

技術論文

磁気エネルギー回生スイッチ (MERS) を用いた高機能電源開発

Development of High-performance Power Supply Using Magnetic Energy Recovery Switch

福 谷 和 彦*
Kazuhiko FUKUTANI

抄 録

パワーエレクトロニクス技術による電気機器の高機能化、高効率化は産業界に飛躍的な発展をもたらしてきた。更なる生産性向上や製品の高品質化を目的として、電力変換機器である磁気エネルギー回生スイッチ (MERS) を用いた電源の力率制御・可変周波数制御機能について説明し、一定速誘導電動機駆動電源と誘導加熱装置電源への適用事例について紹介した。

Abstract

High performance and efficiency of an electrical appliance by development of power electronics technology brought rapidly growth to the industry. This paper presents a new power supply named MERS (Magnetic Energy Recovery Switch), which is to enable power factor control and variable frequency control for the aim of further productivity and high quality of a products. Experimental results to the motor applications which do not require variable speed operation and to a variable frequency induction heating by use of MERS are indicates.

1. 緒 言

近年のパワーエレクトロニクスの進展は、電力用半導体素子性能の飛躍的な向上に支えられ、電力制御機器の高機能化をもたらしてきた。一例として、電動機の高機能化を例に説明すると、鉄鋼業や他の産業分野において、当初は直流電動機の使用が主流であった。直流電動機を駆動する変換器としては、1960年代はM-G (Motor-Generator) セットであったが、サイリスタ素子の出現でサイリスタ・レオナードに変わってきた。直流電動機は、メンテナンス性に劣る、単機大容量化が困難である等の欠点を有し、制御技術や主回路技術等の要素技術の進歩とともにこれらを克服した交流ドライブ装置が1980年代の後半から採用されている。

交流ドライブも、当初は補機ドライブ用等の中・小容量機でトランジスタ・インバータが、圧延機の主機ドライブ用等の大容量機では、サイクロコンバータが用いられていたが、その後の電力用半導体素子の性能向上により、順次適用拡大し、現在では、中・小容量機ではIGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) インバータが、大容量機では、GCT (Gate Commutated Turn-off thyristor) や IEGT (Injection

Enhanced Gate Transistor) インバータ等の電圧型インバータが主流となってきている。

また、地球温暖化抑制の観点から産業界において誘導加熱技術¹⁾が注目されている。電気で加熱するためにクリーンな熱源であること、操作性や制御性に優れており、必要な部位のみ局所的に加熱することができることから、現在では欠くことのできない加熱方法となっている。鉄鋼業などで用いられる大容量の誘導加熱では、従来は単機大容量の構成に有利である電流型インバータが広く用いられてきており、周波数が低い (数 kHz) 応用ではサイリスタ素子を用いたインバータが一般的であったが、近年の電力用半導体素子の性能向上によって、IGBT デバイスを採用した電圧型インバータが主流となっている。数 10kHz 以上の高周波領域においても、IGBT や MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) などのデバイスを用いた電圧型インバータが採用されている。

このようなパワーエレクトロニクスの進展を享受し、鉄鋼業においても、電動機を始め製鉄現場で使用される電気機器の高機能化、高効率化を推進してきたが、ユーザーの視点から省エネルギー、省 CO₂ を更に加速して生産性の向上、鉄鋼製品の高機能・高品質化を進めていくためには、

* 設備・保全技術センター システム制御技術部 主幹 千葉県富津市新富 20-1 〒 293-8511

以下の取り組みが必要であると考える。

先ず電動機分野であるが、製造現場で大量に使用されている一定速度の誘導電動機は常に遅れ力率で運転するため無効電力が上位変圧器の大型化を招き、焼結ブロワなどの MW 級の大容量機になるとその損失が無視できず問題となる場合が多い。遅れ力率を改善する手段としては、進相コンデンサ、TCR (Thyristor Controlled Reactor)、STATCOM (STATic synchronous COMPensator) などがあるが、いずれも系統の受電点に設置することで受電電力の低減を目的としており、受電点以降での力率は改善できない。

次に誘導加熱分野においては、加熱負荷としての力率が極めて低いため、負荷と直列、若しくは並列に固定のコンデンサを接続して負荷側を共振状態とすることでインバータ電源の容量を小さくしている。しかるに、加熱電流の周波数は負荷のインピーダンスによってのみ決定されることから、被加熱材の形状や状態が変化した場合インピーダンスが大きく変動し、負荷での共振状態が維持できず適正な入熱量の確保が困難となり、最悪の場合はインバータ電源が過電圧となり電源遮断に至る。誘導加熱の特徴でもある加熱の制御性をより高めるためには、電流の大きさによる加熱量の制御のみではなく、負荷の状態に依存しない加熱電流の周波数制御機能が必要であると考えられる。

本文にて提案する磁気エネルギー回生スイッチ (MERS ; Magnetic Energy Recovery Switch)²⁾は、同様にパワーエレクトロニクスを用いた電力変換機器であるが、従来の電力変換機器と比較して、構成と制御が簡単であり、その制御方法によって、力率の制御による負荷電圧の制御、負荷電流の周波数制御が可能であることから、エネルギーの有効活用施策として、より多くの分野への適用が期待できると考えられる。

2. エネルギーの有効利用

鉄鋼業におけるエネルギー消費量は全製造業の約 20% を占めており、その内、電力化率は、約 40% 以上であることから、鉄鋼業における電気エネルギーの消費量は、全製造業の約 8% を占める。このような膨大なエネルギーを有効に活用することで、省エネルギー化や鉄鋼製品の高機能化、高品質化に向けた取り組みが必要である。

先ず、鉄鋼業におけるエネルギーの有効活用施策として、“力率の制御”、及び“負荷の周波数制御”の必要性について説明する。

2.1 力率の制御

交流回路には、誘導性のコイルや容量性のコンデンサからなるリアクタンス成分が含まれることから、電源電圧と負荷電流の間には位相差が発生する。この電圧と電流の同位相成分の積を有効電力、電圧と電流の位相が $\pi/2$ ずれた成分の積を無効電力と言う。有効電力は、電源から供給さ

