

# 多機能インバータ

稲熊幸雄\*

## Multifunction Inverter

### — Inverter with Voltage Booster Ability and Motor Drive Feature —

Yukio Inaguma

#### Synopsis

Hybrid electric vehicles (HEVs) have spread greatly and electric vehicles ( $EV_s$ ) will also appear soon in the market to meet an environmental problem. The electric power range of the electric drive-system used in the HEVs is several ten kW to 100 kW. The cost down of the electric drive system is very important because it is relatively high cost in the present HEVs.

The electric drive system consists of three elements; a battery, an inverter and a motor. It has been mainly conducted until now to cut the cost of each element. However, it has become difficult to cut down each element further. Therefore it is needed now to down cost as the electric drive system by the improvement of the control method for example.

It is preferable that the battery is used in low voltage and high current. On the other hand, the motor and inverter are preferable in opposite condition, high voltage and low current. To adapt these opposite characters, a booster is installed between the battery and the inverter in the present HEVs. By this method, the battery, the inverter and the motor can be down-sized, and consequently the system cost can be cut.

We have been researching a multifunction inverter for the purpose of the further cost-downing of the electric drive system. The multifunction inverter is the system which can control the boosting voltage and motor drive simultaneously. In this paper, the multifunction inverter system is introduced.

## 1. まえがき

環境問題を契機にハイブリッド車が本格的に実用化され、さらに電気自動車の実用化を目前にしている。これらに使用される電動駆動系は数十 kW から 100 kW を超えるサイズである。車両駆動の用途では車両価格に対して、電動駆動系の占める割合が大きく、その価格低減が重要な開発項目になる。そのため、駆動系の各構成要素において、低価格化のための開発研究が主に進められてきた。しかし、要素単体での開発では限界に近くなり、更なる価格低減にはシステムとしての研究開発が重要になって来ている。

電動駆動系は Fig.1 に示すように主要要素の電池とインバータとモータによって構成される。各要素と価格について見てみると、Fig.2 に示すように電池は低電圧大電流が得意な要素である。一方、モータとインバータは逆に高電圧小電流が得意である。このそれぞれの特徴を利用して Fig.3 に示すように、電池とインバータの間に昇圧器を設け、システムとしての価格削減が提案され、ハイブリッド車に採用されている<sup>1)</sup>。

このシステムにおいて昇圧器を入れることによって部品点数は増えるが、電池、インバータ、モータが小形・低価格になり、システム全体として低価格になっている。

2011年6月13日受付

\*大同大学工学部電気電子工学科 (Department of Electrical and Electronic Engineering School Engineering Daido University)

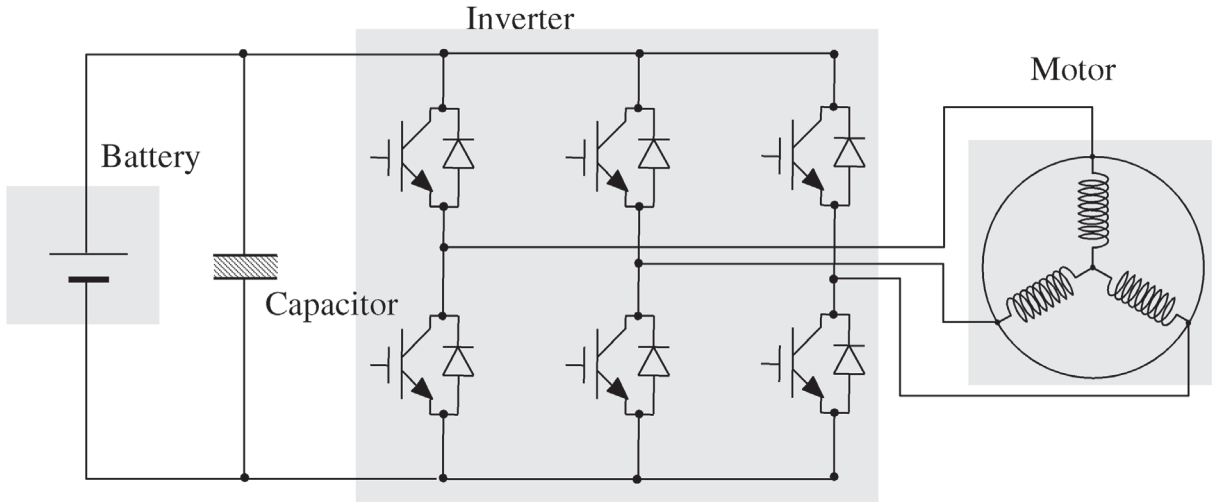


Fig. 1. Basic structure of Motor drive-system.

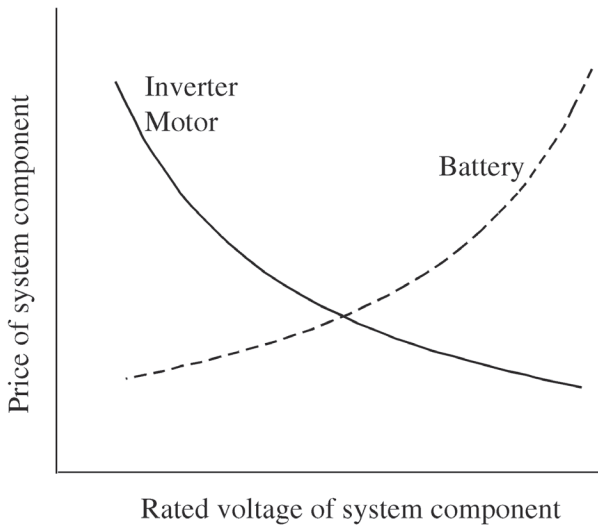


Fig. 2. Influence of rated voltages on each price of a battery, an inverter and a motor.

しかし、さらなる低価格化には昇圧器の増設は避けたい。その解決策の一つが昇圧制御とモータ制御を同時に行うことが可能な多機能インバータである<sup>2),3)</sup>。本論文では我々も研究を進めている、多機能インバータについて紹介する。

## 2. 多機能インバータの原理

### 2. 1 回路構成

多機能インバータの構成を Fig.4 に示す。主要構成要素は Fig.1 の従来インバータと同じであるが、モータの中性点とインバータの負母線の間に電池を設置しているところが特徴である。

