

## 誘導型調理

### 把握する必要がある事項

#### はじめに

従来のガス・レンジや電子レンジの概念は、今でも市場で最も一般的に使用されています。一方、調理にとって最良の技術はどれか、その理由は何か、という論議は現在も行われています。今日、調理アプリケーション向け誘導加熱が、急速に普及しています。誘導調理技術には、標準的なソリューション(ガス・レンジと電子レンジ)に比べて変換効率が非常に高いことに加え、迅速な加熱、局所的な加熱、直接的な加熱、高い電力密度、高い信頼性、安価なランニング・コスト、音響ノイズが発生しないという利点があります。米国エネルギー省によると、これらの誘導調理システムのエネルギー伝達効率は約84%で、上部が平坦な非誘導式電気器具の74%に比べると、同量の熱伝達を達成するのに約10%のエネルギーを節約できるとのことです[1]。

誘導調理レンジの背景にある原理は、配線によって形成されているコイルを励磁し、このコイルの近くに配置されている、高い電磁性透磁率を持つ素材で形成されている鍋に誘導電流を発生させることです。この動作原理は、フライパンが非常に損失の多い鉄芯であるインダクタに似ています。鍋の底部で生成された渦電流とフライパンの磁性素材のヒステリシス損失の組み合わせによって熱が発生します。誘導調理器具のほぼすべてのモデルで、調理器具が強磁性の金属で形成されるか、非誘導性調理器具を誘導調理用の面で使用可能にする媒介ディスク上に配置される必要があります。



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

### APPLICATION NOTE

誘導調理器具では、銅線でできたコイルが調理鍋の下部に配置されます。交流の電流がこのコイルに流れ、発振型の磁界が生成されます。この磁界によって、鍋に誘導電流が流れます。金属製の鍋を流れる電流は、抵抗による熱を発生させ、この結果、食品が加熱されます。電流が大きい場合は、低電圧によって電流が生成されます。

このようなシステムを中心にあるのはエレクトロニクスですが、設計の観点からは非常に大きな課題が存在しています。これは電力段とデジタル制御システムの組み合わせであり、熱管理の問題にも対処する必要があります。Figure 1に、誘導調理器具の簡略図を示します。

生成される熱はジュール効果、つまり $R$ と、誘導電流の2乗との積に従います。Figure 2に、誘導調理器具インバータのブロック図を示します。主要なブロックは、EMIフィルタに何らかの過電圧保護と過電流保護を追加した回路、整流器ブリッジにバス・コンデンサを追加した回路、共振インバータ、コイル、必要とされるすべてのセンサとアクチュエータ、補助電源、熱管理システム、および制御ユニットです。

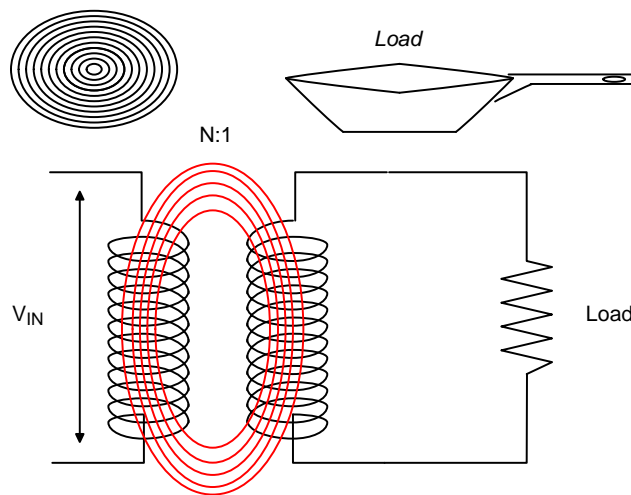


Figure 1. Equivalent of an Induction Cooking System

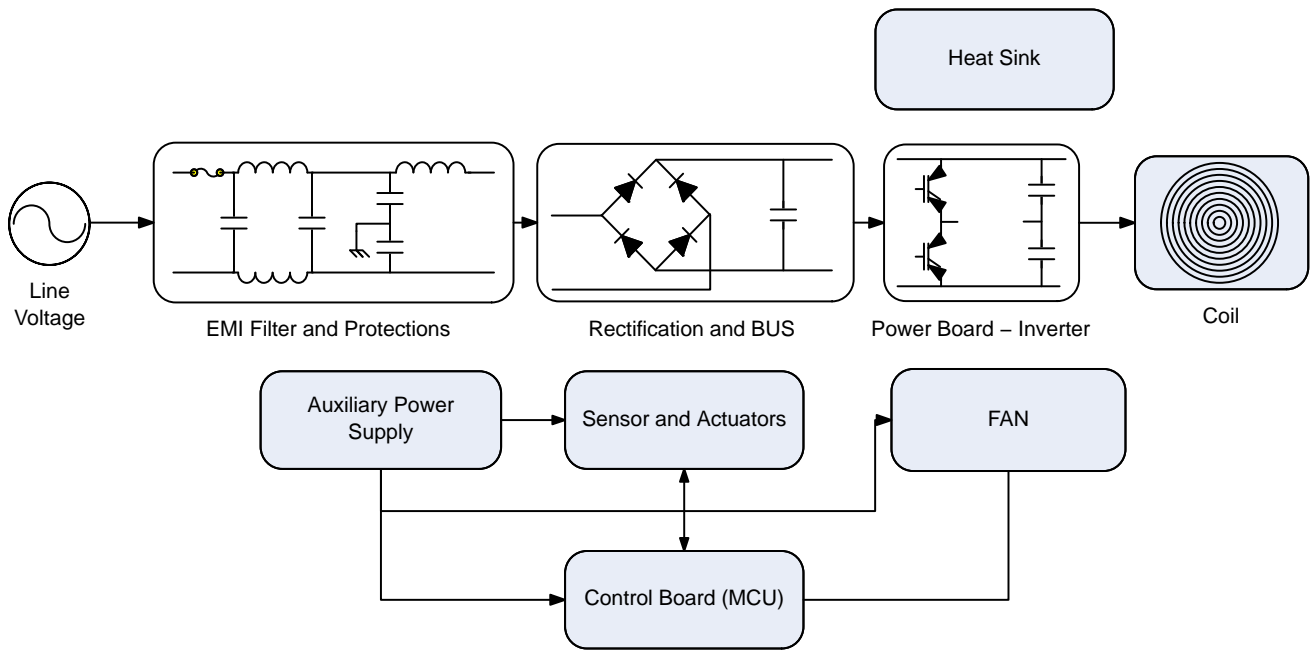


Figure 2. Block Diagram of an Inductor Cooker

誘導加熱の動作方法

誘導加熱は、電磁誘導により金属を加熱するプロセスです。電磁誘導により金属内で渦電流が生成され、(Figure 3に示すように)金属の抵抗によってジュール熱が生成され、またフライパン内にある金属材料のヒステリシスによっても熱損失が生成されます[1]。誘導調理器具は、(一般的に)銅製のコイルを搭載しており、このコイルの中を高周波の交流(AC)電流が流れます。使用するACの周波数は、スイッチの最大スイッチング周波数に基づくものであり、通常はスイッチとしてIGBTを使用します。スイッチング

周波数が高い方が、コイルのインダクタンスと共振コンデンサのサイズを小さくすることができ、ユニットのコストを節約できます。誘導加熱は、電磁気の法則に基づいています。システム全体は電気トランスで近似でき、1次側は誘導調理器具に埋め込まれている銅製のコイル、2次側は鍋の下部に相当します(Figure 4とFigure 5を参照)。フライパン内の損失と同等の抵抗を持つ負荷によって熱が生成され、この抵抗はトランスでは、2次側の巻線の負荷抵抗に相当します。

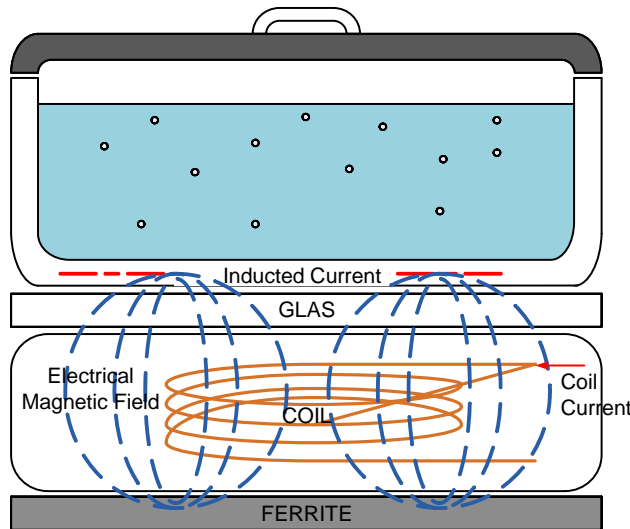


Figure 3. Scheme of an Induction Cooking

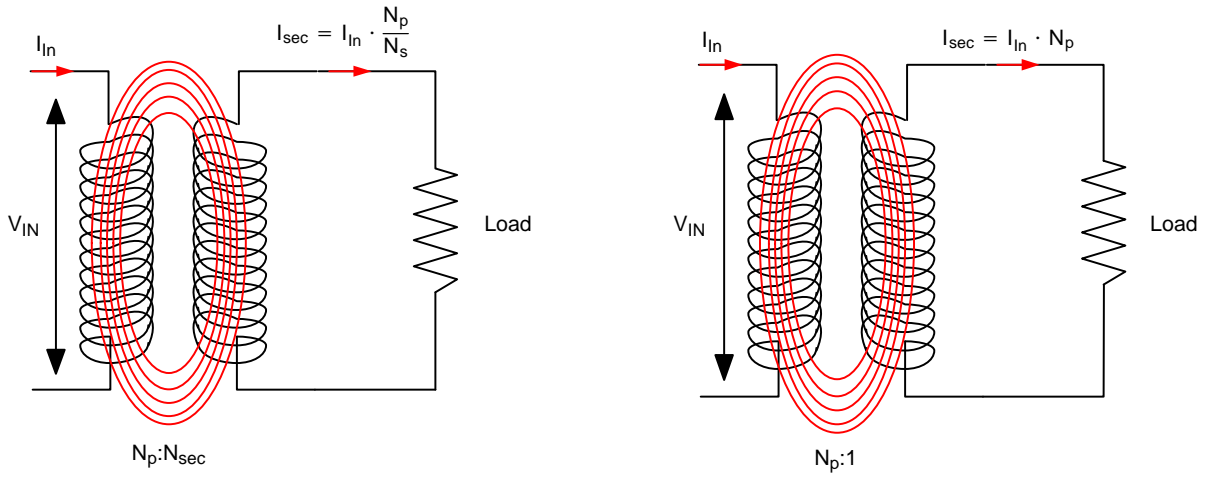


Figure 4. Scheme of the Equivalent Transformer for an Induction Heating System

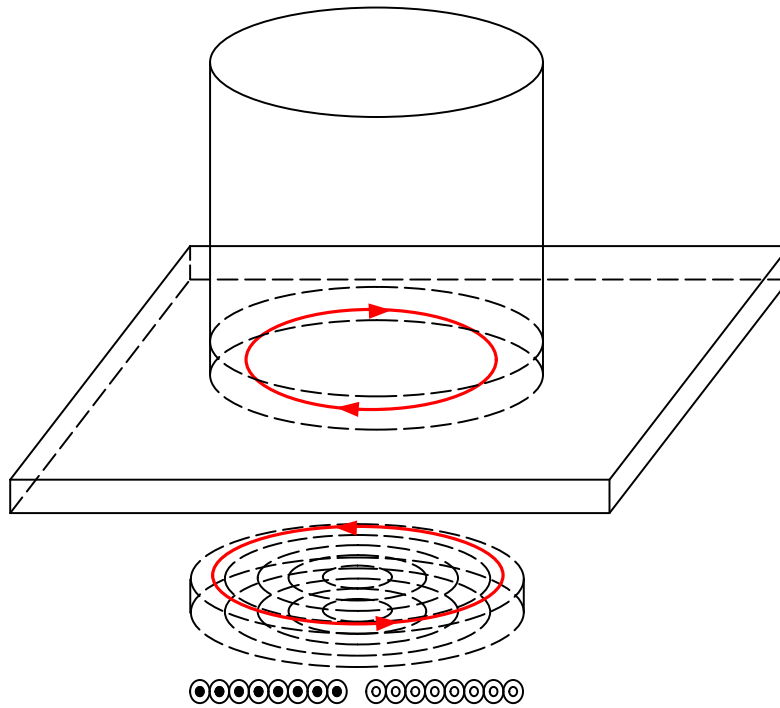


Figure 5. Inducted Current in the Pot Bottom Layer

**電磁誘導**

電磁誘導は、単に誘導とも呼ばれますが、次のファラデーの法則に従います。「任意の閉回路内の誘導起電力の大きさは、その回路を貫く磁束の時間あたりの変化率の符号を反転した値に比例する」。このことは、次の形式で簡単に説明できます。交流電流が閉回路を流れると電磁誘導が発生し、その電磁誘導によって生成される磁束の界の中に位置する別の回路で電流が生成されます。本題に戻ると、コンダクタに流れる交流電流によって、次式に従う磁界が生成されます。

