

2400W 級ファンレス降圧コンバータの試作

三岩 幸夫（電子技術部 電子システムグループ）

1. はじめに

コンバータに使用するスイッチング素子は 1990 年代以降, Si 製の IGBT (絶縁ゲートバイポーラトランジスタ), MOS (金属酸化半導体) -FET (電界効果トランジスタ) が主流となっている. Si 製の MOS-FET と IGBT は性能の向上が図られているが, Si の物性限界により大幅な性能向上が見込めなくなっている.

一方, SiC (炭化ケイ素) や GaN (窒化ガリウム) など, Si の性能を超えるワイドギャップ半導体である SiC-SBD (ショットキーバリアダイオード), SiC-FET, GaN-HEMT (高電子移動度トランジスタ) が製品化され, 素子の損失低減が見込めるようになった.

しかし, 従来の Si 製素子で構成されたコンバータにおいて, ワイドギャップ半導体への置き換えのみで性能を向上させることは困難であり, 現在, 電源関連メーカーを中心にワイドギャップ半導体の性能をコンバータで生かすため方策が模索されている現状である.

その原因の 1 つとしては, コンバータなどのパワー回路ではスイッチング動作を緩衝させるスナバ回路があり破損の防止や EMC 低減を担っているが, スナバ回路がスイッチング速度を低下させるため, ワイドギャップ半導体を用いた高速性能を相殺されることが挙げられる.

コンバータからスナバ回路を外すと損失が大幅に低減することは知られているが, 破損や EMC 増大のリスクがあるため, 安易にスナバ回路を外すことはできない.

今回, 1 つの方策として, ワイドギャップ半導体を使ったコンバータからスナバ回路を外し, スナバ回路以外の手段で破損や EMC 増大の対策をしたファンレスのコンバータを試作することとした.

2. コンバータの仕様

AC400 V 系対応コンバータは市販品が少なく, AC440 V から AC220 V へ変換における小型化のニーズがある.

交流から直流への変換は整流ダイオードと平滑コンデンサで可能なため, 試作する降圧コンバータのスペックは入力 DC622V (AC440V 整流後), 出力 DC310V (AC220V 整流後) とした.

一般的にコンバータの許容温度上昇は 40 °C とされ, また, 筐体で放熱する場合の半導体の熱抵抗は概ね 5 °C/W のため, 半導体の損失は 8 W(40÷5) と見込まれる.

コンバータの損失はインダクタでも発生し, 半導体と同じ 8 W とすると損失の合計は 16 W(8+8) となる.

現在, 降圧コンバータの効率上限は 98 %(損失 2 %) とさ

れ, 実現可能な定格電力の上限は 800 W(16÷0.02) となる.

目標とする定格電力はマージンをとって 750 W とし, 起動時電流が大きいモーターにも対応できるようにするため, 最大電力を定格電力の 3 倍超である 2400 W とした.

3. コンバータの設計

スナバ回路を外すと MHz 帯の強力な EMC が発生し, また, スwitching 周波数が kHz 帯としても MHz 帯の高調波が含まれることがある.

高周波化しつつあるパワー回路設計ではプリント基板などの配線のインダクタンスを 0 H, 配線間の寄生容量を 0 F とみなす事に対して問題意識が高まりつつあるが, 決定打となる代替案はなく, 模索中であるのが現状である.

代替案の 1 つとして電磁環境分野の手法を取り入れようとしたが, 無線やアンテナを目的としているためノウハウやツールをそのまま導入できなかった.

そのため, 折衷案としてプリント基板のパターンを以下の式で寄生インダクタンスとして設計に取り入れることとした.

$$L[\text{nH}] = 0.2 \cdot l \cdot \left(\ln \frac{2 \cdot l}{w + t} + 0.2235 \cdot \frac{w + t}{l} + 0.5 \right)$$

l[mm]=長さ, w[mm]=幅, t[mm]=箔厚

部品の寄生成分はデータシートの記載値や記載がない場合はネットワークアナライザで測定し, それら寄生成分を設計や回路シミュレータによる検証に反映させた.

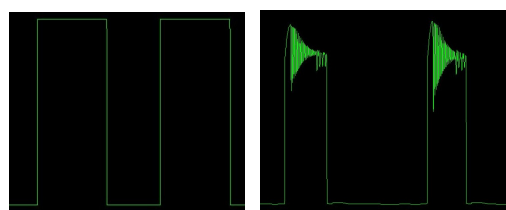


図 1. 回路シミュレータの解析結果

図 1 左は寄生成分を加えない場合の回路シミュレータの解析結果, 図 1 右は寄生成分を加えた場合の解析結果となる.

図 1 右はプリントパターンによる寄生インダクタンスと半導体の寄生容量による共振が引き起こすリンギングがみられ, リンギングを抑制するためには, スナバ回路が必要となる. 一方, これらの寄生成分を減らすとスナバ回路が不要となる.