モータを3相巻き線を3個のインダクタンス（モータの漏れ磁束）と捉えて構成を整理すると、モータの逆起

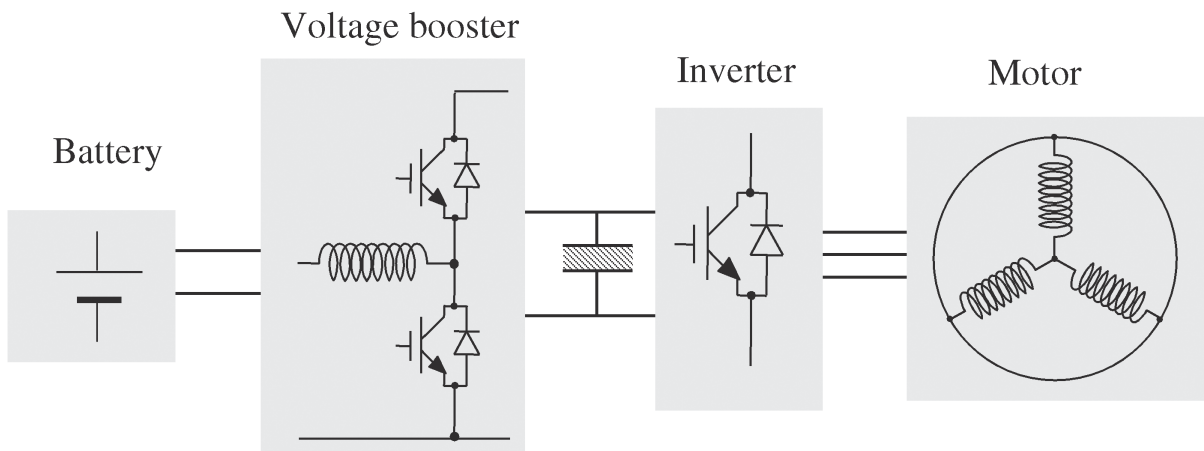


Fig. 3. Motor drive system which has a voltage booster.

電力があるものの広く用いられている Fig.5 の両方向性の昇圧器の3並列構成である。この構成によって、電圧の異なる電池とコンデンサ間のパワーの流れが調整可能になり、昇圧が達成できる。

また、Fig.6 のように電池を取り除いて考えれば、コンバータになる。無論、この回路ではコンデンサエネルギーがなくなれば運転はできなくなるが、上記の昇圧器により電池からコンデンサへのパワーの供給があれば持続的な運転が可能になる。このパワーの調整によってコンデンサの電圧が制御でき、インバータを電池電圧より高圧のレベルで運転できる。

## 2. 2 動作原理

多機能インバータは三角波比較の通常のPWM（パルス幅変調）で運転される。通常のインバータでは、交流の変調波には三角波の搬送波の中心を零とする正弦波が用いられる。多機能インバータでは正弦波の中心を積極的にオフセットさせている。

オフセット量を  $D_i$  として、 $D_i=0$  の状態が Fig.7 の上段である。これは通常のPWMであるが、この場合の変調波の平均的な値を考えてみる。コンデンサ電圧を  $V_c$ 、電池電圧  $E_b$  とすると、インバータの出力平均電位  $V$  は次式になる。

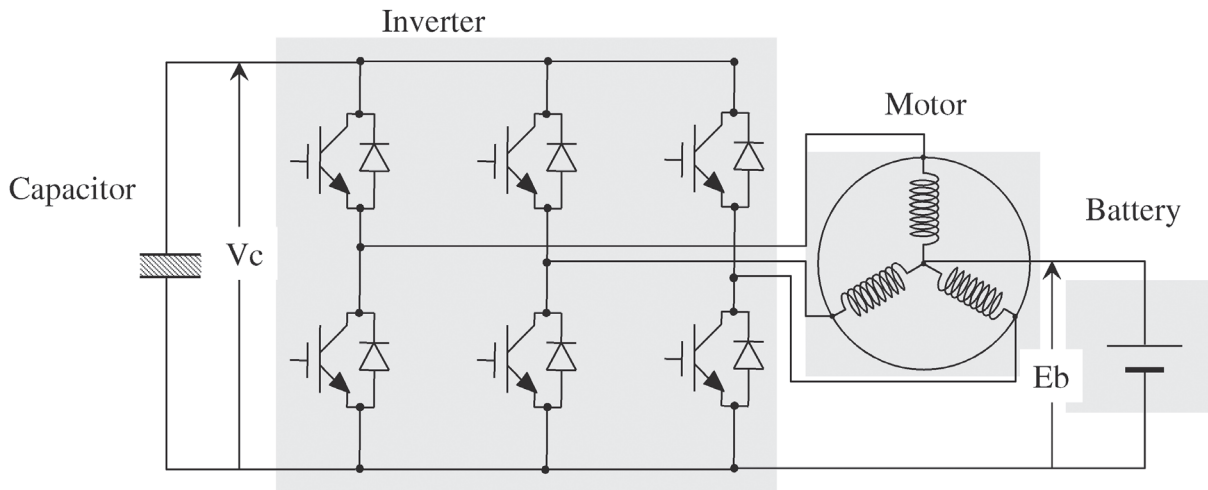


Fig.4. Structure of the multifunction inverter.

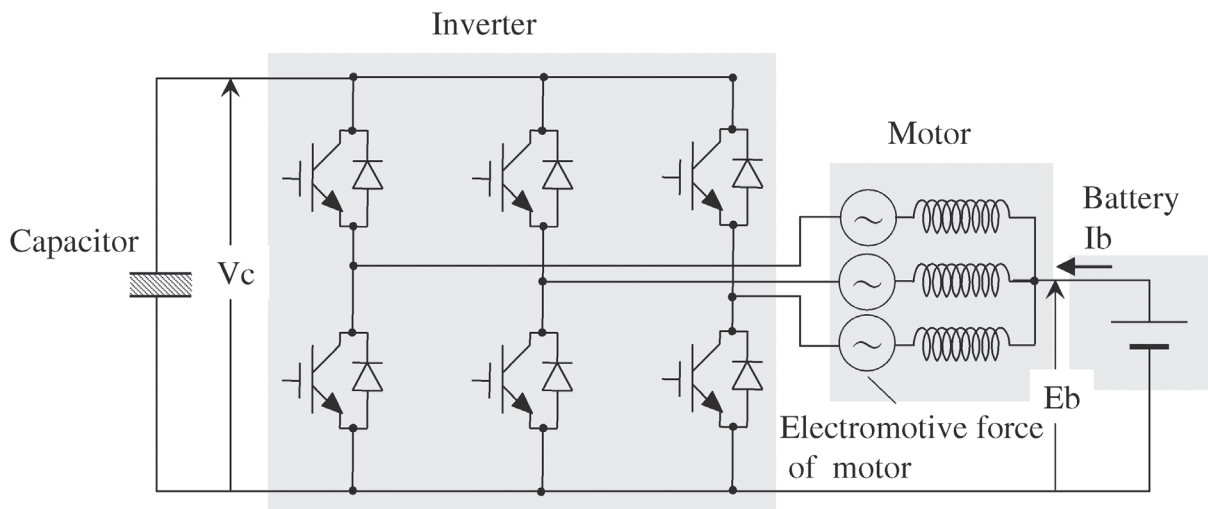


Fig.5. Operation of boosting voltage by multifunction inverter.