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \sum i \quad (\text{eq. 1})$$

$$\phi = \iint_A \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \quad (\text{eq. 2})$$

$$\mathbf{B} = \mu \cdot \mathbf{H} \quad (\text{eq. 3})$$

$$\mu = \mu_0 \cdot \mu_r \quad (\text{eq. 4})$$

$$e = N \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (\text{eq. 5})$$

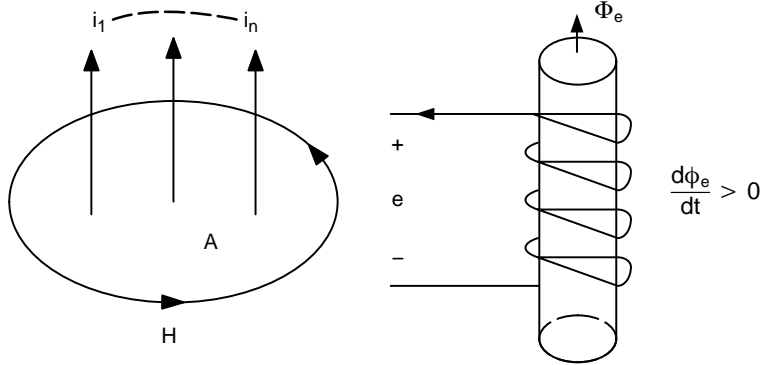


Figure 6. Graphical Illustration of Ampere's Law and Lenz's Law

**表皮効果**

AC電流が導体に流れる場合、導体内での分布は一樣ではなく、主に導体の表面付近を流れる傾向があり、その深さは電流の周波数に基づきます。この効果を支配する式は次のとおりです。

$$\mathbf{J} = \mathbf{J}_s \cdot e^{-\frac{d}{\delta}} \quad (\text{eq. 6})$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \cdot \mu}} \quad (\text{eq. 7})$$

ここで、H [A/m]は磁束強度(Figure 6を参照)、dφは配線に沿って生じる極小のアークの長さであり、線積分は配線に沿って求められ、iは特定のコンダクタに流れる電流です。B [Wb/m<sup>2</sup>]は磁束密度です。μは透磁率、μ<sub>0</sub>は自由空間の透磁率、μ<sub>r</sub>は相対透磁率です。ここで、eは起電力(EMF)[V]であり、Φ [Wb]は磁束です。起電力の向きは、レンツの法則によって与えられます。ここで、dAは移動する面Aの表面積に相当する素子であり、Bは磁界、B・dAは極少量の磁束です。より視覚に近い用語で表現すると、配線ループを貫く磁束は、ループを通過する磁束線の数に比例します。ここで、Nは巻数、ΦBは単一のループを貫くウェーバー単位の磁束です。

磁束が変化すると、配線ループは起電力e[V]を獲得し、このeは配線の周囲を1回移動した単位電荷から得られたエネルギーであると定義されます。Figure 1の等価回路に示すように、eは開回路を作成するために配線を切断し、導線に電圧系を接続して測定される電圧です。

ここで、Jは電流密度[A/m<sup>2</sup>]、J<sub>s</sub>は導体の表面における電流密度です。δは表皮深さと呼ばれ、dは深さです。導体内では、式7に従って、表面からの深さdが大きくなるほど、AC電流密度Jは表面における値J<sub>s</sub>から指数関数的に減少します(Figure 7に示すとおりの)。ここで、ãは導体の抵抗率、ωは電流の角周波数であり、電流の周波数の2π倍に等しくなります。μは導体の絶対電磁性透磁率です。

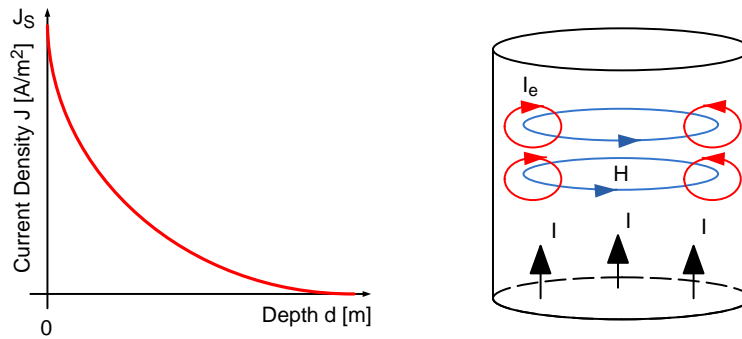


Figure 7. Current Density as a Function of Depth and Skin Effect and Eddy Current

表皮深さは、循環する渦電流が導体の中心部での電流の流れを打ち消し、表皮部分で強化することによるものです。交流電流が流れている場合は、表皮効果が原因で、等価抵抗が増大します。

**熱伝達**

前述の現象によって、付近に配置されている導体の内部で不要な電流が生じます。(Figure 8に示す、いわゆる渦電流)。これらの誘導電流によって、導体で熱が発生します。導体内で発生する熱の量は、熱に関するジュールの法則に従います。このことをオーム加熱とも呼びますが、導体内を電流が通過するときに導体で一部の電力が消費されて、熱を放出するプロセスを意味します。この効果は、ジュールの第1法則、または熱力学第1法則とも呼ばれます。

ここで、 $\dot{Q}$ とP[W]は電気エネルギーから熱エネルギーに変換された電力を表し、I[A]は導体を流れる電流(この場合は渦電流)、v[V]は素子の両端での電圧降下(この場合のeはEMF)、R[Ω]は導体の等価抵抗(誘導加熱の場合は鍋の底部の抵抗)です。式8に従って、放出される熱の量は、電流の2乗に比例します。加熱技術(誘導加熱技術の原理の1つ)には、動作係数が1.0になるという特性があり、1Ωの電力が最終的に1Ωの熱に変換されることを意味します。対照的に、ヒート・ポンプでは係数が1.0より大きくなる場合があります。これはヒート・ポンプが追加の熱エネルギーを周囲の環境からも吸収して、この熱エネルギーを必要とされる場所に移動するからです。

$$\dot{Q} = P = R \cdot i^2 = v \cdot i \quad (\text{eq. 8})$$

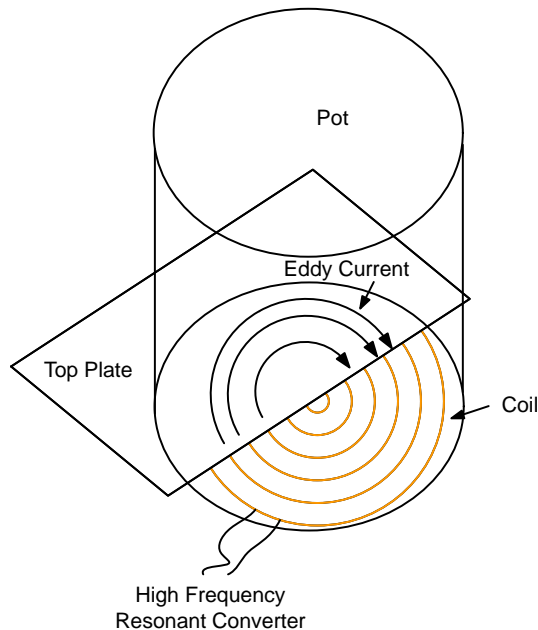


Figure 8. Generated Eddy Current into the POT's Bottom

## 誘導調理アプリケーション用共振コンバータ

パワー・エレクトロニクス分野では、従来型のPWM電力コンバータをスイッチング・モードで動作させることが一般的に行われています。従来は、Figure 9に示すようにスイッチが大電流から高電圧への切り替えを行っており、この動作をハード・スイッチング・モードと呼んでいます。「ハード・スイッチング」という呼び名は、パワー・エレクトロニクス・デバイスにとってストレスの大きいスイッチング動作が発生することを指しています。スイッチ

・オンとスイッチ・オフの各プロセスの間に、電力デバイスは高電圧と大電流の同時発生に耐える必要があります。その結果、大きな電力損失と大きなストレスが生じます。これらの回路では、電力デバイスへの電圧過渡を緩和し、電力デバイスに加わるスイッチング損失を抑制するために、通常はスナバ回路を追加します。スイッチング電力損失はスイッチング周波数に比例するので、電力コンバータの最大スイッチング周波数を制限することになります[6]。

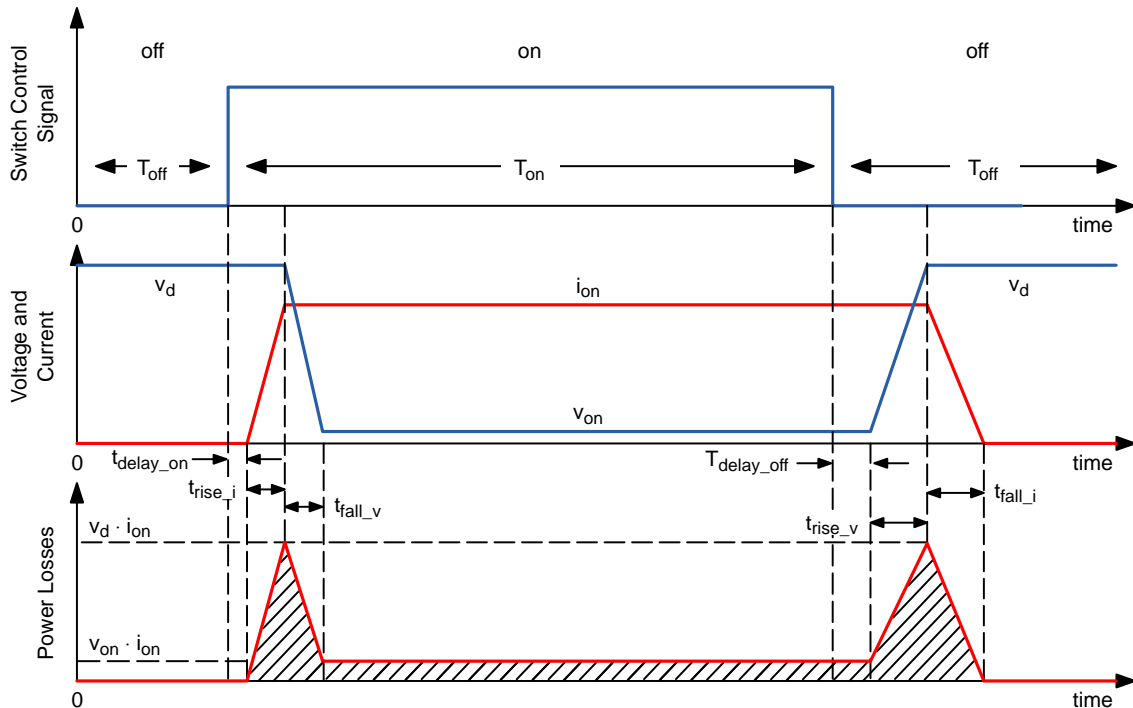


Figure 9. Power Losses in a Conventional SMPS Converter

一方、スイッチング周波数を高くすれば、コンバータで使用するインダクタとコンデンサを小型化して、コストを削減できます。コンポーネント・サイズの小型化による利点と、電源スイッチのスイッチング損失増大の間でバランスをとる必要があります。周波数を高くし、そのような周波数での動作による利点を活かすために、共振コンバータが導入されてきました。共振コンバータ[3]は、コンバータ内に共振タンクを内蔵して、発振電圧(通常は正弦波電圧)や発振電流の波形を生成するので、電力スイッチに対してゼロ電圧スイッチング(ZVS)またはゼロ電流スイッチング(ZCS)の条件を作り出すことができます。この結果、スイッチング電力損失が減少し、共振コンバータの動作スイッチング周波数をより高くすることができます。共振コンバータの主要な利点は、電力損失を非常に小さくし、きわめて高いスイッチング周波数で動作できることにあります。ゼロ電流スイッチング(ZCS)やゼロ電圧スイッチ

