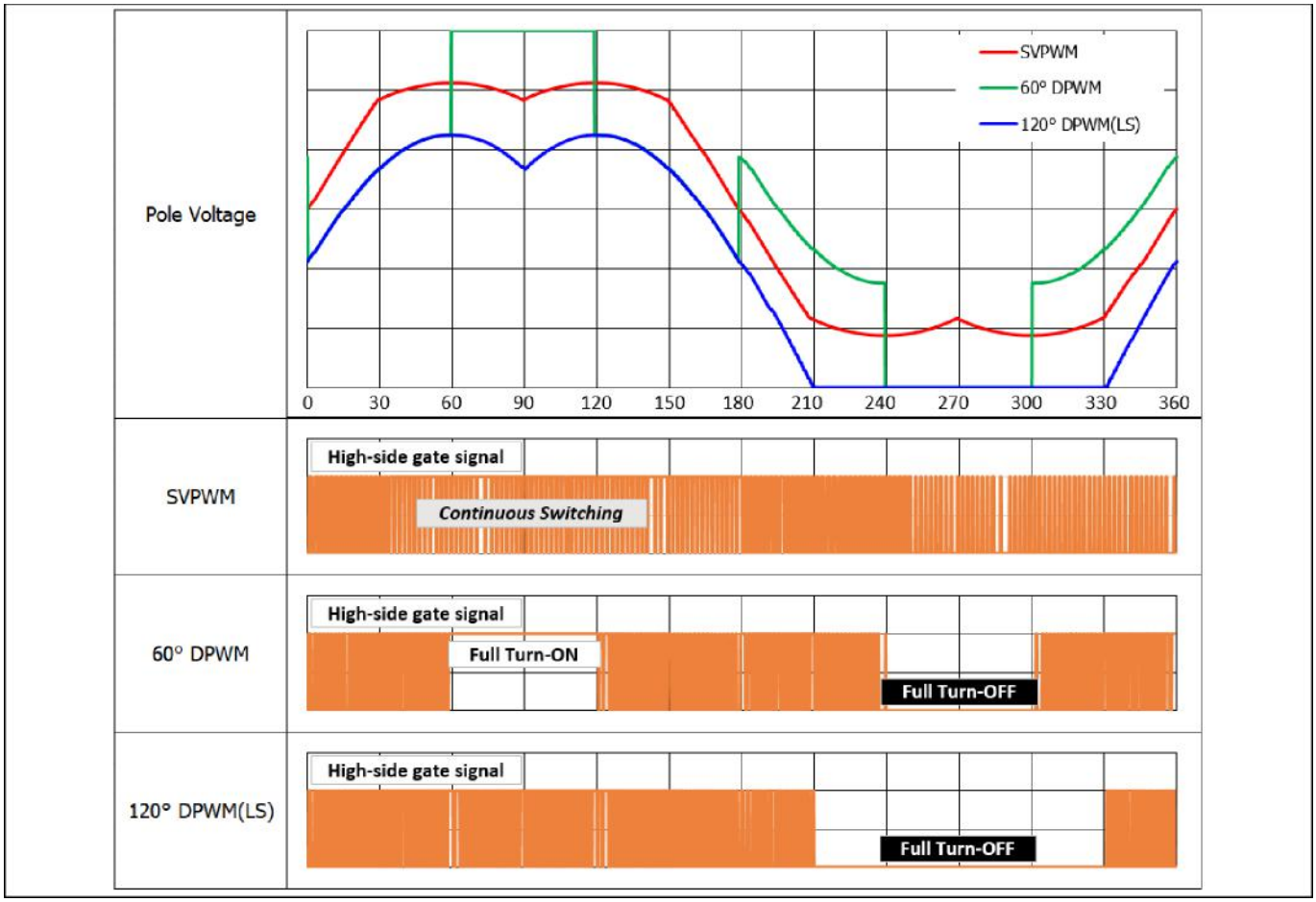


Figure 18　PWM 方式によるスイッチング状態の違い

Figure 18 に示すように、これら 3 つの方法間の GD IC 回路電流の差は、スイッチング時間の差に等しくなります。60° DPWM の場合のスイッチング時間は SVPWM の 3 分の 2 になり、120° DPWM の場合のスイッチング時間は SVPWM の 3 分の 1 になります。したがって、各 GD IC 回路電流は、**Figure 17** に示すように、定常消費電流とスイッチング電流のそれぞれ 3 分の 2 または 3 分の 1 の合計です。各変調方式での GD IC 回路電流の計算結果を **Figure 19** に示します。