れ、実際に負荷での運動エネルギーや熱エネルギーに変換されて消費される電力である。一方、無効電力は、電源から供給されたエネルギーがコイルのインダクタンス L に磁気エネルギー ($1/2 \cdot L \cdot i^2$) として、コンデンサ C に静電エネルギー ($1/2 \cdot C \cdot v^2$) として一次的に蓄積され、再び電源に戻る電力である。ここで、力率は (1) 式で定義される。

$$\text{力率} = \frac{\text{有効電力}}{\text{皮相電力}} = \frac{\text{有効電力}}{\sqrt{\text{有効電力}^2 + \text{無効電力}^2}} \quad (1)$$

つまり、力率とは、実際に負荷で消費される有効電力と、電源が供給する電圧と電流の積である皮相電力との比である。皮相電力は電源の電圧実効値と負荷の電流実効値との積であり、電源が供給できる電力容量を示す。無効電力は、他のエネルギーに変換されることなく、電源と負荷の間で移動を繰り返すのみであることから、力率とは、電源の有効利用率を示す値であるとも言える。従って、力率を制御することによって無効電力を低減できれば、回路の伝送損失が低減可能となり、電力利用率が向上する。

電力系統において、力率が悪い、即ち無効電力が増大すると電源容量が増大するとともに、系統の電圧低下を生じて系統の不安定性を招く。そのために、電力会社からの受電端において系統の電圧を維持して力率を制御する手法として、受電端で系統と並列に挿入する無効電力補償装置が一般的に用いられる。図 1 に代表的な可変インピーダンス型の無効電力補償装置の一例を示す。同図 (a) はコンデンサ制御型、(b) はリアクトル制御型、(c) はコンデンサ・リアクトル制御型を示す。これらの無効電力補償装置は、系統に並列に接続されるものであり、それ以降の系統のリアクタンスは補償できず系統末端負荷での力率を制御することは不可能である。

系統末端負荷での力率を制御するためには、負荷のインピーダンスを補償する装置を負荷に直列に挿入する必要がある。しかるに、負荷のインピーダンスは一定ではなく、例えば、機器の起動時と定常運転時においては、そのインピーダンスが異なり、定常運転時においてもインピーダンスは変動するのが一般的である。そのためには、可変インピーダンス機能を有する力率補償装置の導入が必須である。

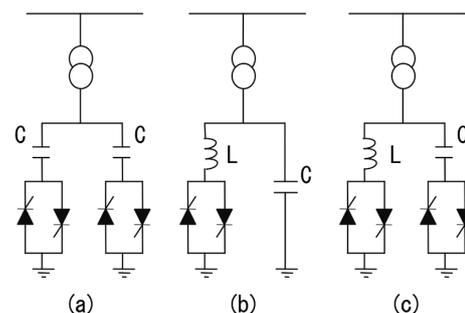


図 1 可変インピーダンス型無効電力補償装置
Type of reactive power compensation

2.2 負荷の周波数制御

鉄鋼業における鋼板等の加熱手段として、燃焼ガスを用いないクリーンなエネルギー源であり、制御性に優れ、局部加熱が可能である等の多くの特徴を有している誘導加熱が数多く用いられている。誘導加熱は、前述の特徴から、省CO₂化による地球温暖化防止、鉄鋼製品の高機能・高品質化、生産性向上対策として大きく期待できる。一方、加熱方式として見ると、誘導加熱は、加熱コイルが発生する磁束により被加熱材に発生する誘導電流と被加熱材の抵抗とにより生じるジュール加熱であることから、力率が極めて低い加熱方式である。

従って、電源容量を削減するために、負荷の力率改善を目的として、加熱コイルを含めた被加熱材の無効電力を補償する負荷との共振コンデンサ(力率調整コンデンサ)を設置している。図2に一般的な誘導加熱装置の設備構成を示す。

しかるに、負荷との共振コンデンサは固定コンデンサであることから、ダイナミックな周波数制御が困難であるといった問題点を有している。周波数のダイナミック制御が困難であることによる問題点を、鋼板の誘導加熱を例として以下に説明する。

(1) 被加熱材の材質や寸法変動に対応できない

鋼板の材質や寸法(厚み、幅)が変わると物性値が変動し、結果として鋼板のインピーダンスが変化する。従って、負荷との共振条件が変化することにより、安定した誘導加熱が困難となる。

(2) 鋼板の長手方向の周期的な温度偏差の解消が実現できない

加熱炉内での鋼板全体の昇温時、鋼板を支持するロールと接触する部位は他の部位と比較して温度低下をきたし、加熱炉から抽出された鋼板の長手方向にスキッドマークと呼ばれる約10mピッチの周期的な温度偏差部位が発生する。この温度偏差は鋼板の表層部に発生することから、従来の加熱電力制御では厚み方向での均一加熱が実現困難である。

(3) 鋼板の長手方向最先端・最尾端部の加熱が実現できない

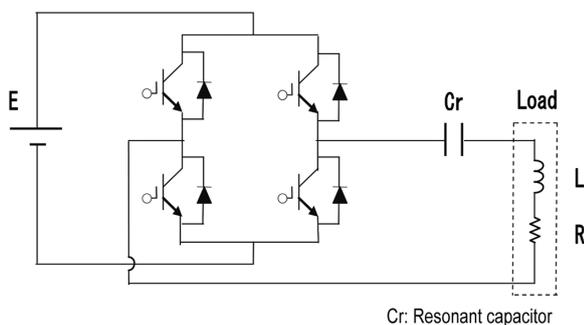


図2 誘導加熱装置の設備構成例
Conventional induction heating circuit

搬送中の鋼板の長手方向最先端・最尾端部では、加熱コイル間での鋼板位置が変動することから、負荷のインピーダンスが変動し、適正な入熱量の確保が困難となり、最悪の場合はインバータ電源の過電圧により電源遮断に至る。従って、インピーダンスが安定するまでは均一な加熱が不可能となり、鋼板の製造歩留りが低下する。