ング(ZVS)のような複数の制御手法を使用して、共振コンバータ内の電力損失を削減できます。

Figure 10に、ハード・スイッチング・モード、スナバ支援転流モード、ソフト・スイッチング・モードそれぞれのスイッチング領域を示します[4][5][6]。ハード・スイッチング・モードのスイッチ・オンとスイッチ・オフの間に、電力デバイスは高電圧と大電流の同時発生に耐える必要があります。通常は消費型の受動スナバを電力回路に追加し、電力デバイスに加わる $dv/dt$ と電圧スパイクを低減することができます。電力スイッチのスイッチング損失を小さくし、継続的な改善を達成すると、共振コンバータのスイッチング周波数はIGBTスイッチの場合で、約100 kHzに達します。その結果、磁気コンポーネントと容量コンポーネントのサイズを縮小し、コンバータの電力密度を高めることができます。

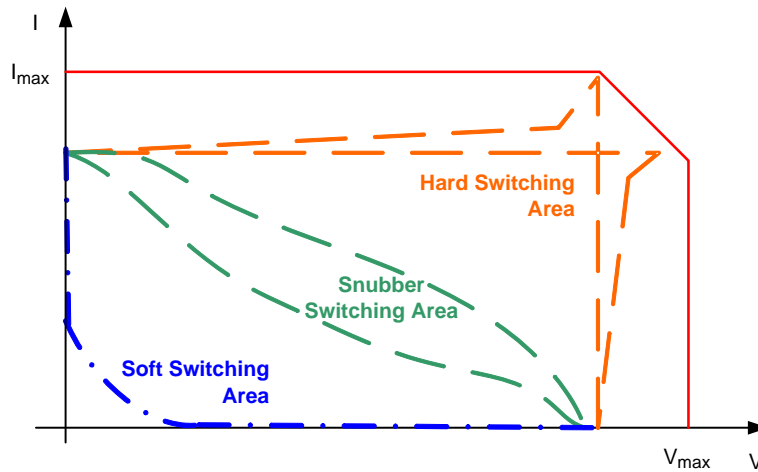


Figure 10. Switching Area

誘導加熱に対応するいくつかのトポロジを次の図に示します。Figure 11の(a)にフル・ブリッジ[8]、(b)にハーフ・ブリッジ[9]、(c)にゼロ電圧スイッチング(ZVS)を採用した2個のシングル・スイッチ・インバータ・トポロジ[10]、(d)にゼロ電流スイッチング(ZCS)動作[11]を示します。どの変調方式も、求められる電力を実現するためにスイッチング周波数とデューティ・サイクルのどちらかを変更することを基本として、出力電力を制御する目的で適用されています[12]。電力コンバータの各トポロジには、互いに異なる性能特性があり、コスト、ハードウェア、制御の複雑さの点でそれぞれに固有の要件がありま

す。このようなシステムは文献および設計条件で、それぞれの主要パラメータが既知になっています。

IH(誘導加熱)で最も一般的なトポロジは、ハーフ・ブリッジ(HB)の直列共振コンバータと、シングル・スイッチ疑似共振(Quasi Resonant, QR)またはQRフライバックです。共振ハーフ・ブリッジは、4バーナー方式の調理器具では非常に一般的であり、欧州の市場で人気があります。一方、疑似共振またはQRフライバックは、シングル・バーナー方式で非常に一般的であり、アジアの市場で最も人気があります。

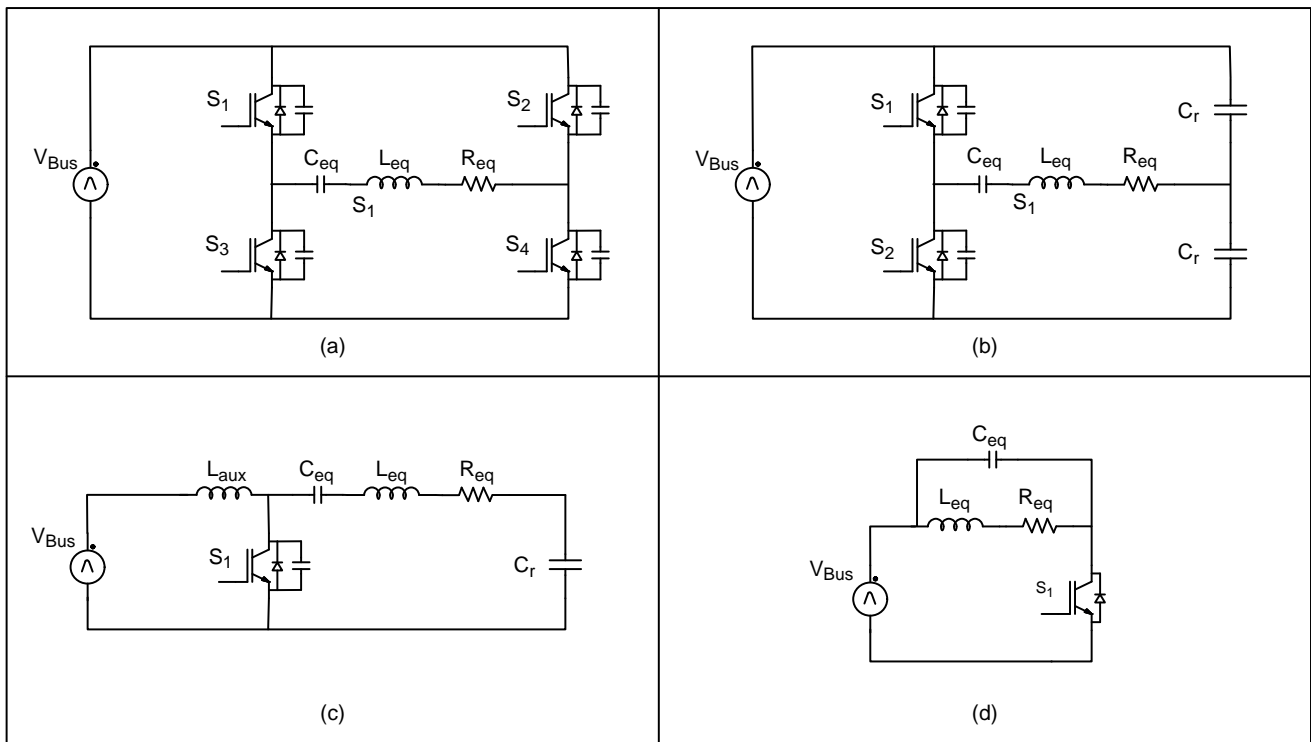
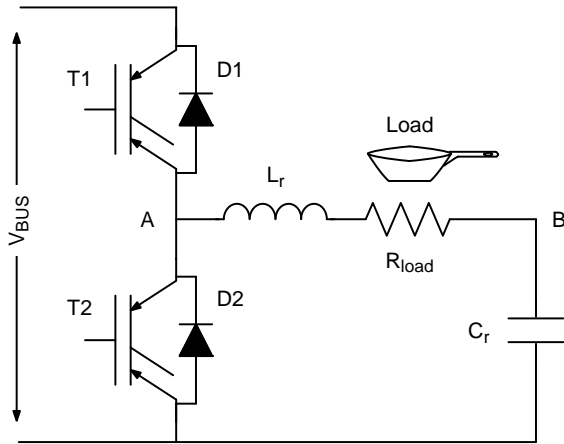


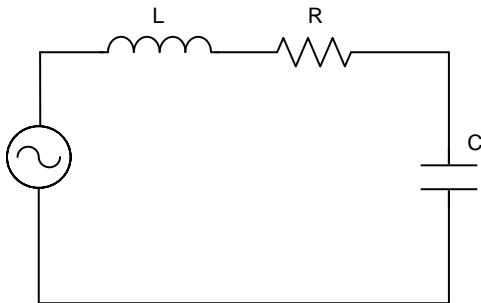
Figure 11. Samples of the Topologies Presented in Literature in the Last Decades

**共振ハーフ・ブリッジ**

共振ハーフ・ブリッジ・インバータ(11b)は、簡潔で、コスト効果が高く、コンポーネントの電気的要件が適切であることから、複数バーナー方式や大出力システムの誘導調理器具で最も広く採用されています。これらは欧州の市場で一般的に見受けられます。等価負荷は基本的に、誘導コイル、共振コンデンサ、およびフライパンと等価の抵抗で形成された共振タンクです。誘導コイルとフライパンの組み合わせは、トランスで言えば、直列接続されたインダクタおよび抵抗という形でモデル化することができ、 $L_r$ および $R_{load}$ という値で定義されます。これらの値は主に、スイッチに印加されるスイッチング周波数、フライパンの素材、温度、インダクタとパンの結合によって変化します。共振ハーフ・ブリッジは、共振コンバータ・ファミリに属します。これは標準的なハーフ・ブリッジに類似しており、バス(共振コンデンサ)の静電容量は、特定の周波数(共振周波数と呼びます)で共振状態になるように、コイルに応じて設定します。電力段は、複数の逆並列ダイオードを追加した2個のスイッチ、2個のコンデンサ、1個のコイルで形成します。計算の目的で、この回路をFigure 12のように簡略化することができ、それより前の図では2個のコンデンサを並列に図示していたものが、この図では1個になっています。



**Figure 12. Equivalent Circuit for a Resonant Half-Bridge for Cooking Application**



**Figure 13. Equivalent Series Resonant Circuits**

Figure 12に、等価直列共振回路を示します。ここから理解できるように、共振ハーフ・ブリッジの等価回路は直列回路に等しくなります。この回路のインピーダンスは次のようになります。

$$Z_{series} = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R \quad (\text{eq. 9})$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (\text{eq. 10})$$

ここで、 $Z_{series}$ は(Figure 13に示すように)ジェネレータの観点で考えた回路インピーダンスであり、 $\omega$ は角周波数です。この式の最小値を、共振周波数 $\omega_0$ と呼びます。この時点で、インダクタのリアクタンスは、コンデンサのリアクタンスと大きさが等しく、位相が正反対です。共振回路に関して定義する必要のあるもう1つの重要な係数は、品質係数 $Q$ です。物理学の観点では、この係数は単位のない無名数パラメータとして定義され、回路インピーダンスと、回路内の損失の比を表します。 $Q$ が大きくなるほど、共振子に蓄積されたエネルギーを基準とした相対的なエネルギー損失の率が低いことを意味し、発振はより緩やかに減衰します。

$$Q = \frac{Z_0}{R} \quad (\text{eq. 11})$$

ここで、 $Z_0$ は、共振周波数におけるインピーダンスです。この共振を支配する式は次のとおりです。

$$f_{res} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (\text{eq. 12})$$

$$\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (\text{eq. 13})$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (\text{eq. 14})$$

$$Q_L = \frac{Z_0}{r_{pot}} \quad (\text{eq. 15})$$

$$\varphi = a \tan \left( \frac{L_r}{r_{pot} C_r} \right) \quad (\text{eq. 16})$$

ここで、 $f_{res}$ は共振周波数です。 $L_r$ はコイルのインダクタンスであり、 $C_r$ は並列共振静電容量の和です。 $\varphi$ は、電流と電圧の間にある位相差です。



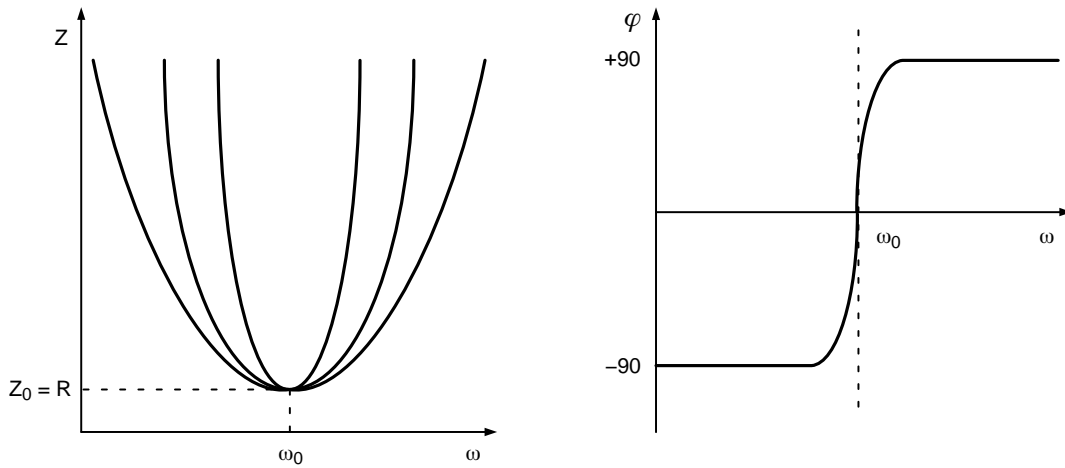


Figure 14. Impedance Module and Phase of the Equivalent Half-Bridge Resonant Circuit