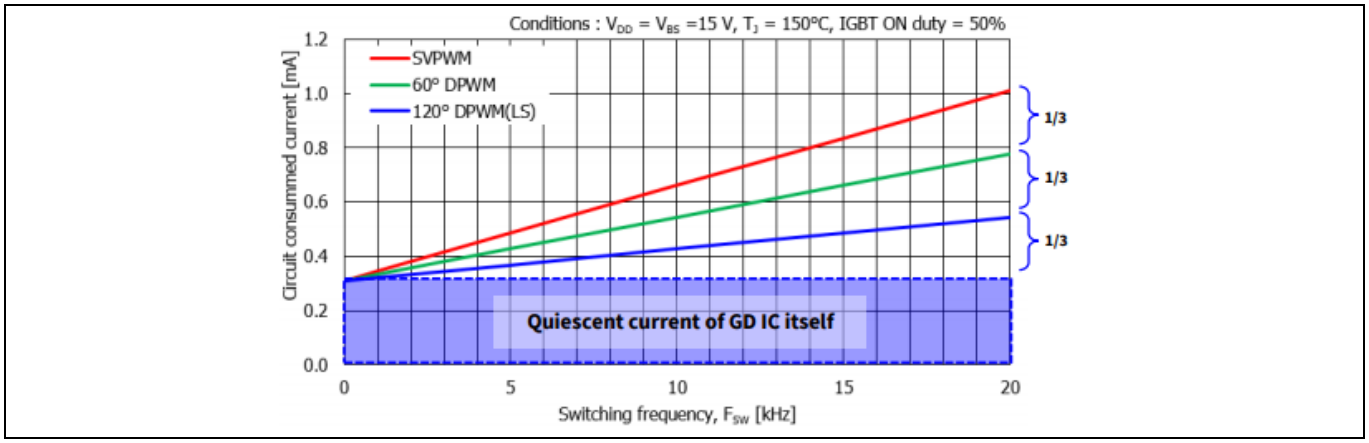


Figure 19　GD IC 回路電流 (I_{BS}) 対変調方式によるスイッチング周波数特性

SVPWM での充電状態と 2 つの不連続変調方式のシミュレーション結果の例を **Figure 20** に示します。

- 条件: CIPOS™ Maxi IM818-MCC (1200 V / 10 A)、F_{SW} = 5 / 20 kHz、F_O = 60 Hz、C_{BS} = 6.8µF、力率 = 0.8、変調指数 = 0.8、V_{DC} = 600 V、V_{DD} = 15 V、R_{shunt} = 20mΩ