ダイナミックな周波数制御を実現するためには、従来の共振コンデンサを用いずに誘導加熱に必要な全容量を半導体変換器から出力するか、あるいは周波数の可変制御幅に応じて複数の電源を用意することが必要となる。これにより、従来の回路構成のままでは半導体容量と装置のサイズが大きくなり、結果的にコストアップとなることが予想される。特に、鉄鋼業で用いるような大容量誘導加熱装置においては、問題が顕著となり、現在までに周波数のダイナミック制御機能を有する誘導加熱技術は実現していない。

これまで述べてきたエネルギー有効活用施策としての、“力率の制御”、“負荷の周波数制御”を実現可能とする技術として、磁気エネルギー回生スイッチ(MERS)があり、次章でその原理、構成について説明する。

3. 磁気エネルギー回生スイッチ (MERS)²⁾

磁気エネルギー回生スイッチ(MERS)は、図3に示すように電源と負荷の間に直列に挿入し、負荷のインダクタンスに蓄積される磁気エネルギー(1/2Li²)を、内蔵するコンデンサに静電エネルギー(1/2Cv²)として回生する双方向の電流スイッチである。IGBTまたはMOSFETなど逆導通半導体スイッチを单相フルブリッジ構成とし、直流部に比較的小容量のコンデンサを接続し、交流側を回路に直列に接続することで、可変直列コンデンサとして動作する。この回路の特徴として、コンデンサの容量を比較的小さくし交流側のインダクタンスとの充放電により、コンデンサ電圧が毎サイクルゼロとなる期間を設けることが挙げられる。

3.1 MERSの動作モード

MERSの動作の基本は“たすきがけ”に配置している素子を対でON・OFFさせる。回路は上下対称となっている

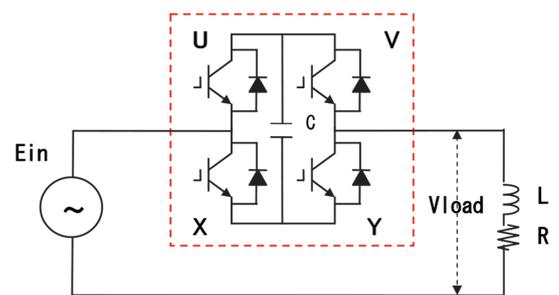


図3 磁気エネルギー回生スイッチ(MERS)の回路構成
Circuit configuration of MERS

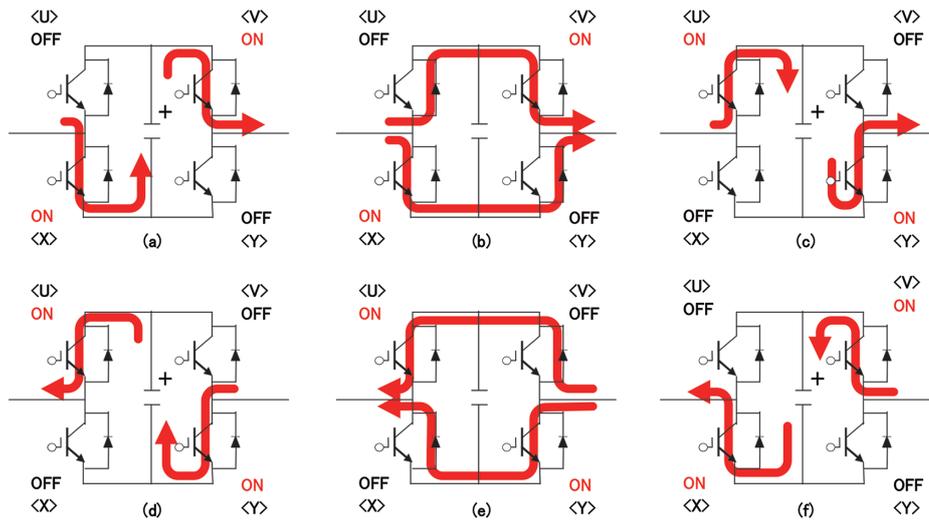


図4 MERSの動作説明
Possible current paths of MERS

ので、電流は双方向に制御可能である。図4に素子の状態と電流パスの関係を示す。

まず、コンデンサは充電されており、素子VとXはON状態であるとする(この時、素子UとYはOFF状態)。

- (1) 素子VとXはON(素子UとYはOFF)状態であるのでコンデンサは放電を開始し、電流は図4(a)の方向に流れ始める。
- (2) コンデンサの電圧がゼロになると素子UとYのダイオードが逆電圧ではなくなるために導通し、図4(b)のように電流は2つのパスで並列導通する。この期間に素子UとYをONしておく。
- (3) 次に、図4(c)に示すようにコンデンサ電圧がゼロの状態です素子VとXをOFFすると電流は素子UとYを流れ、コンデンサを充電して減少しゼロとなる。
- (4) コンデンサが充電を完了すると、素子UとYはON状態であるので、図4(d)に示すように電流は逆方向に放電を開始する。
- (5) コンデンサの電圧がゼロになると素子VとXのダイオードが逆電圧ではなくなるために導通し、図4(e)のように電流は2つのパスで並列導通する。この期間に素子VとXをONしておく。
- (6) 次に、図4(f)に示すようにコンデンサ電圧がゼロの状態です素子UとYをOFFすると電流は素子VとXを流れ、コンデンサを充電して減少しゼロとなる。

この時、各素子の状態は(1)と同じであり、以降は(1)以降の動作を繰り返す。

上述したように、各素子がスイッチの状態をONからOFFに切り替える時は各素子の電圧は必ずゼロの状態であり、ゼロ電圧スイッチングでのターンオフを実現する。また、各素子に電流が流れ始めるのは、状態(1)から(2)、及び状態(4)から(5)に変わる時であり、電流は緩やかに立ち上がりゼロ電流スイッチングでのターンオンを実現するこ