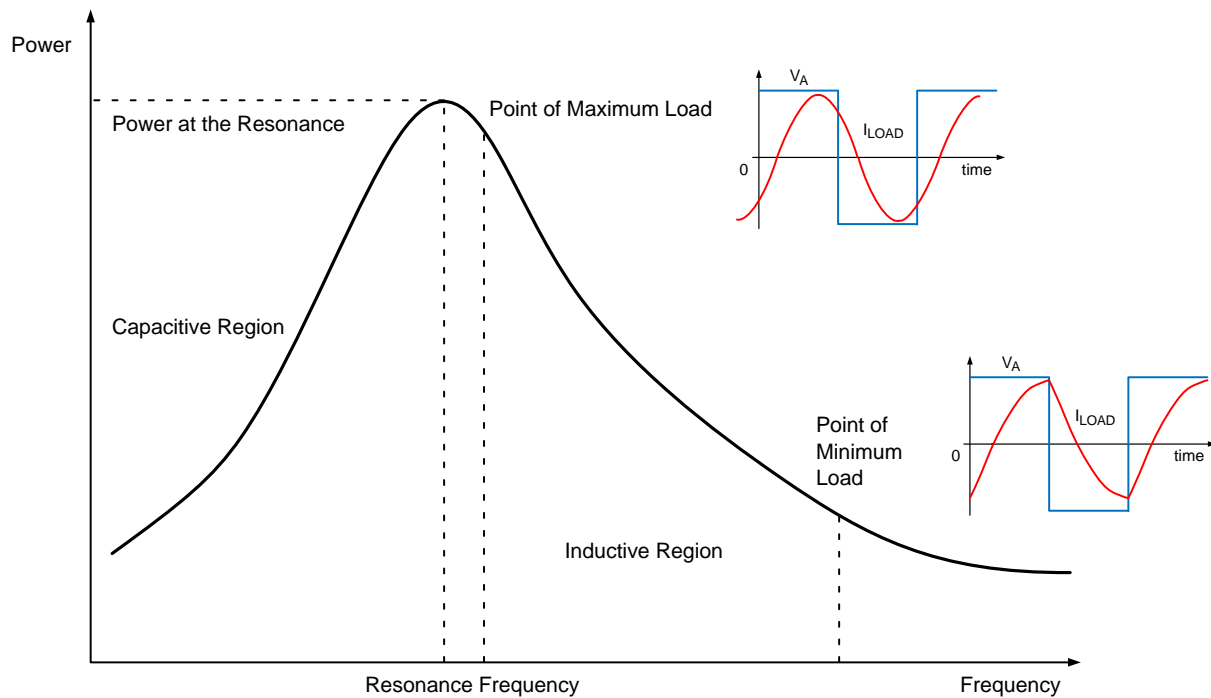


Figure 15. Output Power vs. Switching Frequency for Maximum Load and Minimum Load

この種類の回路には、基本的に3つの動作モードがあります。共振周波数未満、共振周波数超過、および共振周波数での動作です。これら3つの領域は、 $f < f_{res}$  の場合は容量性負荷、 $f > f_{res}$  の場合は誘導性負荷、 $f = f_{res}$  の場合は純粋な抵抗性負荷として特性化されます。同じことをFigure 15でも確認できます。誘導加熱アプリケーションを目的とした共振ハーフブリッジの設計では、システム全体が誘導性負荷領域および共振周波数領域でも動作するように設計することが重要です。これは容量性負荷領域では、主に反対側のスイッチの逆並列ダイオードの逆回復、トランジスタ出力コンデンサの放電、およびミラー容量効果の3つの不利な影響が存在し、ターンオン時にデバイスが損傷する可能性があるためです。

**共振ハーフブリッジの動作原理**

このセクションでは、誘導加熱アプリケーション用のハーフブリッジの動作原理を考察します。Figure 16にIH調理器具の動作波形を示します。コンバータが共振周波数付近で動作している状態で、共振周波数に等しいスイッチング周波数に対応する電圧(上のグラフの青い波形)と電流(上のグラフの赤い波形)は共振回路に流れており、ゲート信号(下のグラフの青い波形はゲートT<sub>1</sub>、赤い波形はT<sub>2</sub>)は2個のスイッチに対応しています。この動作モードにより、負荷で実現できる最大の電力を達成できます。

電力レベルが最大値を下回っている場合は、スイッチング周波数が高くなり、波形は正弦波ではなくなります。これはバーナーが強火以外で動作している状況に相当します。Figure 17に、スイッチング周

波数が共振周波数を上回っている状況での両方のスイッチの動作波形を示します。基本的に、通常の動作は $t_0-t_1$ 、 $t_1-t_2$ 、 $t_2-t_3$ 、および $t_3-t_4$ の4つの区間に分割できます。Figure 18に、一方のスイッチの電流を示します。半導体デバイスの導通シーケンスは、 $D_1-T_1-D_2-T_2$ です。 $t_0-t_1$ について考えてみましょう (Figure 17)。 $t_0$ より前の時点では、電流は $T_2$ 経由で流れ、 $T_2$ がターンオフになると $D_1$ が強制的に導通状態になり、その間、 $T_1$ のゲートは引き続きオフに切り換えられたままです。これはクロス導通を防止することを目的としています。 $T_1$ と $T_2$ どちらのゲートもオン状態でない期間を、デッドタイムと呼びます。 $t_0$ の時点で、 $T_1$ のゲートはアクティブになります。Figure 17に示すように、電流は引き続き $D_1$ 経由で流れます。 $t_1$ の時点で、電流は負から正に変化

し、 $T_1$ に流れ始めます。ダイオードの逆回復電流は反対側のIGBTを経由して流れ、共振ハーフ・ブリッジ・デバイスにこれ以上の損失を発生させることはありません。ターンオン時点で、デバイスでの損失は0になり、一方、ターンオフ時点では大電流と高電圧の間でクロスが発生するため損失は妥当なものです。事実、 $t_2$ の時点で、スイッチ $T_1$ はターンオフするのに対し、電流は依然として大きく、このことは電圧とのオーバーラップによりデバイスでターンオフ損失を発生させることとなります。さらに、ミラー効果が存在するので、トランジスタの入力ゲートへの充電が増加したり、ターンオフ速度が遅くなるため、損失が大きくなります。区間 $t_2-t_3$ と $t_3-t_4$ は、今回は $T_2$ と $D_2$ が動作デバイスになることを除き、上記の区間と同じです。

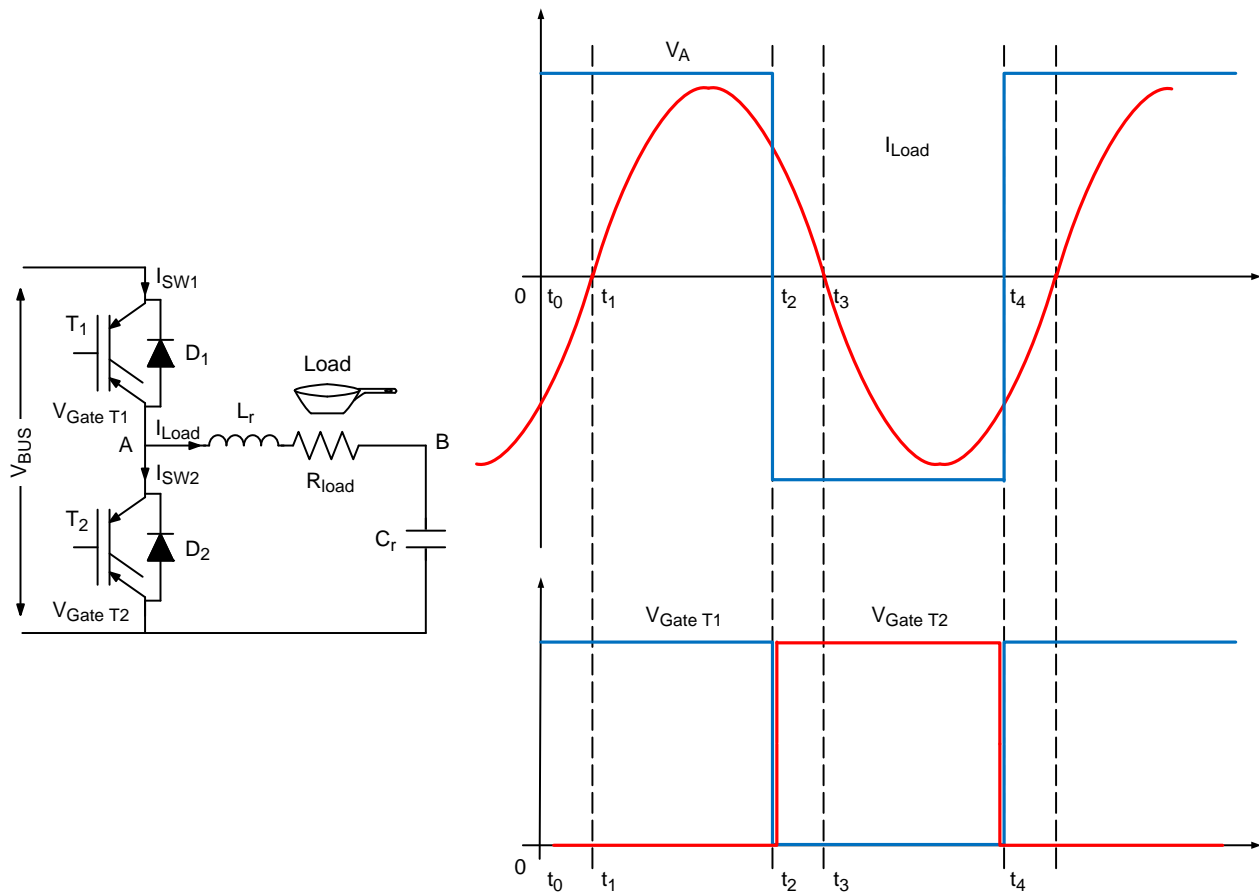
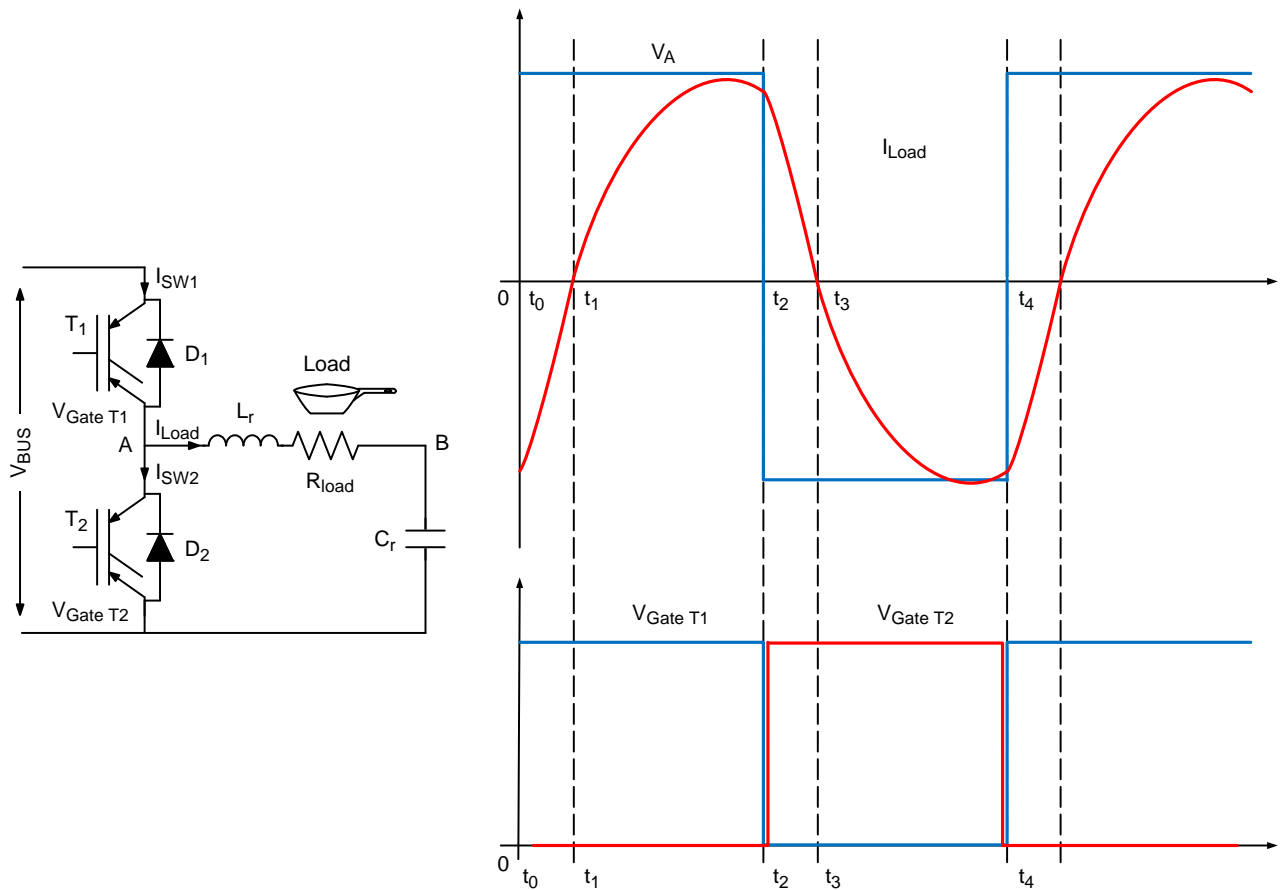


Figure 16. Resonant Half-Bridge Waveforms.