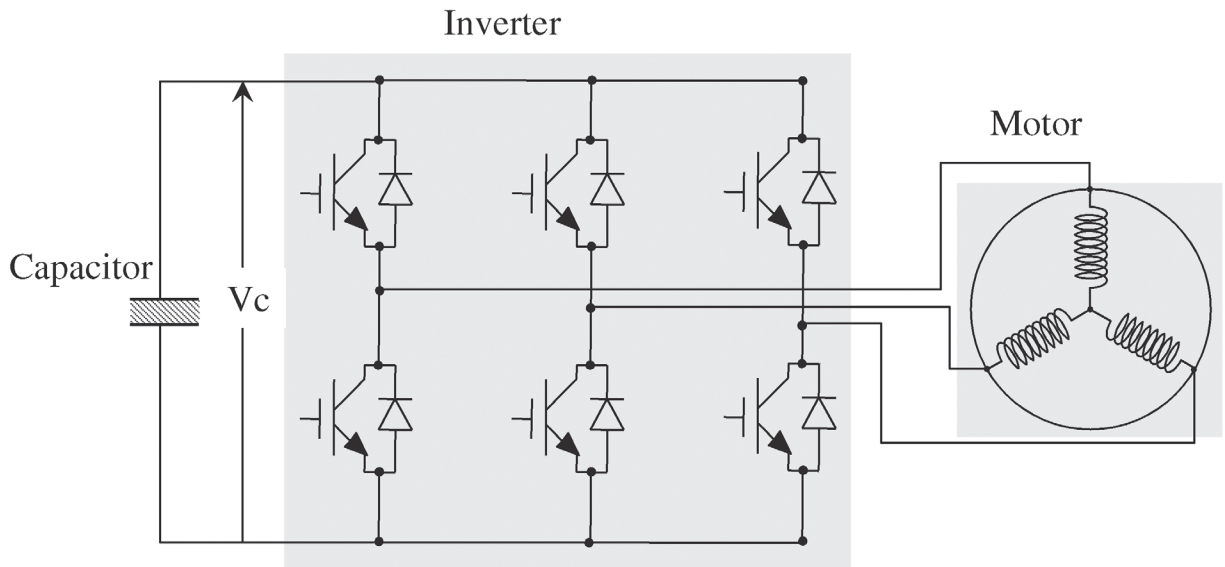


Fig.6. Operation of a motor drive with multifunction inverter.

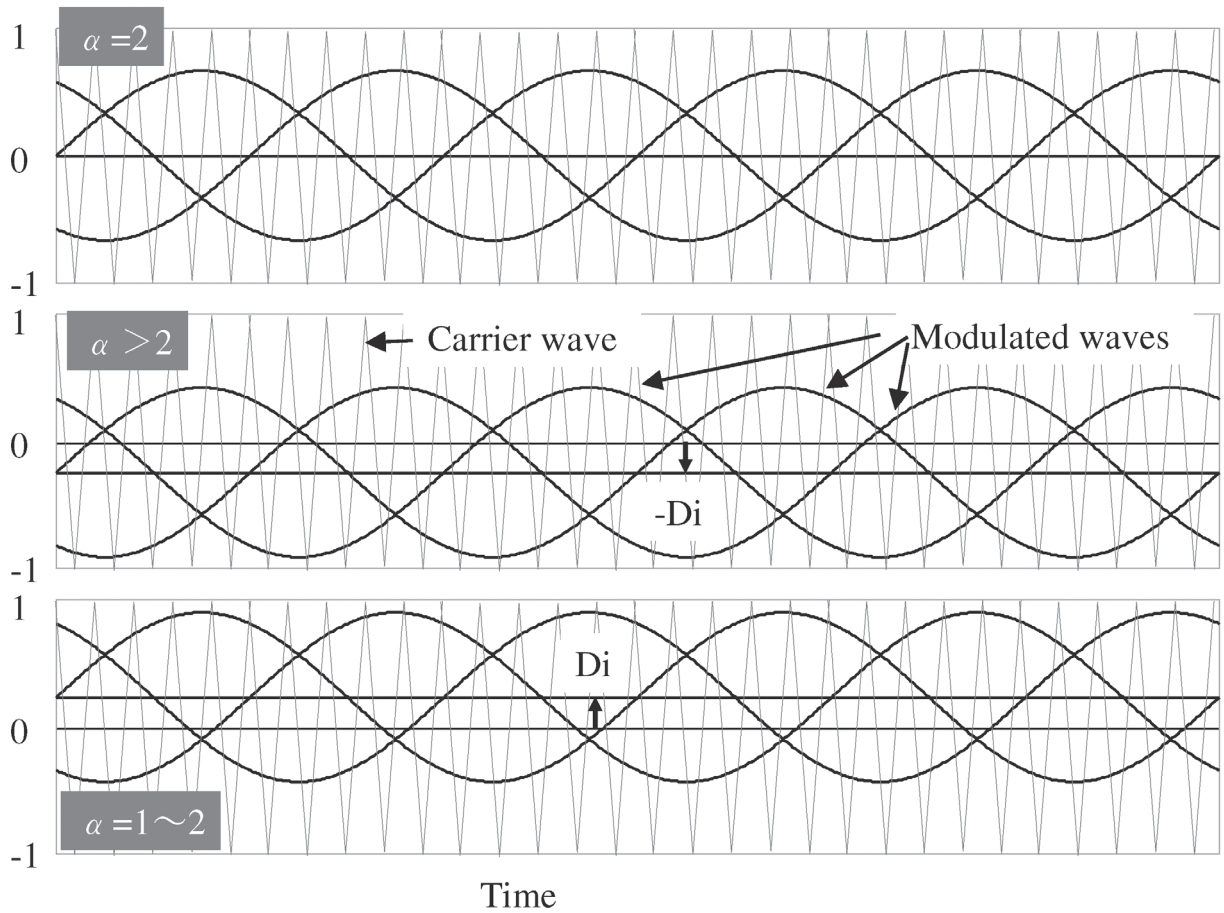


Fig.7. Relation between modulated wave offset quantity ( $D_i$ ) and ratio of boosting voltage ( $\alpha$ ).

$$V = E_b = 1/2 V_c \dots\dots\dots(1)$$

昇圧比  $\alpha$  を  $V_c/E_b$  とすると

$$\alpha = 2 \dots\dots\dots(2)$$

となり、コンデンサ電圧は電池電圧の2倍に昇圧される。

オフセット量を  $D_i$  とすると式(1)(2)の関係は式(3)(4)になる。

$$V = E_b = [(1+D_i)/2] V_c \dots\dots\dots(3)$$

$$\alpha = 2/(1 + D_i) \dots\dots\dots(4)$$

すなわち、 $D_i < 0$  (Fig.7の中段) にとれば  $\alpha > 2$  となる。

$D_i > 0$  (Fig.7の下段) にとれば  $\alpha = 1 \sim 2$  となる。このよ

うに  $D_i$  の調整によって昇圧比  $\alpha$  が制御できる。  $D_i$  と  $\alpha$  の関係を整理したのが Fig.8であり、  $D_i = -0.6$  で5倍の昇圧比が得られる。