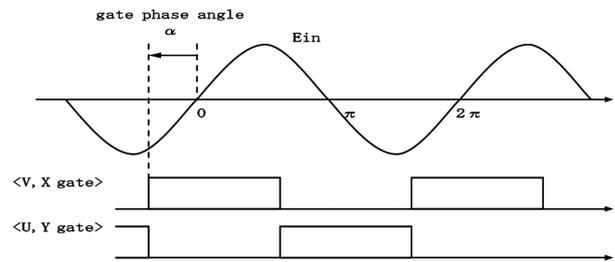


図5 MERS 半導体素子のゲート信号
Gate phase angle of MERS semi-conductor device

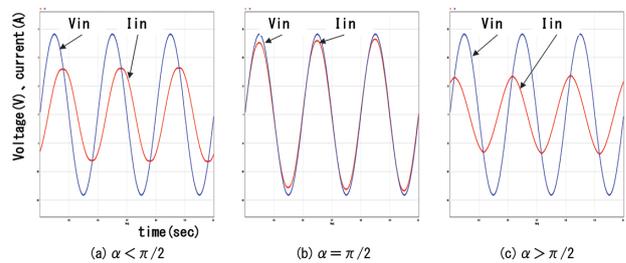


図6 力率制御
Power factor control by the change of phase angle

とからスイッチング時の損失は極めて低い。

3.2 力率の制御

上述したMERS回路を用いた力率制御の方法について述べる。図3の回路構成において、図5に示すように入力電源(Ein)のゼロクロス点に対して各半導体素子のゲート位相角 α (素子のオン、オフタイミング)を制御することによって入力電圧に対する入力電流の位相差、即ち、電源の力率制御を実現できる。

今、ゲート位相角 α が、(a) $\alpha < \pi/2$, (b) $\alpha = \pi/2$, (c) $\alpha > \pi/2$ の各々のケースの時の入力電圧と入力電流の関係を、図6(a)~(c)に示す。同図(a)は遅れ力率($\alpha = 30^\circ$)を、(b)は力率=1($\alpha = \pi/2$)を、(c)は進み力率($\alpha = 150^\circ$)を示している。

即ち、素子のゲート位相角を制御することは MERS 回路のコンデンサの充・放電タイミングを制御することであり、これによって入力電圧に対する入力電流の位相が決定されることになる。

ところで、図 3 に示す MERS 回路構成図において、負荷電圧 (Vload) は、次式となる。

$$V_{load} = E_{in} + V_{mers} \quad (2)$$

ここで、 E_{in} : 入力電源電圧

V_{mers} : MERS 回路に発生する電圧

また、 V_{mers} は次式で表わせる。

$$V_{mers} = E_{in} \cdot (\omega L/R \cdot \sin \alpha - \cos \alpha) \cdot e^{j\alpha} \quad (3)$$

ここで、 L : 負荷のインダクタンス、 R : 負荷の抵抗、

α : 素子のゲート位相角、 ω : 電源の角周波数

従って、負荷電圧 (Vload) は、次式となる。

$$V_{load} = E_{in} + E_{in} \cdot (\omega L/R \cdot \sin \alpha - \cos \alpha) \cdot e^{j\alpha} \quad (4)$$

負荷電圧の絶対値は、次式となる。

$$V_{load} (abs) = E_{in} \cdot \sin \alpha / \cos \theta \quad (5)$$

ここで、 θ : 負荷の力率 ($\tan^{-1}(\omega L/R)$)

(5) 式は、ゲート位相角 α によって負荷電圧の大きさを制御可能であることを示している。これは、MERS 回路が負荷に対して直列に挿入されていることから、系統のリアクタンス電圧を補償することで電圧を発生させ、負荷端での電圧を補償する可変インピーダンス型無効電力補償装置に他ならない。

3.3 周波数の制御

ここでは、周波数の制御方法について説明する。

MERS は、その回路構成から半導体スイッチで制御された直列コンデンサと見ることができる。即ち、半導体スイッチのゲートオン・オフタイミングを制御することによって、コンデンサの充・放電タイミングが制御可能となり、負荷側から見た場合には、MERS が可変コンデンサ機能を有していることになる。これは、MERS の半導体スイッチのゲートオン・オフ制御によって負荷の周波数が制御できることに他ならない。これまでは、MERS の交流端子部に交流電源を接続した、所謂電圧源としてその機能について説明してきたが、MERS のコンデンサには常に正極性の電圧が発生することから、コンデンサの両端に直流電源を接続し、交流端子部にインダクタンス負荷を接続した電流源としての双対回路を考える。

図 7 は図 3 の MERS の双対回路を示す。動作モードは 3.1 項に記載した内容と同様である。ここで、半導体スイッチ U と Y、及び V と X を対とした各々のゲート信号の周波数を制御することによって、負荷に流れる電流の周波数を制御することができる。また、コンデンサ電圧は毎サイクル、ゼロ電圧まで変動することから電流源的にコンデンサを充電する必要があり、図 7 に示すように直流リアクトル (DCL) を介してサイリスタブリッジに接続して、電流型直流リン

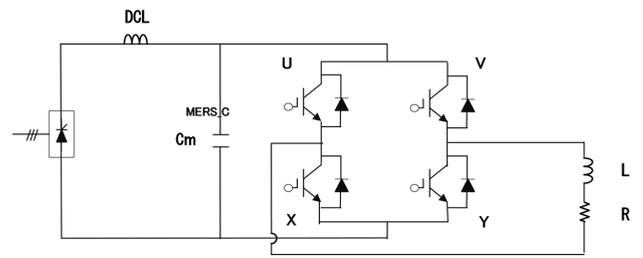


図 7 可変周波数型 MERS 回路構成
Circuit configuration of variable frequency MERS

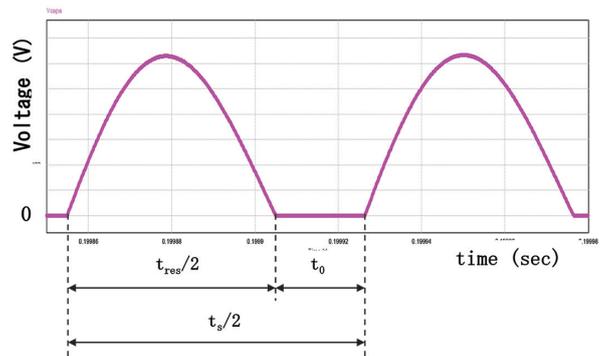


図 8 MERS コンデンサ電圧波形
Voltage waveform of MERS capacitor

ク構成とすれば良い。

3.3.1 可変周波数範囲

MERS 回路を用いたゼロ電圧スイッチングを実現可能とする周波数可変範囲について説明する。図 8 に MERS コンデンサ電圧の波形の一例を示す。MERS コンデンサ電圧がゼロの期間を t_0 とすると、次式が成り立つ。

$$t_0 = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{f_s} - \frac{1}{f_{res}} \right) \quad (6)$$