そのため, プリントパターンの設計では寄生インダクタンスの影響を低減させることを最優先させ, ワイドギャッ

ブ半導体の選定では、従来、FETはオン抵抗、ダイオードは順方向電圧が低いものが良いとされていたが、今回は、FETではCoss(出力容量)、ダイオードでは接合容量の低さを優先させることとした。

その結果、SiC-FETとしてWolfspeed製C3M0120100K、SiC-SBDとしてMicrosemi製APT10SCD120Bを採用した。

実際には、プリントパターンのレイアウトや半導体の選定において寄生成分低減に限界があったため、スナバ回路の代替手段として東芝製のアモビーズ²⁾(図2)を採用し半導体のリードに挿入することとした。

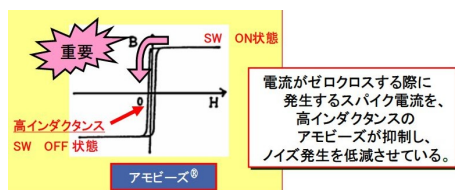


図2. アモビーズについて

次に回路設計についてであるが、降圧コンバータの回路方式には、同期降圧回路(図3左)と非同期降圧回路(図3右)がある。

同期式は出力電圧が低い場合はQ1により充電を行い、高い場合はQ2により放電を行うが、非同期式では放電を行うQ2が存在せず、特に軽・無負荷では電圧を下げる手段がなく安定した制御を行えないため、回路方式としてほとんど使われなくなった。

しかし、主流である同期式はノイズによるコントローラやゲートドライブの誤作動でQ1とQ2が同時にONになるアーム短絡事故発生のリスクを孕んでいる。

その点、非同期式はスイッチングがQ1のみであり、誤作動時においても回路が短絡せずノイズや誤動作に対して耐性が極めて高い回路となっているため、今回は非同期式を採用することとした。

非同期式の欠点を補うため、軽・無負荷時のみ出力電圧が降下するまでFETをONにしないバースト(間欠)制御を用いることにより、非同期方式で安定した電圧制御を実現することができた。

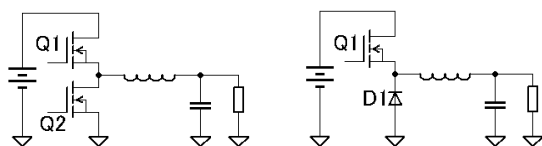


図3. 同期降圧回路(左)と非同期降圧回路(右)

4. 評価

スナバ回路を外したことにより、ファンレスを実現した降圧コンバータ(図4)を試作し、最大電力2400W、定格電力750Wの出力性能を確認した。(表1)

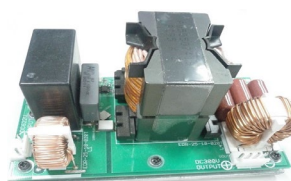


図4. 試作したファンレス降圧コンバータ

表1 出力性能確認

	定格電力	最大電力
入力電圧	622.7 V	622.6 V
入力電力	783.4 W	2393.7 W
出力電圧	308.4 V	307.5 V
出力電力	768.0 W	2357.9 W
効率	98.08 %	98.50%

今回、試作したファンレスコンバータのサイズは、13 mm(W)×60 mm(H)×7 mm(D)となった。

定格電力で連続5日間稼働時におけるコンバータの最大温度は図5のとおり52℃であり、周囲温度が16℃のため、最大温度上昇36℃(52-16)に抑えることができた。

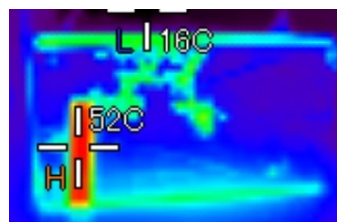


図5. 定格電力における温度上昇

5. まとめ

ワイドギャップ半導体は、素子レベルでコンバータをファンレス化できる性能を有している。

そのため、当初はコンバータの素子をSiからワイドギャップ半導体への置き換えのみで損失低減し、簡単にコンバータのファンレス化が実現可能であると見込んでいた。

しかし、コンバータの素子をワイドギャップ半導体への置き換えのみでは思うような性能向上ができず、コンバータ回路全般における寄生成分の低減が必要になることがわかった。

今回、プリントパターンの寄生インダクタンス低減に重点を置いたこと、部品選定において寄生容量の少なさを重視したこと、スナバ回路に代替する手段としてアモビーズを採用したこと、高レベルノイズに対して耐性が強い非同期降圧回路を採用したことにより、コンバータのファンレス化が実現できた。

現状では寄生成分低減には限界があり、これ以上の低減が困難であるため、今後は寄生成分を積極的に利用した回路方式によるコンバータの実現を模索していきたい。

【参考文献】

- 1) ローム株式会社, Tech Web, 基礎知識, DC/DC, DC/DC コンバータの基板レイアウト, 銅箔の抵抗とインピーダンス, <https://micro.rohm.com/jp/techweb/>
- 2) 東芝マテリアル株式会社, 研究開発, 新デザイン 低価格「アモビーズ(R) DY シリーズ」 <https://www.toshiba-tmat.co.jp/res/index.htm>