上記は平均値で考えたが、モータには逆起電力があり、そのままでは各相の間に循環電流が流れるので、モータ逆起電力相当に変調波を振動させることが必要になる。また、逆起電力に対して正弦波の値を調整することによってモータの動作が制御できる。

### 2. 3 制御方法

上記の動作原理に基づき制御を行うが、その例が Fig.9 である。制御の目的は、コンデンサ電圧を所定の値にするとともに、モータのトルクを設定値にすることである。この目的を実現する演算ブロックの流れを Fig.9 に示している。

通常のモータ制御では中性点からの電流の出入りは無く（零相成分なし）、2相の電流を検出すれば十分である。しかし、多機能インバータでは3相の電流を検出して、零相分の電流も制御する。このインバータの零相分は電池電流に相当する。コンデンサ電圧を目標値にするため電池電流を操作する。コンデンサ電圧の誤差状況から電池電流指令値  $I_b^*$  を制御演算により算出し、この指令値になるように、零相電圧を操作する。この操作は単独では行わず、トルク電流と合わせて行う。

永久磁石同期モータを想定した場合、モータトルクは電流に比例する。その電流の位相、振幅はモータの回転

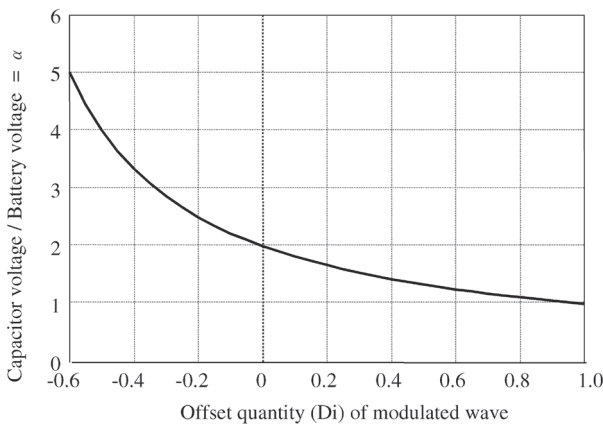


Fig.8. Influence which modulated wave offset quantity gives on ratio of boosting voltage.

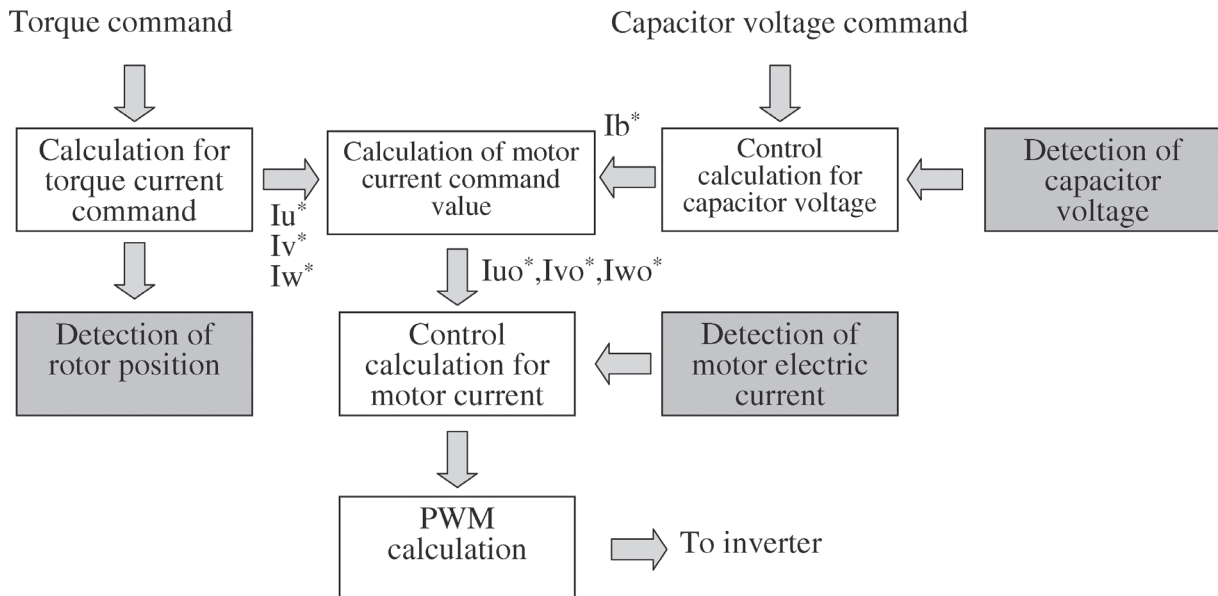


Fig.9. Block diagram of control calculation of multifunction inverter.

状況により異なる。そのため、モータの回転子の位置を検出して、指令のトルクを実現するモータの3相の相電流指令値波形  $I_u^*$ ,  $I_v^*$ ,  $I_w^*$  を算出する。

無論、これらの間には次式が成り立つ。

$$I_u^* + I_v^* + I_w^* = 0 \dots\dots\dots(5)$$

モータの各相には式(5)のトルク電流と電池電流指令値  $I_b^*$  を重ねて流すことになる。インバータからモータへの電流方向を正とすると各相電流の指令値  $I_{uo}^*$ ,  $I_{vo}^*$ ,  $I_{wo}^*$  は式(6)になる。

$$I_{uo}^* = I_u^* - I_b^*/3$$

$$I_{vo}^* = I_v^* - I_b^*/3$$

$$I_{wo}^* = I_w^* - I_b^*/3 \dots\dots\dots(6)$$

この指令値と実測電流から、各相に必要な電位が演算され、PWMの変調波となる。変調波からオン・オフ信号に変換されてインバータを駆動する。

### 3. インバータの性能

#### 3. 1 昇圧用インダクタンス

多機能インバータにおいて昇圧用のインダクタンスは重要要素である。専用のインダクタンスの設置は価格的に不利になる。そのため、モータの漏れインダクタンスが利用できれば、価格を抑えることに役立つとともに部品点数も削減され、効果が大きい。通常、モータの漏れインダクタンスはコイルのわたりやコイル接続用線によるものであり、期待するインダクタンス値は得られな

い。しかし、実際のモータのインダクタンスを磁界解析などにより計測すると利用可能な値が得られる。その理由を以下に示す。

Fig.10 に検討したモータの1/2断面の形状を示す。回転子は各極2枚の永久磁石をV字に埋め込んでいる。固定子はコイルを2スロットに分けて巻いた分布巻き構成である。

Fig.11 が、このモータ内を流れる磁束線を磁界解析により求めた結果である。図の(A)は永久磁石によって作られる磁束線である。(B)は各相に電池電流の1/3の電流を流した際の磁束線図である。このとき、永久磁石は取り除いている。両図は磁束線を同じレベルで描いており、磁束線の数が磁束量に相当する。零相電流による磁束は、理想モータでは存在しない。しかし、現実にはスロット(コイル)を囲む磁束として現われ、零相インダクタンスが存在することが分かる。この零相インダクタンスは昇圧器のインダクタンスとして利用できる。このインダクタンスの磁束量は永久磁石の磁束の10%以上に達し、大きなインダクタンスになる。