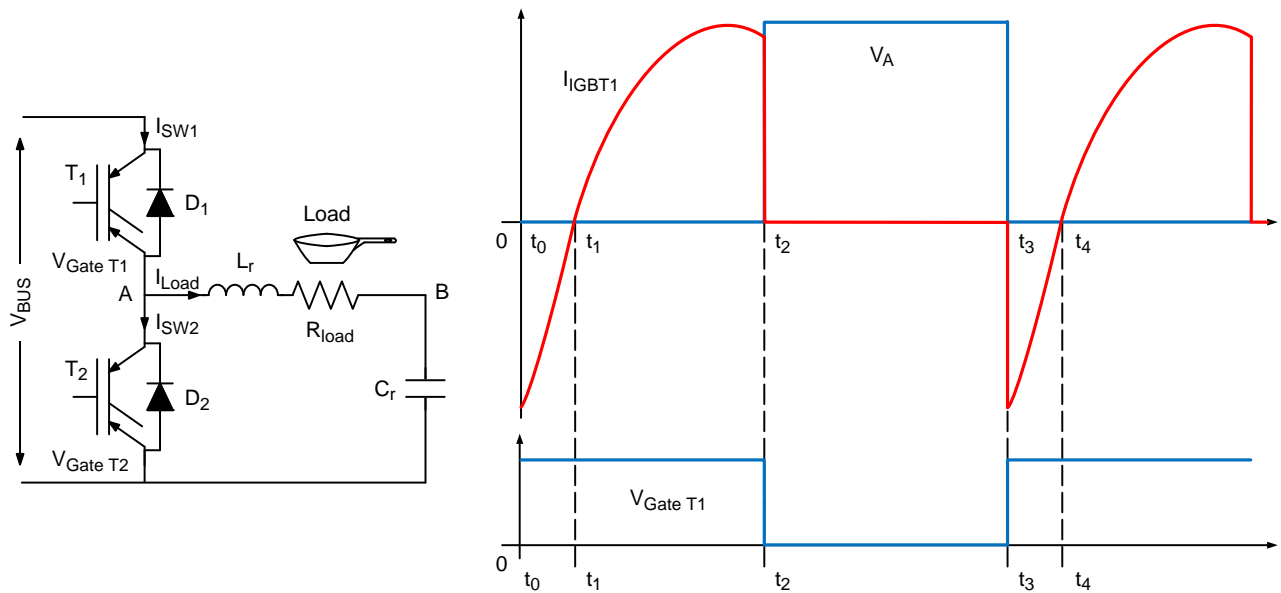
Upper Graph: Load Current (Red) and Voltage at the Central Point A (Blue).

Lower Graph: Gate Voltage for the Higher Side IGBT (Blue) and the Lower Side IGBT (Red).

# AND9166/D



**Figure 17. Resonant Half-Bridge Waveforms for a Switching Frequency > Resonant Frequency.**  
**Upper Graph: Load Current (Red) and Voltage at the Central Point A (Blue).**  
**Lower Graph: Gate Voltage for the Higher Side IGBT (Blue) and the Lower Side IGBT (Red).**



**Figure 18. Resonant Half-Bridge Waveforms for the High Side IGBT T1 for Switching Frequency > Resonant Frequency.**  
**Upper Graph: IGBT1 Current (Red) and Voltage Collector Emitter IGBT1 (Blue).**  
**Lower Graph: Gate Voltage for the Higher Side IGBT (Blue).**

疑似共振

疑似共振(QR)コンバータ[13][14][15][16][17][18]とは、誘導加熱調理器具のようなAC電源や、マグネトロンに電力を供給するマイクロ波インバータ・アプリケーションで広く使用されています。このようなコンバータは各国の国内向け家電製品にとってかなり魅力的です。必要なのは、1個のスイッチ(通常はIGBT)と1個の共振コンデンサだけであるからです。QRコンバータは、コストとエネルギー変換効率の間の適切な妥協点と考えることもできます。この方式は、アジア市場でシングル・バーナー、カウンター設置型のユニットで非常に一般的に使用されています。

このコンバータ・ファミリの1つの欠点は、調整範囲が限定されていることであり、一般には最大電力レベル(スイッチ間での最大許容電圧によって制限される)と最小電力設定可能値(ゼロ電圧スイッチング条件ZVSでの損失またはソフト・スイッチング・モードでの損失によって制限される)の比として定義されます。ZVSモードで動作することが望まれますが、IH調理器具は一般に、共振電圧が0よりかなり低い状態にある電力レベルでの動作が許容されます。これより低い電力レベルでは、全体の電力変調は、損失を制限するための非常に低い周波数でパルス幅変調になります。この低電力動作モードでは、ユニットは1秒間動作し、次の1秒間はオフになる、という方式になることもあります。この期間はフライパンやその内容物の熱時定数よりかなり短く、調理動作に対する悪影響は生じませんが、電力段の効率を最大限に高め、IGBTスイッチの温度上昇を制限するのに役立ちます。

特定の負荷条件(つまり、特定の鍋)、最大電力レベル、主電源の最大電圧が与えられた場合は、スイッチと共振コンデンサに対するピーク電圧定格(つまり、1,200V)をQR理論に基づいて計算し、式17で近似することができます。

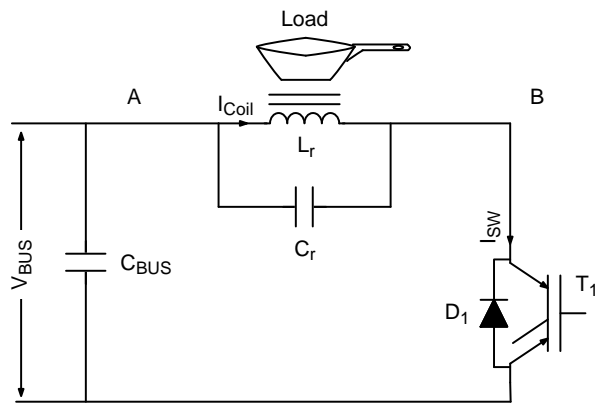


Figure 19. Impedance Module and Phase of the Equivalent Half-Bridge Resonant Circuit

$$V_{res} \cong \sqrt{\frac{2 \cdot E}{C}} \quad (\text{eq. 17})$$

ここで、EはT<sub>ON</sub>フェーズの間に負荷の誘導性部分に蓄積されたエネルギーです。

$$E \cong \frac{1}{2} L \cdot I_{pk}^2 \quad (\text{eq. 18})$$

ピーク電流はT<sub>ON</sub>とV<sub>dc-bus</sub>に比例します。

$$I_{pk} = T_{ON} \cdot \frac{V_{dc-bus}}{L} \quad (\text{eq. 19})$$

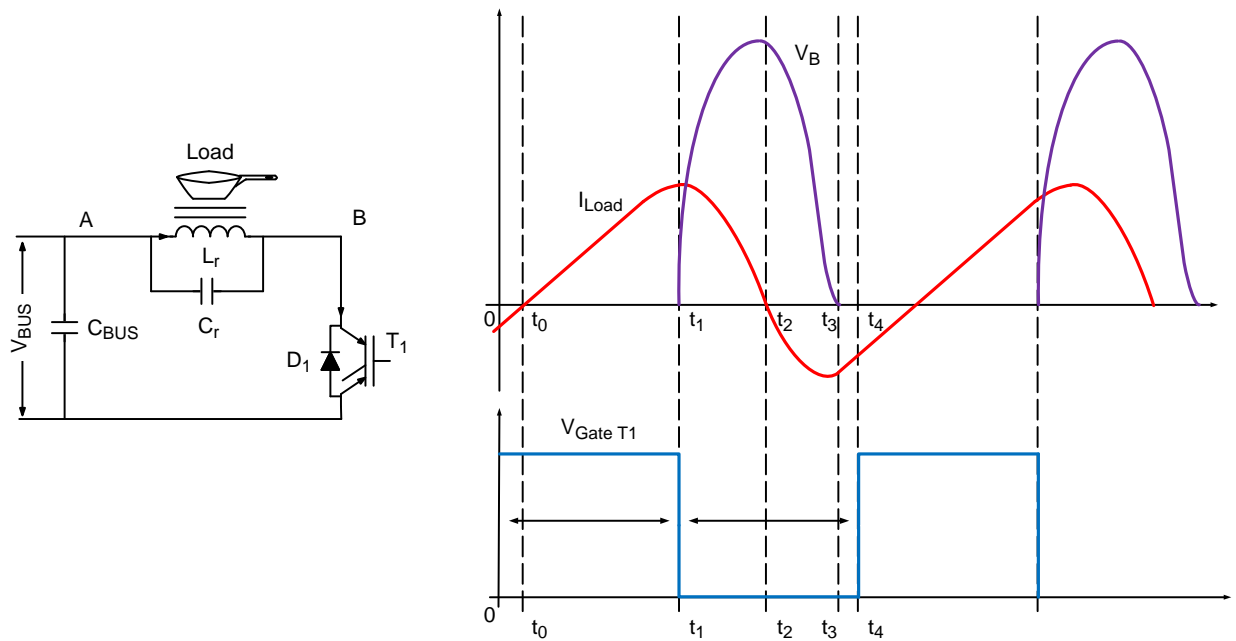
共振電圧V<sub>res</sub>は、T<sub>ON</sub>とV<sub>dc-bus</sub>を使用して表現できません。

$$V_{res} \cong \frac{T_{ON} \cdot V_{dc-bus}}{\sqrt{LC}} \quad (\text{eq. 20})$$

通常、T<sub>ON</sub>は主電源の半周期にわたって一定に保たれます。

疑似共振コンバータの動作原理

QRコンバータの動作には2つの主要フェーズがあります(Figure 20を参照)。充電フェーズではシステムがLRの1次システムとして動作し、共振フェーズではシステムがLRCの2次システムとして動作します。QRコンバータは2フェーズのシーケンスに従って動作し、最初のフェーズではコイル(L<sub>r</sub>)が充電されてスイッチT<sub>1</sub>がオン状態に維持され、インダクタ内の電流を使用して負荷に電力を供給します。2番目のフェーズの間は、インダクタに蓄積されているエネルギーは共振コンデンサ(C<sub>r</sub>)に伝達され、鍋の下部に対して提示される負荷によって部分的に消費されます。抵抗で放出されるエネルギーは、実際に負荷に伝達されるエネルギーです。安定状態とスイッチング部分の両方で回路の動作を評価するために、波形を(0-t<sub>0</sub>)、(t<sub>1</sub>-t<sub>2</sub>)、(t<sub>2</sub>-t<sub>3</sub>)、および(t<sub>3</sub>-t<sub>4</sub>)の4つの区間に分割します。それより前の区間(時刻0より前)では、共振タンクが発振していました。Figure 20のグラフに示す時刻0の時点では、ダイオードD<sub>1</sub>が導通しており、T<sub>1</sub>のゲートはオフに切り替えられています。時刻t<sub>0</sub>になるまで、この状態が継続されます。t<sub>0</sub>の時点で、電流は負から正に変化し、T<sub>1</sub>経由で流れ始めます。したがって、QRコンバータ内ではターンオン・スイッチング損失が理論的には排除されており、ミラー効果が存在せず、ダイオードの逆回復電流がT<sub>1</sub>経由で流れ、共振回路でそれ以上の損失は発生しません。QRの状態では、大電流と高電圧の間での遷移のために、ターンオフ損失は妥当な値にとどまります。事実、t<sub>1</sub>の時点で、スイッチT<sub>1</sub>はターンオフするのに、電流は依然として大きく、このことは電圧とのオーバーラップによりデバイスでターンオフ損失を発生させることとなります。また、ミラー効果も損失の増加につながります。デバイスがターンオフした後、共振タンクが発振を開始します。この共振フェーズは複数の区間に分割でき、区間t<sub>1</sub>-t<sub>2</sub>ではデバイス両端の電圧は正で、コイルに流れる電流も正であり、区間t<sub>2</sub>-t<sub>3</sub>ではデバイス両端の電圧は引き続き正ですが、コイルに流れる電流は負になります。