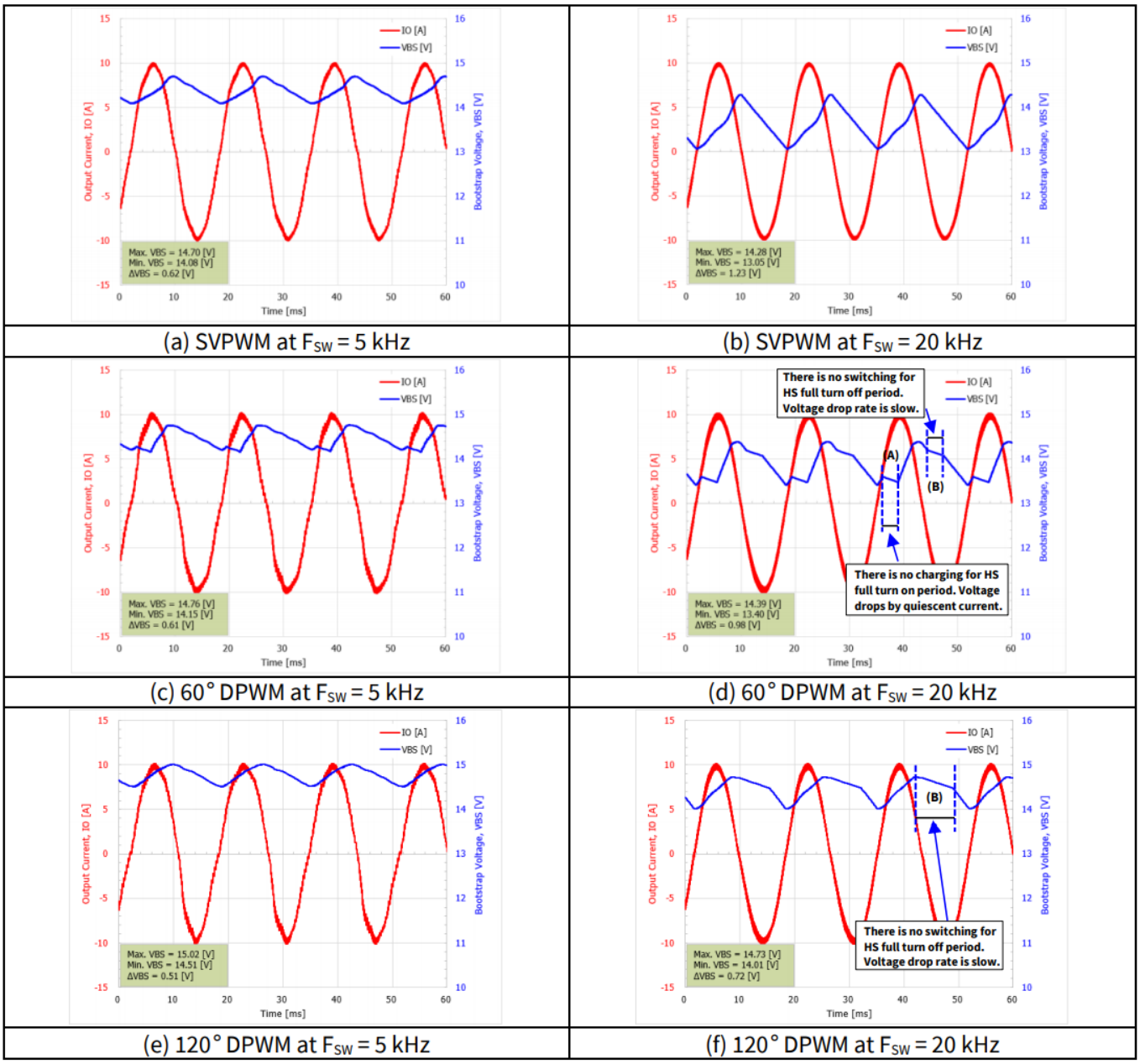


Figure 20　変調方式に従ったブートストラップ電圧充電状態

60° DPWM の場合 (**Figure 20** (d))、全ターンオフ期間 (B) では、ゲート充電が行われないため、電圧降下率が小さくなり、静止電流によって電圧が降下します。一方、ブートストラップ電圧 (V_{BS}) の充電は、正電流領域の完全なターンオン期間 (A) の間は実行されません。この領域では、通常、充電のパフォーマンスは良好です。充電効率が悪くなります。しかし、これらの結果では、60° DPWM の場合の総 GD IC 回路電流が SVPWM の場合よりも小さかったため、最小/最大 V_{BS} および ΔV_{BS} がいくらか改善されました。

120° DPWM の場合 (**Figure 20** (f))、完全ターンオフ期間 (B) では、ゲート充電が実行されないため、電圧降下率が小さくなり、静止電流によって電圧が降下します。したがって、これらのシミュレーション条件では、120° DPWM の V_{BS} 充電効率は他のスキームと比較して改善されます。

2 参考資料

[1] AN2020-41_CIPOS™ MAXI IPM IM828 series application note, Infineon Technologies

[2] AN2019-16_CIPOS MAXI IPM IM818 series application note, Infineon Technologies

[3] IM818-MCC and IM828-XCC datasheet, Infineon Technologies

改訂履歴

Document version	Date of release	Description of changes
1.0	2021-11-11	本版は英語版 AN2020-14 について、CYPRESS DEVELOPER COMMUNITY の参画者によって日本語に翻訳されたドキュメントです。

Trademarks
All referenced product or service names and trademarks are the property of their respective owners.

Edition 2021-11-11

Published by

Infineon Technologies AG

81726 Munich, Germany

© 2021 Infineon Technologies AG. All Rights Reserved.

Do you have a question about this document?

Email: erratum@infineon.com

Document reference

AN2020-14

重要事項

本文書に記載された情報は、いかなる場合も、条件または特性の保証とみなされるものではありません（「品質の保証」）。本文に記された一切の事例、手引き、もしくは一般的価値、および／または本製品の用途に関する一切の情報に関し、インフィニオンテクノロジーズ（以下、「インフィニオン」）はここに、第三者の知的所有権の不侵害の保証を含むがこれに限らず、あらゆる種類の一切の保証および責任を否定いたします。

さらに、本文書に記載された一切の情報は、お客様の用途におけるお客様の製品およびインフィニオン製品の一切の使用に関し、本文書に記載された義務ならびに一切の関連する法的要件、規範、および基準をお客様が遵守することを条件としています。

本文書に含まれるデータは、技術的訓練を受けた従業員のみを対象としています。本製品の対象用途への適合性、およびこれら用途に関連して本文書に記載された製品情報の完全性についての評価は、お客様の技術部門の責任にて実施してください。

本製品、技術、納品条件、および価格についての詳しい情報は、インフィニオンの最寄りの営業所までお問い合わせください（**www.infineon.com**）。

警告事項

技術的要件に伴い、製品には危険物質が含まれる可能性があります。当該種別の詳細については、インフィニオンの最寄りの営業所までお問い合わせください。

インフィニオンの正式代表者が署名した書面を通じ、インフィニオンによる明示の承認が存在する場合を除き、インフィニオンの製品は、当該製品の障害またはその使用に関する一切の結果が、合理的に人的傷害を招く恐れのある一切の用途に使用することはできないこと予めご了承ください。