Fig.11はモータの鉄心を零相磁束のみで使用しているのに対し、実際には永久磁石、回転磁界磁束も使用するので共用になる。そのため、零相インダクタンスの磁束は、モータの小形化のために飽和磁束近くまで使用されるため、Fig.11の状況より減少する。トルクを発生させるモータ電流との共用状態でのインダクタンスをFig.12に示す。Fig.12はコイルの磁束鎖交数で示しているが、

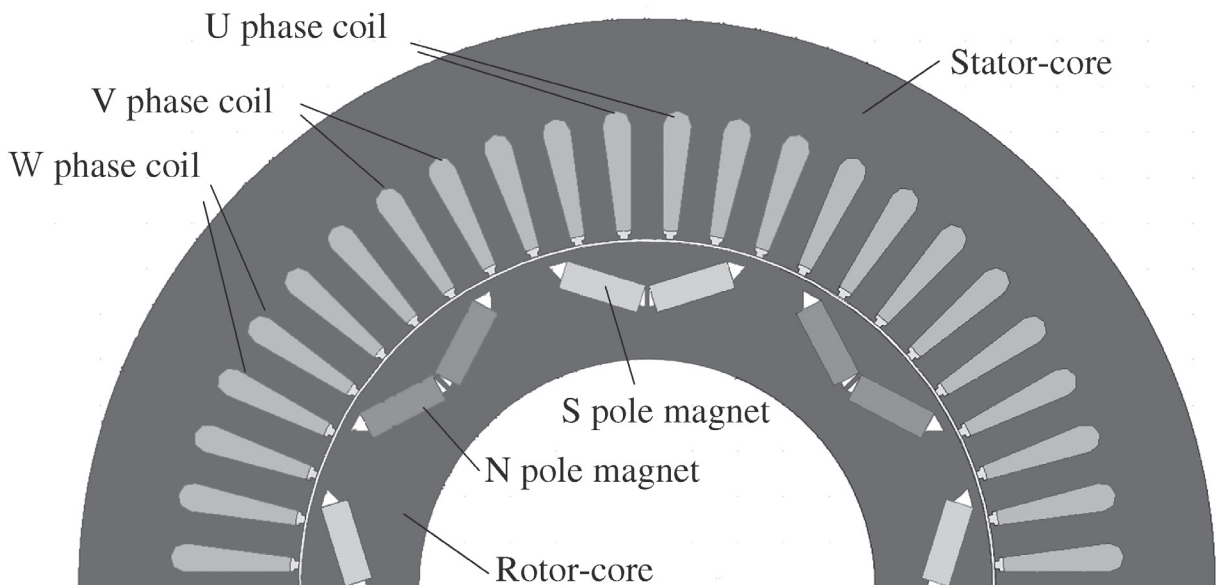
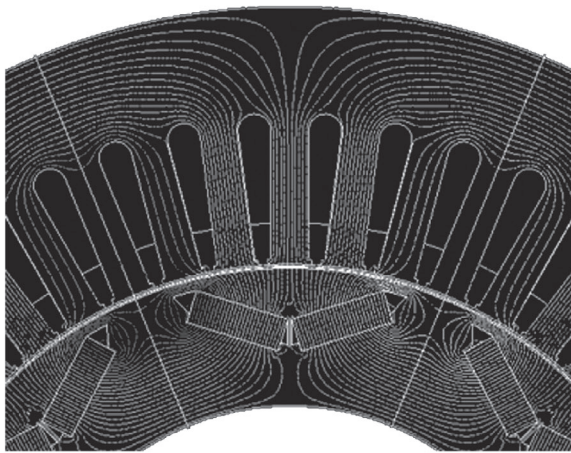
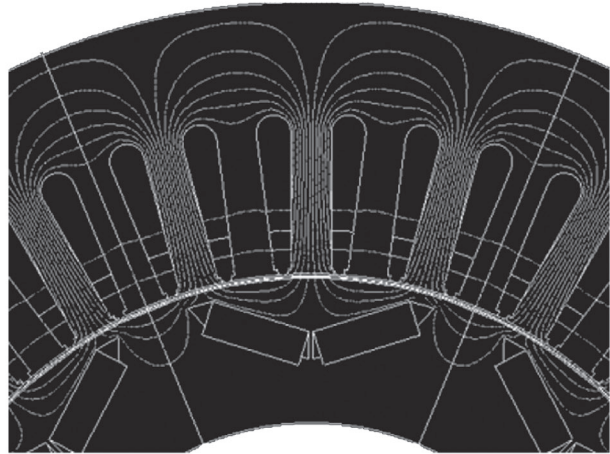


Fig.10. Configuration example of magnet embedded motor.



(A) Magnetic flux by permanent magnet



(B) Magnetic flux by zero-phase current

Fig.11. Magnetic flux by leakage inductance.

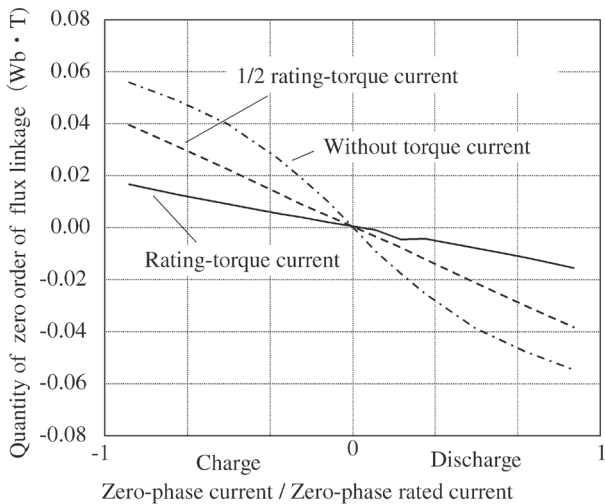


Fig.12. Influence of torque current on zero-phase inductance.