**Figure 20. Quasi-Resonant Inverter Waveforms.**  
**Upper Graph: Red-waveform is the Current into the Coil  $L_r$ , while the Purple-waveform is the Voltage across the Power Devices ( $T_1+D_1$ ).**  
**Lower Graph: IGBT Gate voltage**

#### 制御

2つの構造に対する制御アルゴリズムに注目してみましょう。2つのトポロジに対応する制御回路は、基本的な動作モードの点で大きく異なります。共振ハーフ・ブリッジ・インバータは周波数制御です。特定の電力レベルに対応するスイッチング周波数は固定されており、2つの制御ゲート信号(ハイサイドIGBTとローサイドIGBTに対応)は $180^\circ$ シフトされていて、固定デューティは50%です(ただし、クロス導通を防止するために、2つの信号の間にデッドタイムを設ける必要があることに注意してください)。一方、疑似共振インバータは $T_{ON}$ による制御です。特定の電力レベルに対応するオン時間( $T_{ON}$ )は固定されており、オフ時間( $T_{OFF}$ )は共振タンク( $L_r$ と $C_r$ )で決定されます。

以下に、疑似共振と共振ハーフ・ブリッジの各トポロジに対応するフローチャートを示します。Figure 21では、誘導調理用の共振ハーフ・ブリッジ・インバータに対応する汎用の制御アルゴリズムに関するフロー・チャートを示します。制御アルゴリズムの最初のステップは、入力電圧が制限(最小入力電圧と最大入力電圧の範囲)内にとどまっているかどうかを確認することです。この条件が検証された場合は、次のステップに進み、主電源のリレーを閉回路にします。その後、タイマと収集機能を同期するために、ゼロ・クロスが発生するのを待ちます。その後、フライパンの検出を実施します。このプロ

セスは、フライパンの存在をチェックする形で実施されます。フライパンが検出された場合、制御は次のステップに移り、それ以外の場合は制御が停止します。その後、周波数掃引が実行されます。開始の時点で、周波数が印加され、負荷に対して供給される相対的な電力が計算されます。この時点から、スイッチング周波数を、それに対応する電力レベルに関連付けるためのテーブルを生成する目的で、周波数が初期の値より増減されます。その後、ユーザー要求が処理され、前述のテーブルからスイッチング周波数を選択し、要求電力を供給するために、特定の時間間隔のうちに、要求電力と供給電力の間で比較が行われます。供給電力が要求電力を上回る場合、スイッチング周波数が高くなり、そうでない場合は同じ周波数のままです。実際の電力が要求電力を下回る場合、スイッチング周波数は低くなります。このプロセスと平行して、すべての保護機能が有効になります。

Figure 22では、誘導調理用の疑似共振シングル・スイッチ・インバータに対応した汎用制御アルゴリズムに関するフロー・チャートを示します。この制御は、共振ハーフ・ブリッジ用の制御にかなり似ています。主要な違いの1つは駆動アルゴリズムです。共振ハーフ・ブリッジでは、駆動を制御するのに使用する量は周波数で、デューティ比が固定されているのに対し、疑似共振で駆動を制御するのに使用する量は $T_{ON}$ です[13]。

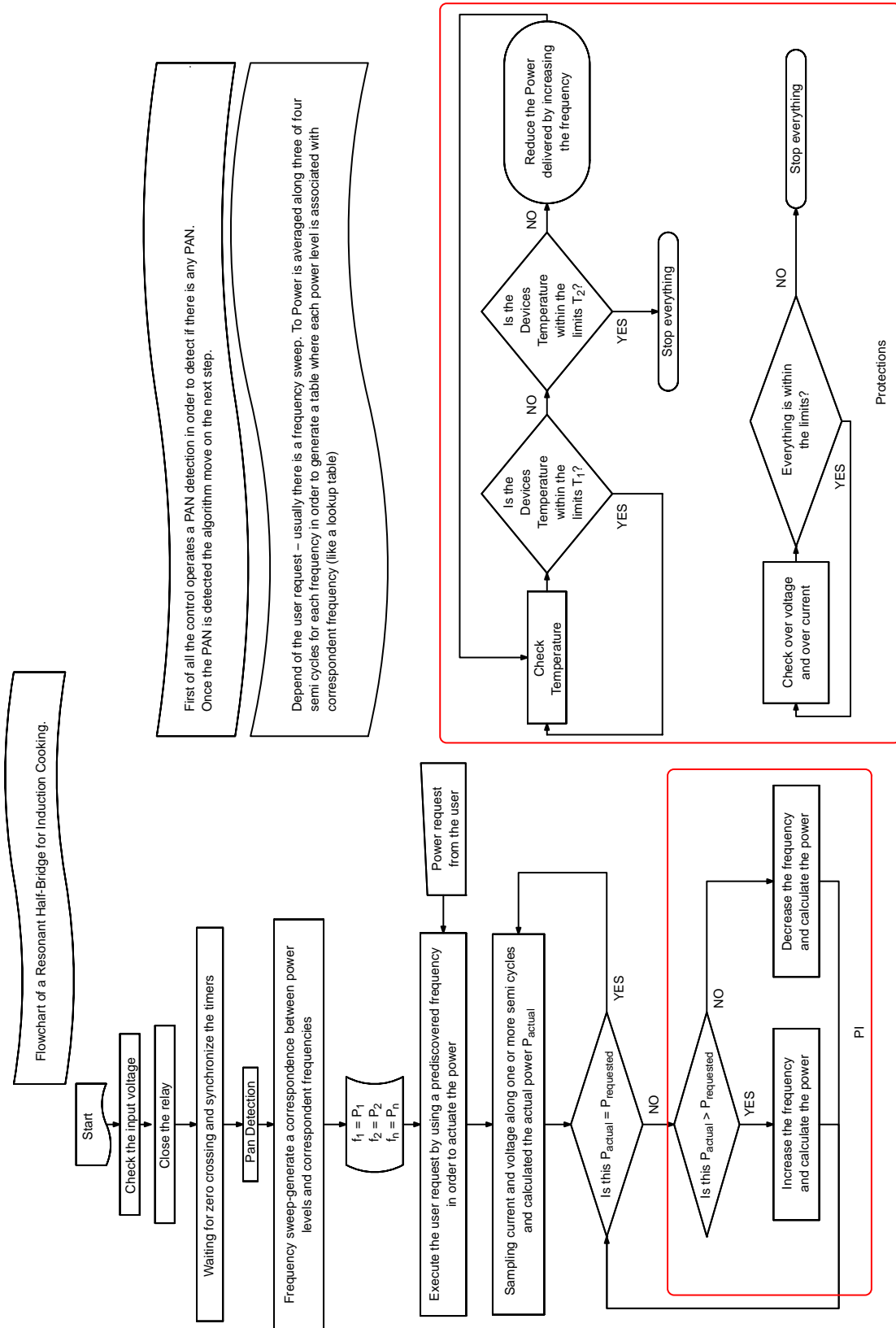


Figure 21. Flow Chart of a Generic Resonant Half-Bridge for Induction Cooking Control Algorithm

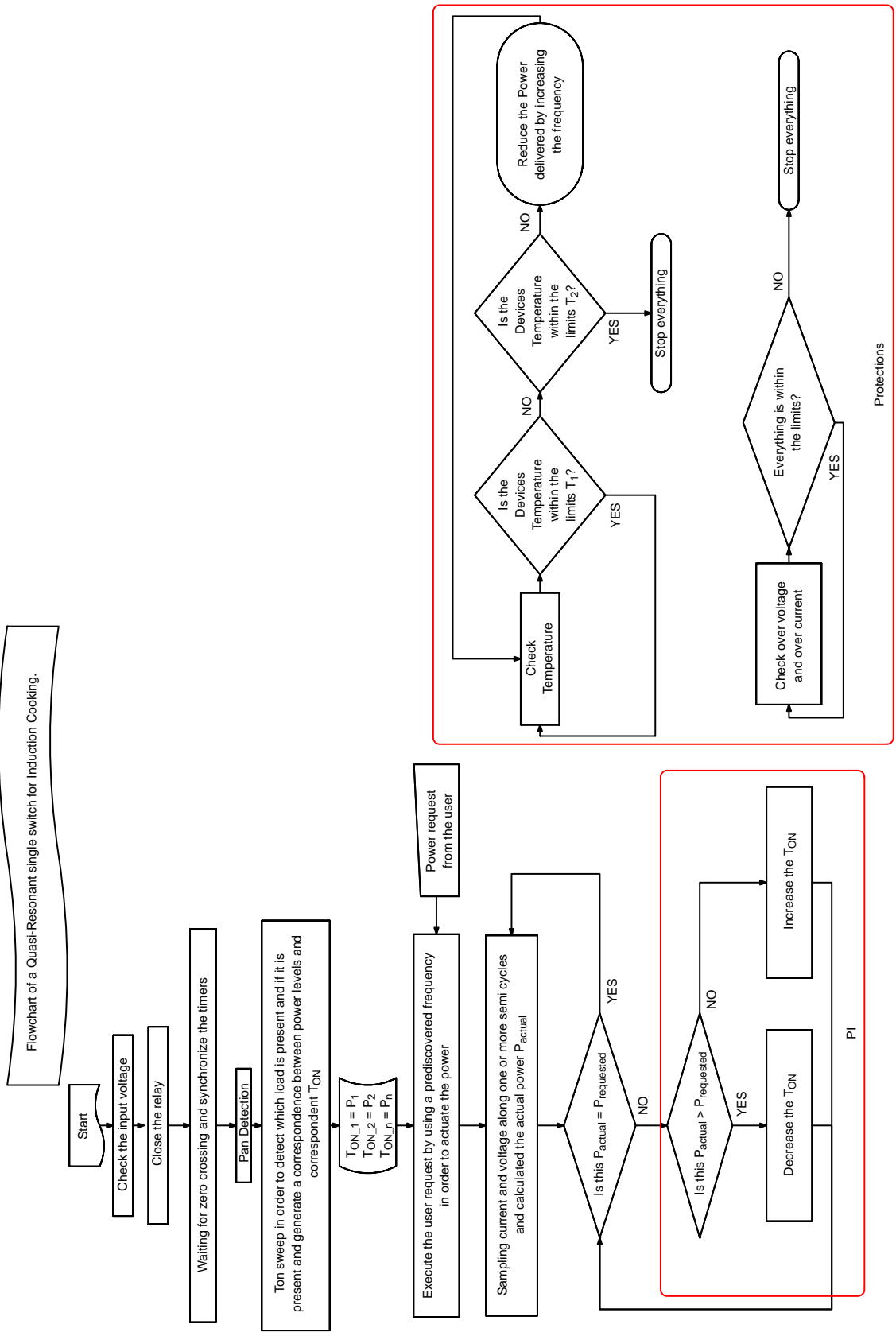


Figure 22. Flow Chart of a Generic Quasi-Resonant for Induction Cooking Control Algorithm