ここで、 f_s : 半導体スイッチのスイッチング周波数

f_{res} : 負荷の共振周波数

半導体スイッチ U、Y、及び V、X は MERS コンデンサの電圧がゼロの時にスイッチングを行うことから、ゼロ電圧スイッチングを実現するためには以下の条件を満足する必要がある。

$$f_s \leq f_{res} \quad (7)$$

即ち、ゼロ電圧スイッチングで可変周波数を実現するためには、スイッチング周波数は負荷の共振周波数を上限とする必要がある。次に周波数の下限について説明する。

今、抵抗 $R=200\text{m}\Omega$ 、インダクタンス $L=20\mu\text{H}$ の負荷を周波数 $f_s=10\text{kHz}$ で誘導加熱する場合を検討する。共振周波数が $f_{res}=10.3\text{kHz}$ ($>f_s$) となるように MERS コンデンサを $C_m=12\mu\text{F}$ と選定する。この定数にて周波数 f_s を減少していった場合の加熱電流と MERS コンデンサ電圧の波形を図 9 に示す。

図 9 において、(a) は $f_s=10\text{kHz}$ 、(b) は $f_s=6\text{kHz}$ 、(c) は

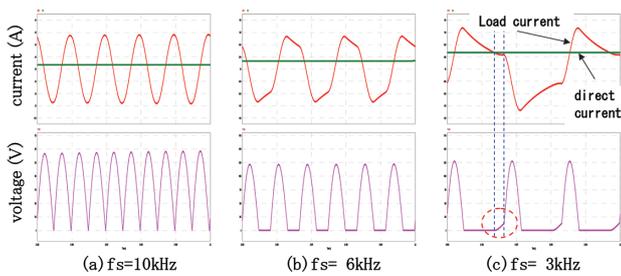


図9 加熱電流とMERSコンデンサ電圧波形
Coil current and voltage waveform of MERS capacitor

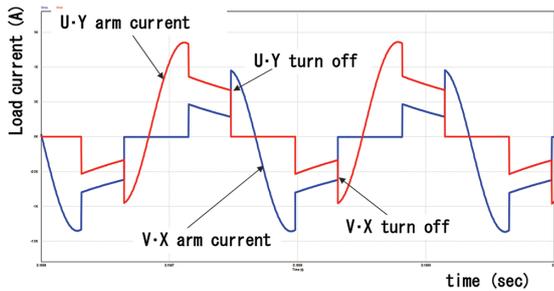


図10 スイッチングオフ時の素子電流波形
U-Y(V-X) arm device current waveform at device turn off

$f_s=3\text{kHz}$ の波形を示す。(a)、及び(b)は上限周波数である共振周波数以下であるので、ゼロ電圧スイッチングで動作していることが判る。

しかし、ゼロ電圧期間においては、図4の(b)、(e)に示すように、加熱電流は負荷とMERS回路の間を還流しており、負荷の時定数で減衰してくる。減衰した加熱電流が入力直流電流を下回ると、この直流電流がMERSコンデンサを充電することとなり、スイッチングオフ時にMERSコンデンサはゼロ電圧ではなくなる。この様子を同図(c)に示す。従って、下限周波数は、“入力直流電流 \leq 加熱電流”を満足する周波数で決定される。

3.3.2 スイッチング損失の低減

これまで述べてきたように、MERS回路は半導体素子のスイッチングオフ時に素子にかかる電圧はゼロとなるので従来方式のようにスイッチング時に発生するサージ電圧が殆どないことから、素子に過剰な電圧定格をもたせる必要がない。また、スイッチングオン時の素子電流は緩やかに立ち上がるゼロ電流ターンオンであること、加えて、図10に示すようにスイッチングオフ時は、加熱電流は還流状態であり、上下の半導体素子と負荷の間を並列に流れることから、スイッチングオフ時の遮断電流は、定格の約1/2の電流となる。以上より、MERS回路のスイッチング損失は従来方式に比べて大幅に低減し、高効率な電源を実現できる。

4. 実験結果

前章で説明したMERSが保有する機能である(1) 力率

制御の誘導電動機への適用、及び(2) 周波数制御の銅板誘導加熱への適用結果について紹介する。

4.1 電動機制御への適用³⁾

MERSを、2台並列運転している全電圧起動55kWの誘導電動機に適用し、その起動特性の改善と運転時の力率改善結果について説明する。試験回路構成を図11に示す。

電動機は送水ポンプ用であり常時2台並列運転している。各々の電動機は、三相400V、55kWであり、Motor2側の主回路にMERS回路を適用した。即ち、MERSの力率制御により、Motor2に流れる電流を進み位相とし、Motor1の遅れ位相電流と相殺させることで、入力電源から見た力率1運転を実現させる。MERSコンデンサはMotor2のインダクタンスとの共振条件、及び高調波電流が最小となるように設計し $C_m=1.6\text{mF}$ とした。図12にMERSの制御フローを示す。ゲート位相角 α はMERS出力電圧を離散フーリエ変換(DFT)して得た基本波成分で制御する。力率1運転の結果を図13に示す。入力電圧 V_{in}