その電流勾配がインダクタンスである。トルク電流が大きくなると勾配が緩くインダクタンスは小さくなり、定格トルク電流において1/3に減少している。しかし、その値は大きく、十分に昇圧器用のインダクタンスとして使用できる。

### 3. 2 昇圧比と交流電圧

多機能インバータにおいて昇圧比  $\alpha$  は変調波のオフセット量  $D_i$  により調整できることを2.2節に示した。

$\alpha$  を大きくすることよりコンデンサ電圧  $V_c$  を大きくできる。しかし、 $V_c$  が大きくなればモータを運転する

交流電圧が大きくなる訳ではない。その原因はモータの中性点の電位が電池電圧  $E_b$  に固定されているからである。 $V_c$  がいかなる値であってもモータの相電圧の最小値は  $-E_b$  に固定される。したがって、 $E_b < V_c < 2 \cdot E_b$  の範囲で得られる交流電圧の最大値  $V_{max}$  は式(7)になる。この式から  $V_c$  の最小値は  $E_b$  であり、この状態で  $V_{max}=0$  となる。

$$V_{max} = V_c - E_b = E_b(\alpha - 1) \dots \dots \dots (7)$$

ただし:  $\alpha \geq 1$

$V_c > 2 \cdot E_b$  においては式(7)の  $V_{max} > E_b$  となるが相電圧の最小値  $V_{min} = -E_b$  であり、交流電圧は  $E_b$  によって決まる。

以上を整理すれば、モータ運転のための交流電圧の最大値は  $\alpha = 2 (D_i=0)$  において得られる。たとえ大きな  $\alpha$  を選んでも得られる交流電圧は同じである。また、 $\alpha < 2$  にすれば  $V_c$  を下げて低電圧の交流が得られるPAM(振幅変調)制御が可能である。モータ運転の高効率化のためのPAM制御は正側の電圧領域のみであり、負側は  $E_b$  に固定して運転することになる。

### 3. 3 昇圧とモータ制御の独立制御

多機能インバータの特徴はモータの制御と昇圧の制御を従来のインバータ構成で同時に実現可能なことにある。

従来のインバータの制御では変調波の振幅操作によって交流電圧の電圧を制御しているが、合わせて変調波のレベルを操作して昇圧比を制御するのが多機能インバータである。

その具体的な制御法を Fig.9 に示した。5.5 kW 誘導モータを対象に実際にモータの回転数制御と昇圧制御を実施した例が Fig.13 である。図の (A) は回転数を 200 rpm,  $V_c$  を 120 V に制御している状態から,  $V_c$  を 150 V に変更した状況を示している。 $V_c$  は目標どおり変更され, その際の回転数は 200 rpm にあり, 回転数制御と昇圧制御が独立にされていることが分かる。(B) は回転数を 100 rpm,  $V_c$  を 150 V に制御している状態から, 回転数を 300 rpm に変更した状況である。回転数は目標どおり変更されている, しかし, 回転数変更に必要なエネルギーが必要になり電池の容量が小形であったため  $E_b$  が低下して,  $V_c$  の低下を起している。しかし, 電池の容量アップや昇圧制御の高速化によってこの  $V_c$  の低下は十分に改善可能な範囲である。このように Fig.13 の (A)(B) はモータと昇圧の制御を独立に制御できることを示す結果であり, 制御性が高いインバータといえる。

パワーの流れからすれば, この独立制御によってモータ, 電池, コンデンサの間のパワーの流れを自由に制御することを可能にする (Fig.14) ことが分かる。すなわち, モータパワーとコンデンサパワーと電池パワーの総和は零であり, この関係で種々の動作が可能になる。Fig.15 はモータ出力一定の条件のもとで, 電池とコンデンサの供給パワーの分担が調整できる例である。実験によりそのパワー分担を確認したのが Fig.16 である。実際の場合は各部の損失パワーの供給が必要になり, モー

タの出力を一定にしているのので, Fig.15 に比較するとコンデンサと電池の供給パワーが損失分だけ増えている。

### 3. 4 モータ出力トルク

基本的には多機能インバータのトルクは従来のインバータと差は無い。しかし, 現実には差が出る。この差の原因はモータのインダクタンスである。Fig.12 にモータの負荷状態によって漏れインダクタンスが変わることを示した。この変化はモータのトルクに関連するインダクタンスが変わることを意味している。鉄心の磁束量には磁気飽和により限界がある。零相インダクタンスによりモータ内に磁束が発生すればトルク発生のための磁束は抑えられる。したがって, トルク減少の可能性は避けられない。定量的にどの程度減少するかが重要である。

Fig.17 に鉄心磁束に余裕を持たせたモータの電流進角 (逆起電力と電流の位相差) とトルクの関係を示している。このモータでは零相電流の磁束のトルク磁束への影響が少なく, 零相電流の有無によるトルクの差はほとんどない。Fig.18 は極限までモータの小型化を追求設計したモータの例である。このモータにおいてはトルク発生のため鉄心の磁束が飽和領域の限界まで使われる。しかし, 零相電流が流れればその電流に対応した磁束が作られ, トルク磁束が減少する。その結果, 零相電流が大きな運転ではトルクが減少する。その減少は 10% を超える低下になる。

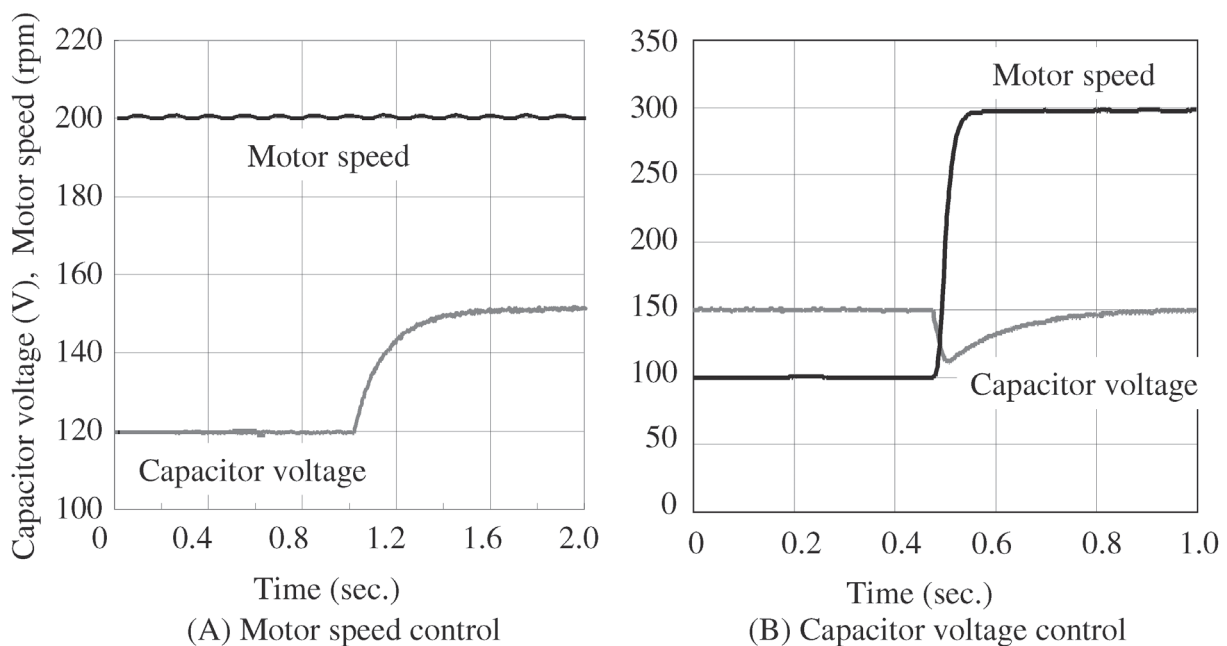


Fig.13. Motor speed control and capacitor voltage control by multifunction inverter.