# AND9166/D

## 通常動作時の波形

この段落では、通常動作時の2つのコンバータの実際の波形を示します。Figure 23に、誘導調理用の共振ハーフ・ブリックの電力と位相を示します。共振

タンクは29.5  $\mu\text{H}$ の1個の共振コイルと、680 nFの2倍である1個の共振コンデンサによって形成されています。

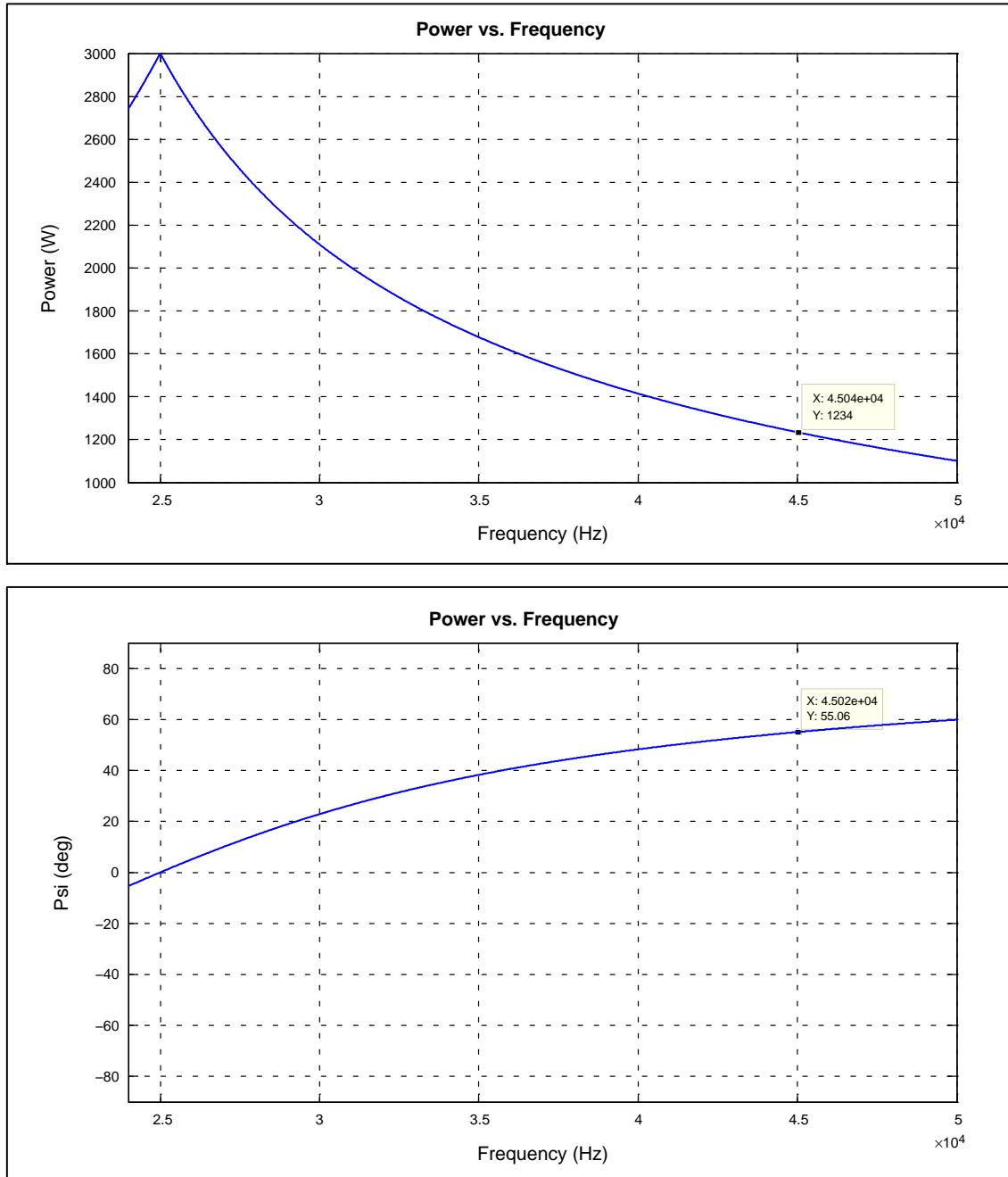


Figure 23.  $V_{in}$  220 Vac – 1200 W Power and Phase for a Resonant Half-Bridge Inverter for a Cooking Application

Figure 24、Figure 25、Figure 26、Figure 27、Figure 28、およびFigure 29に、45 kHz (1,200 W)から24.7 kHz (2,450 W)までのさまざまなスイッチング周波数に対応する共振ハーフ・ブリック・インバータ

の通常の動作波形を示します。電流の形状は周波数に応じて変化します。周波数が自然共振周波数に近づくにつれて、より正弦波に近い電流がコイルに流れます(Figure 15に示すとおり)。



# AND9166/D

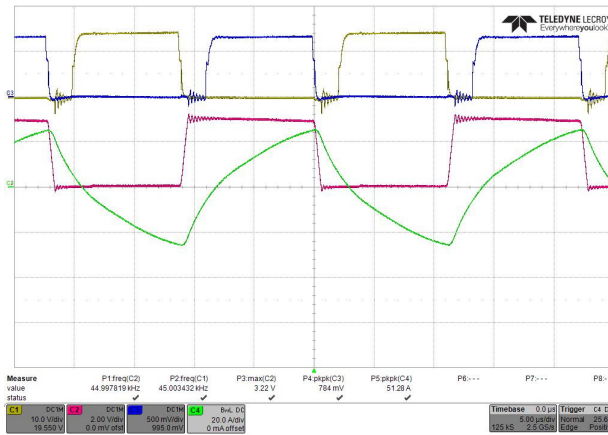


Figure 24.  $V_{in}$  220 Vac – 1200 W – 45 kHz Switching Frequency Operation for a Resonant Half-Bridge Inverter: C1 Low Side IGBT Gate Voltage (10V/div) C2 Low side IGBT Collector Emitter Voltage (200 V/div) C3 High Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C4 Coil-Load Current (20 A/div). Time 5  $\mu$ s/div

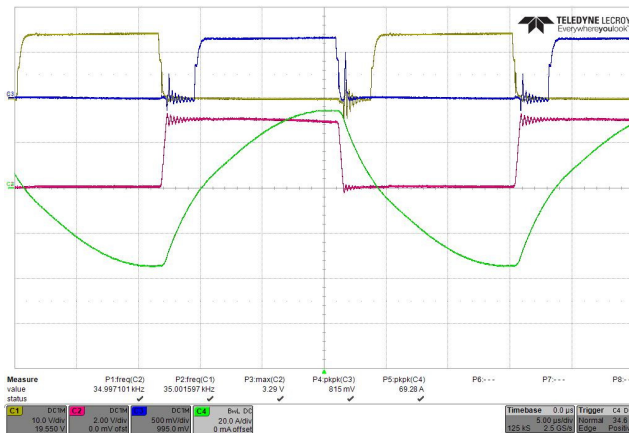


Figure 25.  $V_{in}$  220 Vac – 1500 W – 35 kHz operation for a Resonant Half-Bridge inverter: C1 Low Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C2 Low side IGBT Collector Emitter Voltage (200 V/div) C3 High Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C4 Coil-Load Current (20 A/div). Time 5  $\mu$ s/div

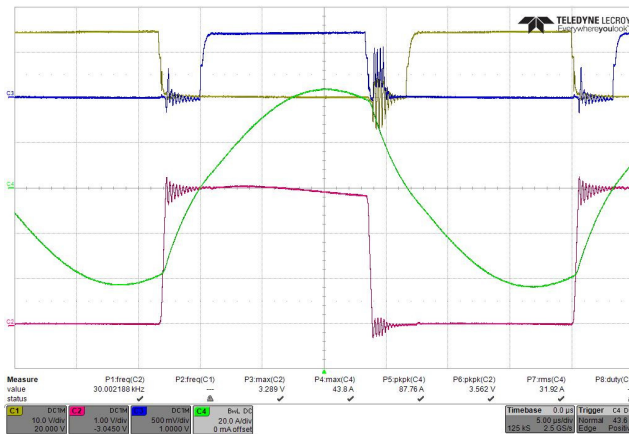


Figure 26.  $V_{in}$  220 Vac – 1800 W – 30 kHz Operation for a Resonant Half-Bridge Inverter: C1 Low Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C2 Low side IGBT Collector Emitter Voltage (100 V/div) C3 High Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C4 Coil-Load Current (20 A/div). Time 5  $\mu$ s/div

# AND9166/D

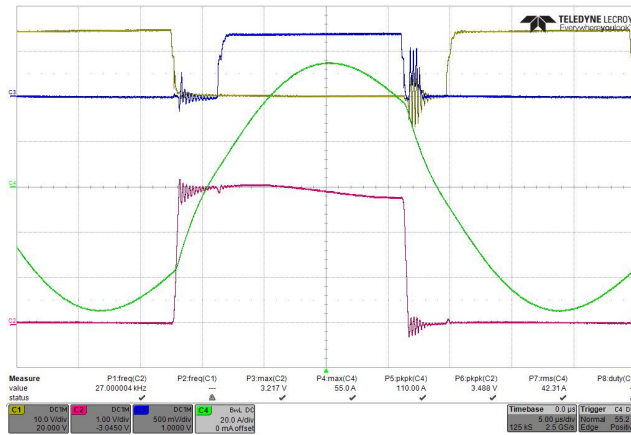


Figure 27.  $V_{in}$  220 Vac – 2300 W – 27 kHz Operation for a Resonant Half-Bridge Inverter: C1 Low Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C2 Low side IGBT Collector Emitter Voltage (100 V/div) C3 High Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C4 Coil-Load Current (20 A/div). Time 5  $\mu$ s/div

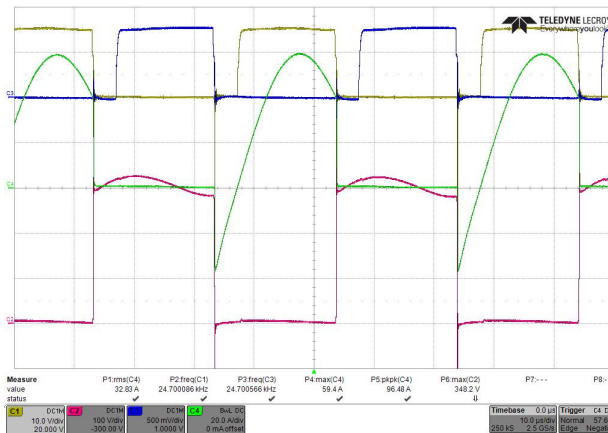


Figure 28.  $V_{in}$  230 Vac – 2450 W – 24.7 kHz Operation for a Resonant Half-Bridge Inverter: C1 Low Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C2 Low side IGBT Collector Emitter Voltage (100 V/div) C3 High Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C4 Low Side IGBT Collector Emitter Current (20 A/div). Time 10  $\mu$ s/div

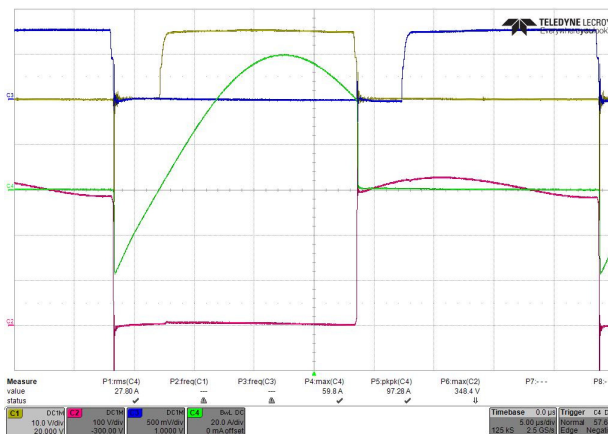


Figure 29.  $V_{in}$  230 Vac – 2450 W – 24.7 kHz Operation for a Resonant Half-Bridge Inverter: C1 Low Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C2 Low side IGBT Collector Emitter Voltage (100 V/div) C3 High Side IGBT Gate Voltage (10 V/div) C4 Low Side IGBT Collector Emitter Current (20 A/div). Time 5  $\mu$ s/div

# AND9166/D

Figure 30とFigure 31に、調理アプリケーション用の疑似共振インバータの通常動作時の波形を示します。Figure 32に、共振コイルの電流を示します。

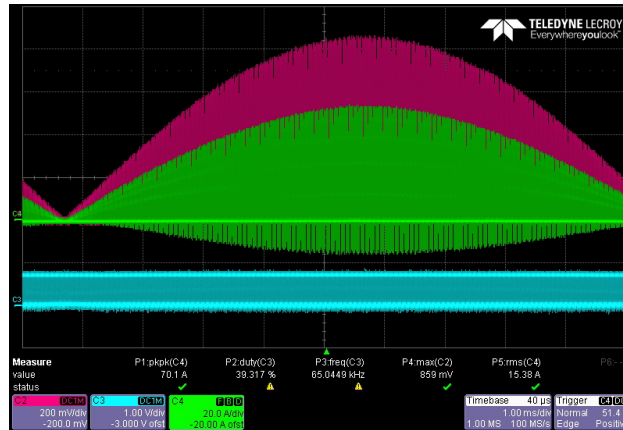


Figure 30.  $V_{in}$  220 Vac – 2100 W – 65 kHz operation for a Quasi-Resonant Inverter: C2 IGBT Collector Emitter Voltage (200 V/div) C3 IGBT Gate Voltage (20 V/div) C4 IGBT Collector current (20 A/div). Time 1 ms/div