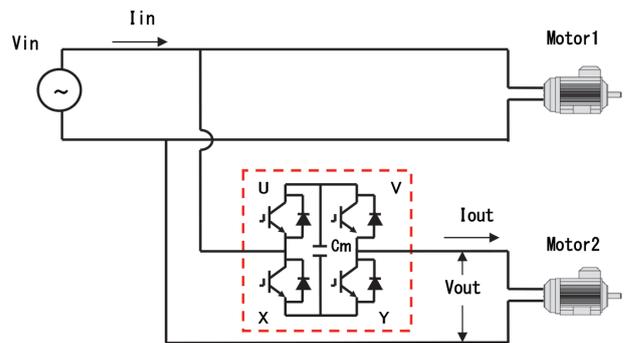


図11 誘導電動機の試験回路構成
System configuration of experimental induction motor

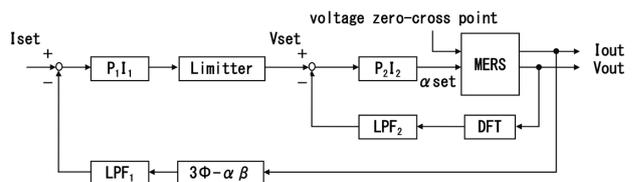


図12 MERS制御ブロック図
Control block diagram of MERS

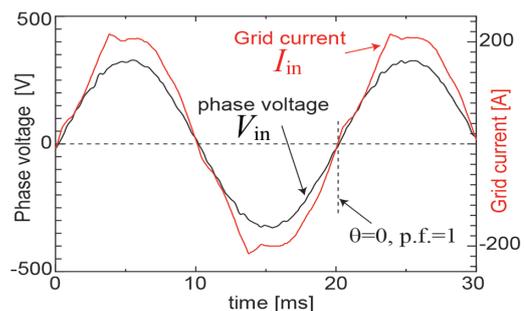


図13 定常時運転特性(力率1)
Characteristics of steady state operation (power factor=1)

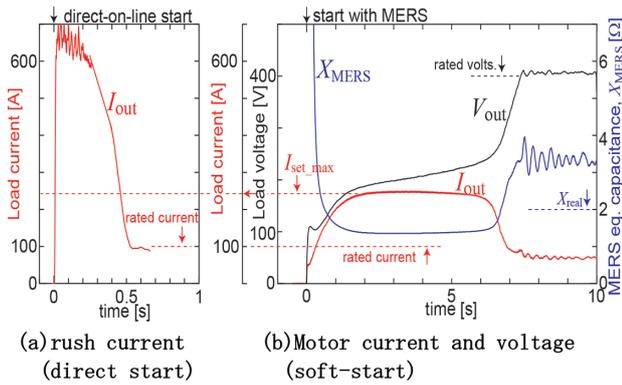


図 14 誘導電動機起動時の特性
Stating characteristics of induction motor

と入力電流 I_{in} は同位相となっており、力率 1 運転が実現できている。

また、MERS は (5) 式のように半導体素子のゲート位相角 α を制御することによって負荷電圧の大きさを制御できることから、Motor2 の起動方法を全電圧起動からソフトスタート起動に変更した試験も併せて実施した。図 14 にソフトスタート起動時の運転結果を示す。同図 (b) の V_{out} 、及び I_{out} は Motor2 の入力電圧、及び入力電流である。起動電流が 250A を超えないようにゲート位相角 α を制御することで MERS キャパシタンス X_{mers} ($1/\omega C_m$) を変化させ、 V_{out} を徐々に増加させてソフトスタートを実現した。同図 (a) には従来の全電圧起動時の起動電流を示している。

2 台並列運転している誘導電動機の 1 台に MERS を適用することによって、力率 1 運転の実現により電源電流が 2 台合計で 190A から 148A に低減でき、上位変圧器の損失低減も可能となった。加えて、ソフトスタートの実現によって起動電流を定格電流の約 7 倍から 2.4 倍へと 65% 低減することで、起動時の電動機への負担を軽減可能であることも判明した。

4.2 誘導加熱への応用^{4,5)}

次に、MERS 回路を用いたステンレス鋼板の幅方向端部誘導加熱実験結果について説明する。被加熱材であるステンレス鋼板の仕様を表 1 に示す。実験は図 15 に示す可変周波数型 MERS 回路を用いて行った。

試作した可変周波数型 MERS 電源は、容量 90kVA (出力電圧 900V/出力電流 100A) であり、周波数可変範囲は $f_s=150\text{Hz} \sim 1000\text{Hz}$ として設計した。MERS 回路は直流リアクトルの代わりにダイオードブリッジの AC 側にリアクトルを置き、そのリアクトルは主変圧器の漏れインダクタンスとして主変圧器と兼ねる構成とした。また主変圧器の一次側にサイリスタ交流電力調整装置を設け、MERS 回路の出力電流をフィードバックして電圧調整を行うことで負荷電流制御を行うこととした。

ステンレス鋼板の端部を加熱する加熱コイルと被加熱材

表 1 ステンレス鋼板仕様
Specifications of stainless steel plate

Material	Items	Spec.	Items	Spec.
Stainless steel	Thickness (mm)	10	Electric conductivity	1.250×10^6
	Width (mm)	300	Permeability	1
	Threading-speed (mpm)	5	Steel density	7930
	Initial temp. (°C)	25	Thermal conductivity	13.51
	Room temp. (°C)	25	Heat-transfer coefficient	25.8

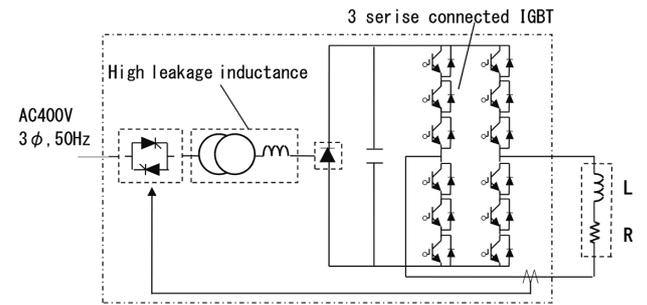


図 15 可変周波数型 MERS 回路構成⁴⁾
System configuration of MERS experimental power supply

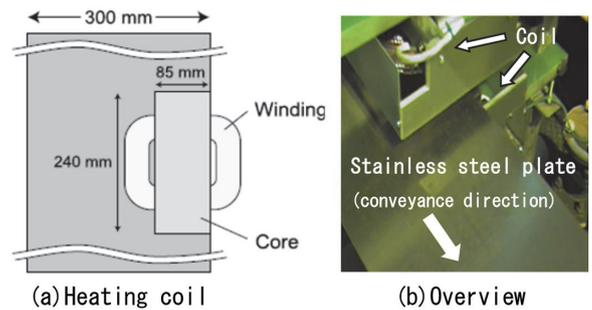


図 16 加熱コイルと設置状況図
Experimental facilities for stainless steel strip induction heating