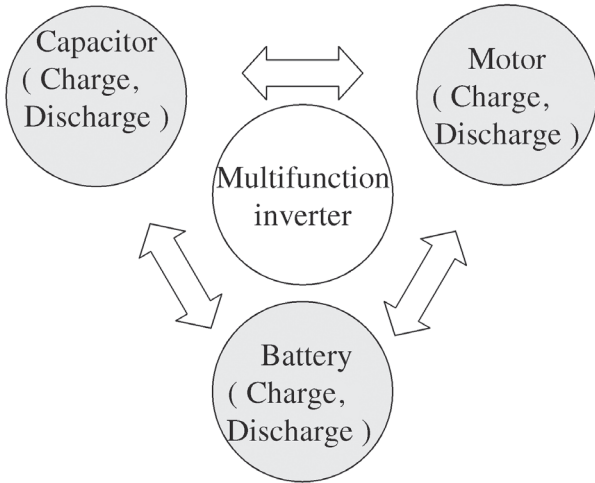


Fig.14. Flow control of mutual power of components by multifunction inverter.

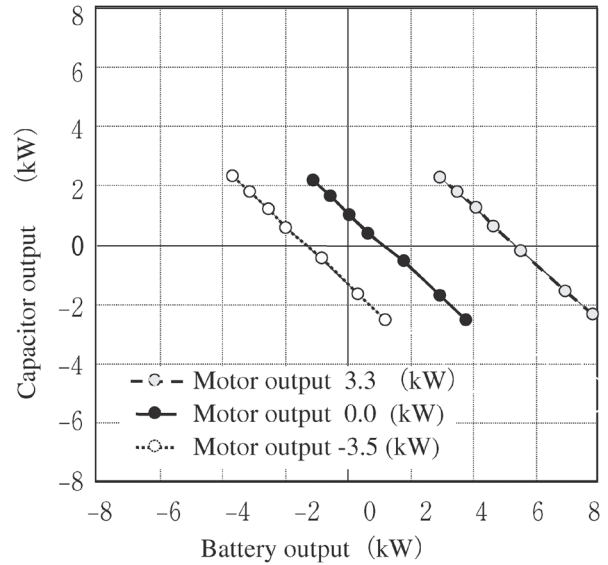


Fig.16. Example of power distribution by multifunction inverter.

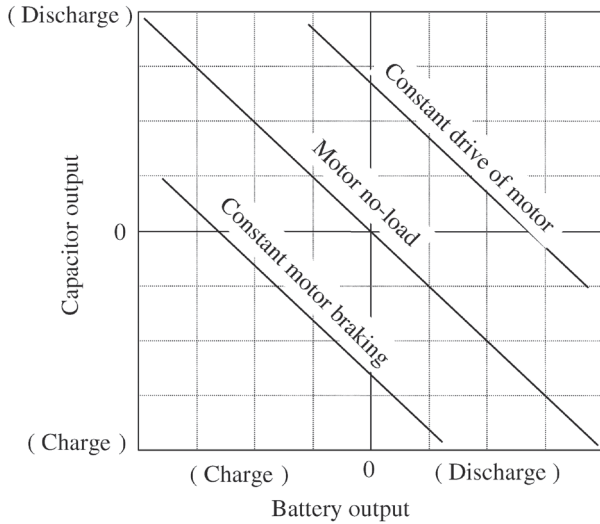


Fig.15. Power distribution feature of multifunction inverter.

この結果から明らかのように、多機能インバータを使用するモータは磁束に 10% 程度余裕を見た設計が必要であり、多少の体格の増加は避けられない。

## 4. 課題の改善策と応用性

### 4. 1 昇圧比の改善

有効な昇圧比が小さいことが多機能インバータの課題として挙げられる。しかし、昇圧比は大きくできるが交流電圧が昇圧比に対応して得られず、両者に対応して大きくできる昇圧比は 2 倍までである。現状のハイブリッ

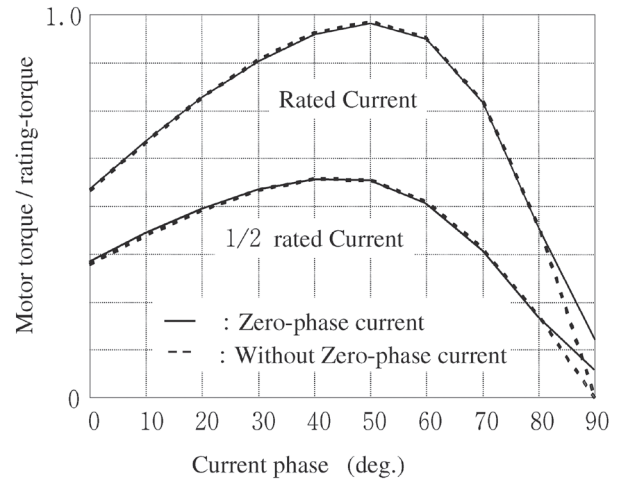


Fig.17. Influence of zero-phase current on relation between current phase and torque.

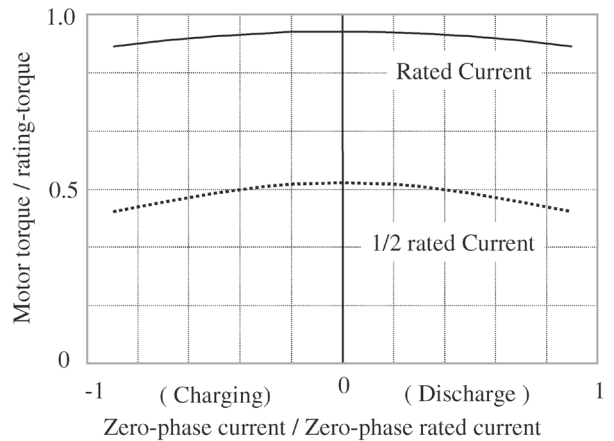


Fig.18. Influence of zero-phase current on torque.

ド車では3倍程度の昇圧比が用いられており、このレベルまでの性能が要求される。

この要求に対して、Fig.19の2Y型の多機能インバータが考案されている<sup>4)</sup>。2台のモータを前提としており、電池が両モータの中性点間に設置されている。コンデンサは両インバータ共用で1個の設置である。インバータはPWMで運転するが、インバータ1は変調波にDi、インバータ2には-Diのオフセットを与える(Fig.20)。この状態において両モータの中性点の電位Vm1、Vm2