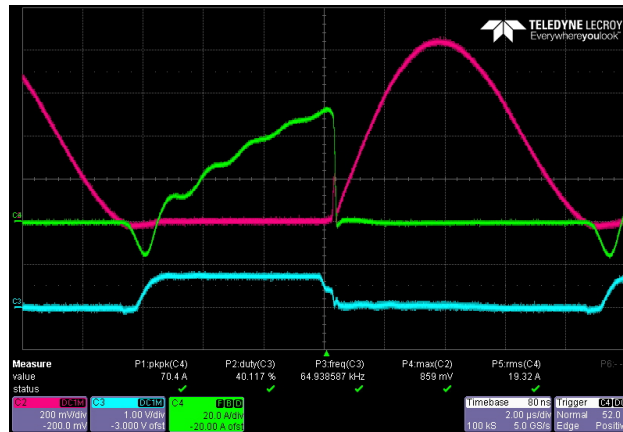


Figure 31.  $V_{in}$  220 Vac – 2100 W – 65 kHz Operation for a Resonant Half-Bridge Inverter: C2 IGBT Collector Emitter Voltage (200 V/div) C3 IGBT Gate Voltage (20 V/div) C4 IGBT Collector current (20 A/div). Time 2  $\mu$ s/div

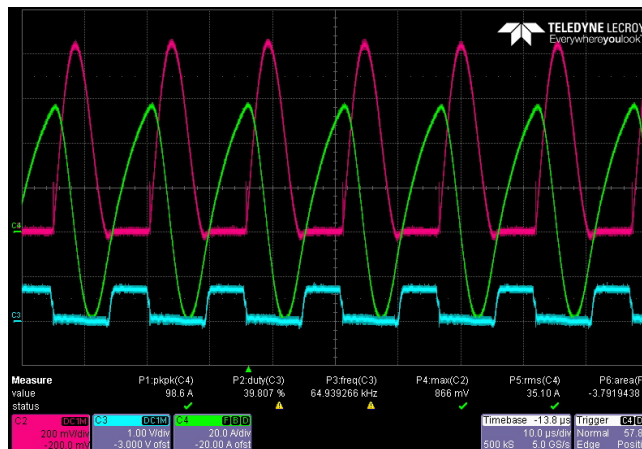


Figure 32.  $V_{in}$  220 Vac – 2100 W – 65 kHz Operation for a Resonant Half-Bridge Inverter: C2 IGBT Collector Emitter Voltage (200 V/div) C3 IGBT Gate Voltage (20 V/div) C4 IGBT Collector current (20 A/div). Time 10  $\mu$ s/div

## 結論

調理アプリケーション用の誘導加熱技術は非常に魅力的な技術であり、変換効率が高いことから幅広く採用されています。このアプリケーション・ノートでは、調理システム用の誘導加熱の動作方法に関して包括的な説明を行いました。説明した内容に

は、誘導加熱の背後にある現象の背景全般に加え、現在の技術と制御アルゴリズムに関する概要も含まれます。さらに、最も広く使用されているトポロジである疑似共振および共振ハーフ・ブリッジの実際的な波形もいくつか掲載しています。

## 参考文献

- [1] Technical support document for residential cooking products. Volume 2: Potential impact of alternative efficiency levels for residential cooking products. U.S. Department of Energy, Office of Codes and Standards. Retrieved 2011-12-06
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, *Power Electronics – Converters, Applications and Design*
- [3] M. K. Kazimieczuk, D. Czarkowski, “Resonant Power Converter”, John Wiley & Sons, inc.
- [4] IGBT Applications Handbook – HBD871/D On Semiconductor 2012
- [5] W. C. Moreland, “The Induction Range: Its Performance and Its Development Problems”, *Industry Applications*, IEEE Transactions on, vol.IA-9, no.1, pp.81, 85, Jan. 1973
- [6] J. Acero, J. M. Burdio, L. A. Barragán, D. Navarro, R. Alonso, J.R. Garcia, F. Monterde, P. Hernandez, S. Llorente, I. Garde, “The domestic induction heating appliance: An overview of recent research”, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, vol., no., pp.651,657, 24–28 Feb. 2008
- [7] AN9012: Induction Heating System Topology Review, Fairchild, July 2000
- [8] J. M. Burdio, F. Monterde, J. R. Garcia, L. A. Barragan, and A. Martinez, “A two-output series-resonant inverter for inductionheating cooking appliances”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.20, no.4, pp.815–822, July 2005
- [9] H. W. Koertzen, J. D. v. Wyk, and J. A. Ferreira, “Design of the Half-Bridge Series Resonant Converters for Induction Cooking”, in *IEEE Power Electronics Specialist Conference Records*, pp.729–735, 1995
- [10] S. Wang, K. Izaki, I. Hirota, H. Yamashita, H. Omori, and M. Nakaoka, “Induction-heated cooking appliance using new Quasi-Resonant ZVS-PWM inverter with power factor correction”, *Industry Applications*, IEEE Transactions on, vol.34, no.4, pp.705–712, July/August 1998
- [11] J. M. Leisten and L. Hobson, “A parallel resonant power supply for induction cooking using a GTO”, in *Power Electronics and Variable-Speed Drives Conference, 1990*, pp. 224–230
- [12] O. Lucía, I. Millán, J. M. Burdio, S. Llorente, and D. Puyal, “Control algorithm of half-bridge series resonant inverter with different loads for domestic induction heating”, in *International Symposium on Heating by Electromagnetic Sources*, pp. 107–114, 2007
- [13] V. Crisafulli, C. V. Pastore, “New control method to increase power regulation in a AC/AC Quasi-Resonant converter for high efficiency induction cooker,” *Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2012 3rd IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.628,635, 25–28 June 2012
- [14] V. Crisafulli, A. Gallivanoni, C. V. Pastore, “Model based design tool for EMC reduction using spread spectrum techniques in induction heating platform”, *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), 2012 13th International Conference on*, vol., no., pp.845,852, 24–26 May 2012
- [15] N. A. Ahmed, A. Eid, Hyun Woo Lee, M. Nakaoka, Y. Miura, T. Ahmed, E. Hiraki, “Quasi-Resonant Dual Mode Soft Switching PWM and PDM High-Frequency Inverter with IH Load Resonant Tank”, *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th Issue Date: 16-16 June 2005* On page(s): 2830–2835
- [16] I. Hirota, H. Omori, K. A. Chandra, M. Nakaoka, “Practical evaluations of single-ended load-resonant inverter using application-specific IGBT and driver IC for induction-heating appliance”, *Power Electronics and Drive Systems, 1995., Proceedings of 1995 International Conference on*, vol., no., pp.531-537 vol.1, 21–24 Feb 1995
- [17] I. Hirota, H. Omori, M. Nakaoka, “Performance evaluations of single-ended quasi-load resonant inverter incorporating advanced-2nd generation IGBT for soft switching”, *Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, 1992. Power Electronics and Motion Control., Proceedings of the 1992 International Conference on*, vol., no., pp.223–228 vol.1, 9–13 Nov 1992
- [18] H. Ogiwara, M. Nakaoka, “Zero-current soft-switched high-frequency induction-heating inverter using bipolar-mode normally-off SITs”, *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE*, vol., no., pp.1106–1112 vol.2, 2–8 Oct 1993
- [19] K. Chatterjee, V. Ramanarayanan, “Optimum design of single switch resonant induction heater”, *Industrial Electronics, 1992., Proceedings of the IEEE International Symposium on*, vol., no., pp.858–859 vol.2, 25–29 May 1992

# AND9166/D

## 用語集

誘導加熱 (Induction Heating)	IH	ゼロ電圧スイッチング (Zero Voltage Switching)	ZVS
交流 (Alternating Current)	AC	ゼロ電流スイッチング (Zero Current Switching)	ZCS
磁界強度 (Magnetic Field Intensity)	H	ハーフ・ブリッジ (Half-Bridge)	HB
磁束密度 (Flux Density)	B	疑似共振 (Quasi-Resonant)	QR
透磁率 (Permeability)	$\mu$	ジェネレータの観点からの回路インピーダンス (Impedance of the Circuit from the Generator Point of View)	$Z_{series}$
自由空間の透磁率 (Permeability in Free Space)	$\mu_0$		
相対透磁率 (Relative Permeability)	$\mu_r$		
起電力 (Electromotive Force) (EMF)	e	角共振周波数 (Angular Resonant Frequency)	$\omega_0$
磁束 (Magnetic Flux)	$\Phi$	品質係数 (Quality Factor)	Q
巻数 (Number of Turns)	N	共振周波数 (Resonant Frequency)	$f_{res}$
電流密度 (Current Density)	J	電流と電圧の間の位相差 (Phase between the Current and the Voltage)	$\phi$
導体表面での電流密度 (Current Density at the Surface of the Conductor)	$J_S$	絶縁ゲート型バイポーラ・トランジスタ (Insulated Gate Bipolar Transistor)	IGBT
表皮深さ (Skin Depth)	$\delta$	金属酸化物半導体 (Metal-Oxide-Semiconductor)	MOS
深さ (Depth)	d	バイポーラ・ジャンクション・トランジスタ (Bipolar Junction Transistor)	BJT
導体の抵抗率 (Resistivity of the Conductor)	$\rho$	パンチスルー (Punch Through)	PT
角周波数 (Angular Frequency)	$\omega$	ノンパンチスルー (Non Punch Through)	NPT
電気エネルギーから熱エネルギーに変換された電力 (Power Converted from Electrical Energy to Thermal Energy)	$\dot{Q}$	フィールド・ストップ技術 (Field Stop Technology)	FS
導体の等価抵抗 (Equivalent Resistance of a Conductor)	R		

ON Semiconductor及びONのロゴはSemiconductor Components Industries, LLC (SCILLC) 若しくはその子会社の米国及び/または他の国における登録商標です。SCILLCは特許、商標、著作権、トレードシークレット(営業秘密)と他の知的所有権に対する権利を保有します。SCILLCの製品/特許の適用対象リストについては、以下のリンクからご覧いただけます。[www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf](http://www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf)。SCILLCは通告なしで、本書記載の製品の変更を行うことがあります。SCILLCは、いかなる特定の目的での製品の適合性について保証しておらず、また、お客様の製品において回路の応用や使用から生じた責任、特に、直接的、間接的、偶発的な損害に対して、いかなる責任も負うことはできません。SCILLCデータシートや仕様書に示される可能性のある「標準的」パラメータは、アプリケーションによっては異なることもあり、実際の性能も時間の経過により変化する可能性があります。「標準的」パラメータを含むすべての動作パラメータは、ご使用になるアプリケーションに応じて、お客様の専門技術者において十分検証されるようお願い致します。SCILLCは、その特許権やその他の権利の下、いかなるライセンスも許しません。SCILLC製品は、人体への外科的移植を目的とするシステムへの使用、生命維持を目的としたアプリケーション、また、SCILLC製品の不具合による死傷等の事故が起こり得るようなアプリケーションなどへの使用を意図した設計はされておらず、また、これらを使用対象としておりません。お客様が、このような意図されたものではない、許可されていないアプリケーション用にSCILLC製品を購入または使用した場合、たとえ、SCILLCがその部品の設計または製造に関して過失があったと主張されたとしても、そのような意図せぬ使用、また未許可の使用に関連した死傷等から、直接、又は間接的に生じるすべてのクレーム、費用、損害、経費、および弁護士料などを、お客様の責任において補償をお願いいたします。また、SCILLCとその役員、従業員、子会社、関連会社、代理店に対して、いかなる損害も与えないものとします。SCILLCは雇用機会均等/差別撤廃雇用主です。この資料は適用されるあらゆる著作権法の対象となっており、いかなる方法によっても再販することはできません。

## PUBLICATION ORDERING INFORMATION

### LITERATURE FULFILLMENT:

Literature Distribution Center for ON Semiconductor  
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA  
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada  
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada  
Email: [orderlit@onsemi.com](mailto:orderlit@onsemi.com)

**N. American Technical Support:** 800-282-9855 Toll Free  
USA/Canada  
**Europe, Middle East and Africa Technical Support:**  
Phone: 421 33 790 2910  
**Japan Customer Focus Center**  
Phone: 81-3-5817-1050

**ON Semiconductor Website:** [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)

**Order Literature:** <http://www.onsemi.com/orderlit>

For additional information, please contact your local Sales Representative