であるステンレス鋼板との位置関係を図 16 に示す。加熱コイルのインダクタンスは、負荷時 1.19mH (無負荷時 3.06 mH) であり、無負荷の状態においてもゼロ電圧スイッチングを実現するために、式 (7) より MERS コンデンサ容量は $7.5\mu\text{F}$ とした。

4.2.1 加熱試験結果

負荷状態を一定として加熱中にスイッチング周波数を 175Hz, 475Hz, 1000Hz とステップ的に変更した時の加熱電流、有効電力、皮相電力の結果を図 17 に示す。スイッチング周波数の変化に対しても電流は一定に制御できており、スイッチング周波数が高くなるにつれて負荷抵抗は増加することから有効電力も増加していることが判る。

図 18 は、図 17 の実験結果に示すスイッチング周波数における出力電圧と電流波形である。図 18 から出力電圧の

ゼロ電圧期間が変わることで、ゼロ電圧スイッチングでの可変周波数を実現していることが判る。

次に、試作した可変周波数型 MERS 電源を用いたステンレス鋼板の誘導加熱結果について説明する。

図 19 は、加熱電流を 75A 一定として誘導加熱途中で周波数を 175Hz, 475Hz, 1000Hz とダイナミックに変更した場合のステンレス鋼板の幅方向昇温特性を示す。加熱周波数の増加により端部の昇温特性を制御可能となる。

また加熱周波数による加熱温度分布制御の可能性について記す。図 20 にスイッチング周波数を制御した時の温度上昇量の板幅方向分布を示す。加熱電流は全てのスイッチング周波数で 40A とした。また温度上昇量は加熱前の温度(幅方向で均一)からの上昇量であって、725Hz での最高温度上昇値を 100%として示している。スイッチング周

波数が高いほど板端部を集中的に加熱し、スイッチング周波数が低くなると中央部まで比較的平坦な分布で加熱することからスイッチング周波数によって板幅方向の温度分布制御が可能であることを示している。

更に、ステンレス鋼板の長手方向最先端部の温度制御結果について説明する。上下の加熱コイル間にステンレス鋼板が無い(無負荷)状態で、725Hz/100A を加熱コイルに通電して誘導加熱を開始した結果を図 21 に示す。図 21 の時刻 2.5sec 付近で被加熱材の先端部がコイル中心付近を通過した。運転開始直後の無負荷状態から負荷状態までスイッチング周波数は 1000Hz 一定のまま一定電流を維持しており、加熱開始時点から加熱コイルに電流が流れステンレス鋼板が加熱コイル間に挿入された時点で最先端部から誘導加熱が実現できていることが判る。従来の負荷との共振方式の誘導加熱では、上下の加熱コイル間への被加熱

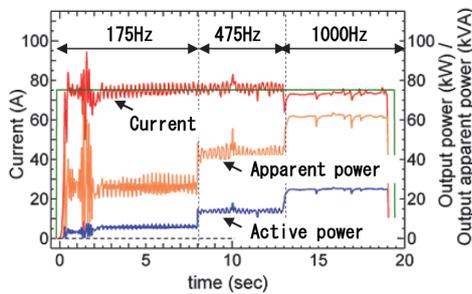


図 17 周波数可変時の電流・電力特性⁴⁾

Load current, coil input active power and apparent power while frequency was changed sequentially

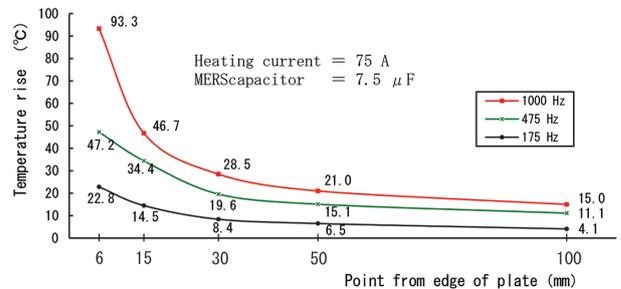


図 19 周波数変更時のステンレス鋼板の幅方向昇温特性⁵⁾
Temperature rise along width direction of stainless steel strip

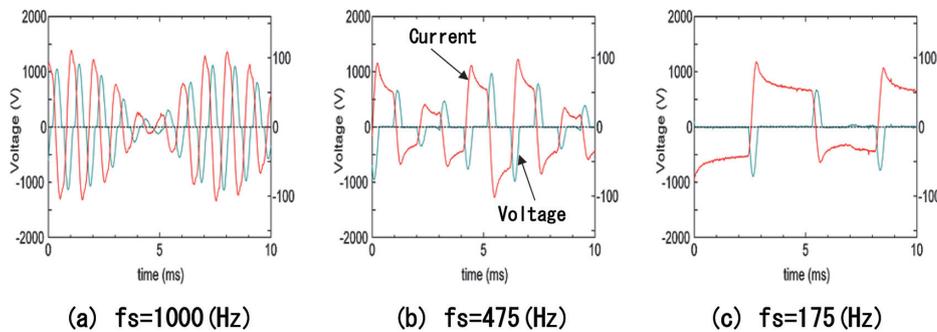


図 18 周波数可変時の加熱電流・電圧波形⁴⁾

Load voltage and current waveform at the time of frequency change

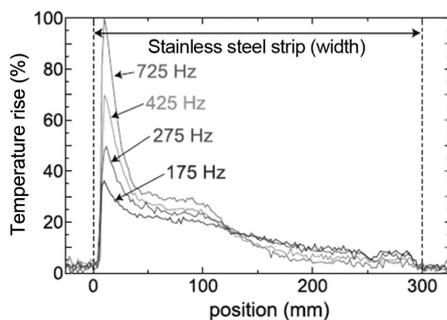


図 20 板幅方向の加熱温度分布⁴⁾

Temperature rise distribution along width direction of the stainless steel strip with several frequencies

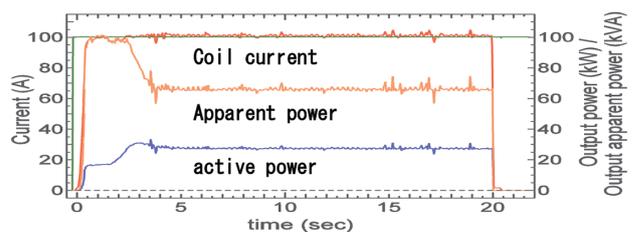


図 21 加熱開始から終了までの電流・電力特性⁵⁾

Coil current, coil input active power and apparent power with fixed set-point of frequency and current

材の有無によって負荷のインピーダンスが急変することから共振条件が確保されず、電源から加熱コイルへの電流供給が困難となり、鋼板の最先端部では誘導加熱が不可能であったが、MERS 方式では被加熱材との共振方式ではないことから、これを可能とすることが確認できた。

以上の結果から、誘導加熱電源として可変周波数型 MERS 電源を用いることにより、以下の知見を得た。

- (1) 電源損失低減による加熱効率の向上
- (2) 幅・厚み方向の加熱温度分布制御の実現
- (3) 被加熱材の全長、全幅にわたる均一加熱の実現

誘導加熱の特徴である加熱制御性を更に高め、従来では実現が困難であった新たな誘導加熱方式が実現可能となる。しかるに、可変周波数方式とすることで、負荷側に共振コンデンサを持たないことから負荷電流は全て MERS 電源を流れることになり半導体容量は増大する。半導体素子性能の飛躍的な向上によって、高性能なデバイスが比較的容易に入手できる環境になってきているが、製造現場での適用を拡大していくためには電源容量を低減していく必要がある。

4.2.2 MERS 電源容量の低減

負荷側に疑似共振コンデンサを設置することで、MERS 電源から見た負荷のリアクタンス成分を低減することによって電源の容量低減が可能である。一例として、抵抗 $R=200\text{m}\Omega$ 、インダクタンス $L=20\mu\text{H}$ の加熱負荷に対して、周波数を 10kHz から 8kHz まで可変可能な 200kW の MERS 電源について検討する。図 22 に容量を低減した可変周波数 MERS 電源の回路構成を示す。疑似共振コンデンサ容量と MERS コンデンサ容量は、8kHz から 10kHz の範囲でゼロ電圧スイッチングとなるように各々 $30\mu\text{F}$ 、 $20\mu\text{F}$ とした。表 2 に示すように MERS 電源容量は 10kHz 時は

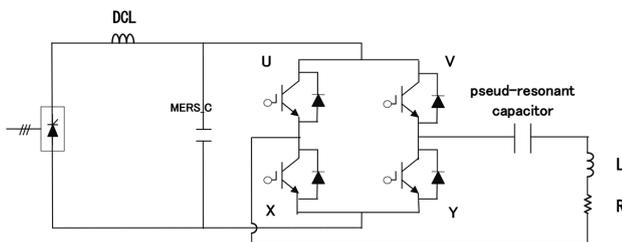


図 22 容量低減時の可変周波数型 MERS 電源回路構成
Circuit configuration with pseudo-resonant capacitor

表 2 容量低減シミュレーション結果
Simulation result of capacity reduction

Frequency (kHz)	MERS		MERS with pseudo-resonant C	
	Load current (A)	Capacity (kVA)	Load current (A)	Capacity (kVA)
10	1000	1270	1000	750
8	1155	1380	1155	540

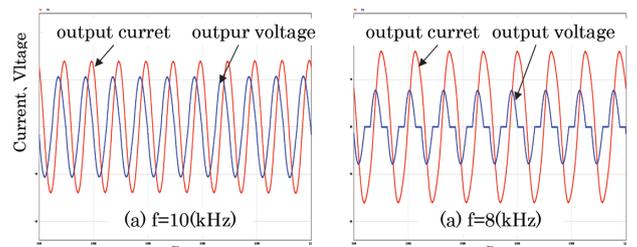


図 23 周波数可変時の MERS 出力電流、電圧波形
Current and voltage waveform of MERS at the time of frequency change

40%、8kHz 時では 60% 低減可能である。いずれの場合においても図 23 に示すようにゼロ電圧スイッチング機能は維持できており低損失の電源となる。

5. 結 言

システムの力率制御、及び負荷電流の周波数制御機能を有する高機能電源としての MERS 電源回路について説明した。提案する MERS 電源の性能評価試験を行い、誘導電動機の力率制御による省エネルギー化、及び誘導加熱電源の周波数制御による高効率で加熱制御性向上の可能性を得た。

パワーエレクトロニクスの進展を背景として、省エネルギー化や低環境負荷化に加え、高い制御性による製品の品質向上、品質造り込み技術として MERS 技術の産業界での活用が期待される。

参考文献

- 1) 橋本栄二：特集：電気加熱概論. エレクトロヒート. (149), 1-7 (2006)
- 2) Takaku, T., Isobe, T., Narushima, J., Tsutsui, H., Shimada, R.: Power Factor Correction Using Magnetic Energy Recovery Current Switches. 電学論 D. IEEJ Trans. IA. 125 (4), 372-377 (2005)
- 3) 加藤修平, 横田健, 福谷和彦, 上之俊昭：磁気エネルギー回生スイッチによる一定速度誘導電動機のソフトスタートと力率 1 運転. 日本鉄鋼協会 熱経済技術部会, 熱 113-自 1, 2010
- 4) 磯部高範, 北原忠幸, 福谷和彦, 嶋田隆一：MERS ソフトスイッチング高周波インバータによる可変周波数誘導加熱電源. 電学論 D. IEEJ Trans. IA. 130 (10), 1123-1130 (2010)
- 5) 福谷和彦, 梅津健司, 伊藤健郎, 磯部高範, 北原忠行, 嶋田隆一：製鉄プロセスにおける可変周波数型誘導加熱の検討. 電学論 D. IEEJ Trans. IA. 130 (10), 1131-1138 (2010)



福谷和彦 Kazuhiko FUKUTANI
設備・保全技術センター
システム制御技術部 主幹
千葉県富津市新富20-1 〒293-8511