次式で与えられる。

$$Vm1 = Vc(1+Di)/2$$

$$Vm2 = Vc(1-Di)/2 \dots\dots\dots(8)$$

電池電圧Ebは上記の電圧差であるので

$$Eb = \{(1+Di)/2 - (1-Di)/2\} Vc = Di Vc \dots\dots\dots(9)$$

となる。この式から昇圧比αを求めると式(10)になり、Diに反比例の関係になる。

$$\alpha = Vc / Eb = 1 / Di \dots\dots\dots(10)$$

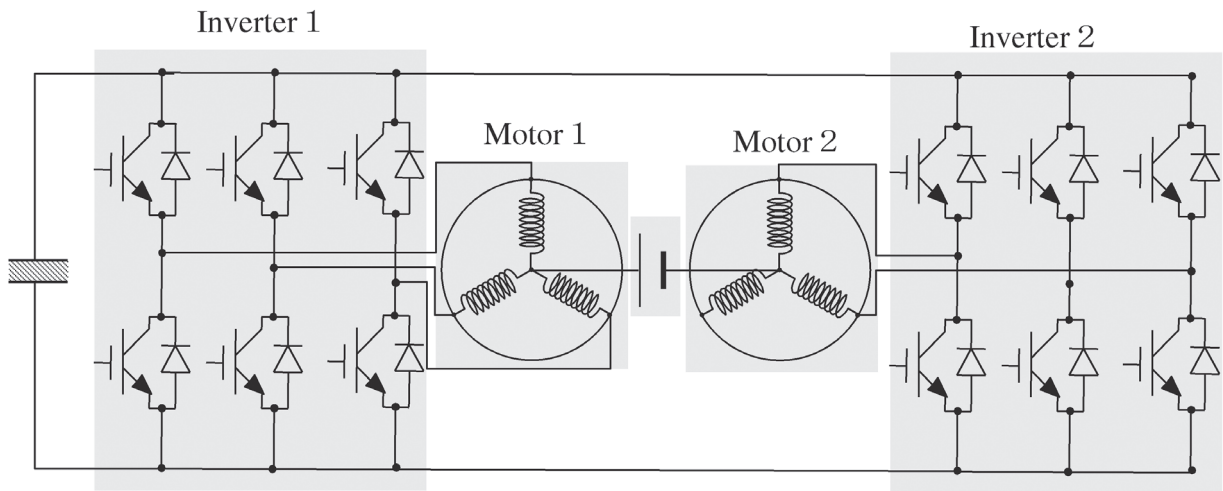


Fig.19. Multifunction inverter composition in a drive system with two motors.

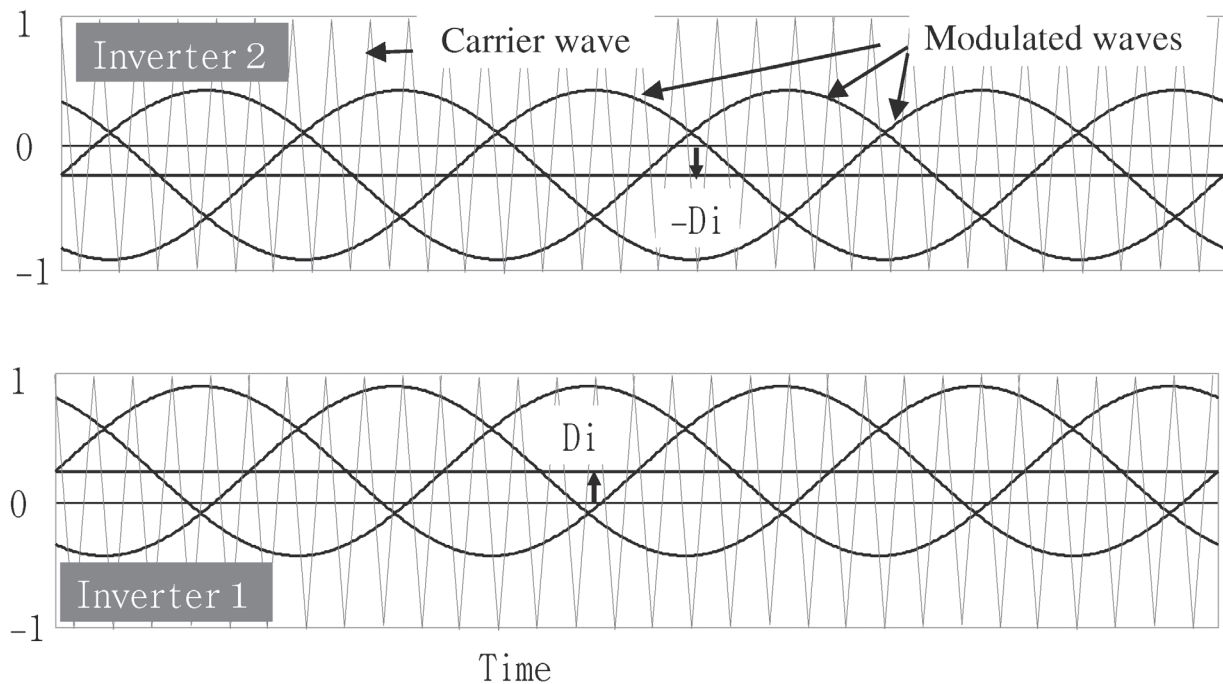


Fig.20. PWM operation of a 2Y-shaped multifunction inverter.

$\alpha$  は制限なく大きくできる。問題はこの昇圧電圧によって大きな交流電圧が得られるか否かである。得られる交流電圧の最大振幅はそれぞれのモータにおいて

$$\begin{aligned} V_{\max 1} &= V_c - V_{m1} = (\alpha - 1)E_b / 2 \\ V_{\max 2} &= V_{m2} = (\alpha - 1)E_b / 2 \dots\dots\dots(11) \end{aligned}$$

ただし、 $\alpha > 1$

となり、 $\alpha$  を大きくなるように設定することによって  $V_{\max}$  を大きくすることが可能になる。ただし、改良前のインバータと同様に  $V_{\max} = 0$  を実現するためにも  $\alpha = 1$  が必要なことは同じである。

この 2Y 型は 2 台のモータが必要になるが、同一モータ内に 2 組の Y 巻き線を設けることによって 1 台のモータでも実現できる。インバータ 2 台の必要性には変わりがない。しかし、大きなモータではインバータ価格はインバータ用のトランジスタのサイズによって決まる。したがって、大容量のインバータと 1/2 容量のインバータ 2 台の価格に大きな差はなく、構成の複雑さから予想される課題は少ない。

## 4. 2 多機能インバータの応用<sup>5)~7)</sup>

多機能インバータの利用先は、Fig.14 のパワーの流れが制御可能になることから、多く考えられる。

電池として燃料電池、コンデンサの位置に二次電池を設置して燃料電池車の駆動系を構成する。このように電池のハイブリッド構成により、燃料電池にないパワー回生の機能を付け加えた駆動系にできる。

電池の位置に 14 V 電池、モータの位置にオルタネータを設置して、コンデンサを 42 V に制御することによって、自動車の 42 V 電源系を構成することができ、車の補機電池の容量アップへ対応可能な電源系の構成が可能になる。

2Y 型においては両中性点間の電圧に交流電圧を発生することができる。この電圧を商用電源に合わせることで、家庭のコンセントにつながことができ、車と家庭電源間の電力制御ができ、車の電池への充電だけではなく、車から家庭への電力供給が可能になり、緊急時の電源として車が貢献できる構成にも役に立つ。

その他、電源のハイブリッド化などの各方面に役立つと考えられる。

## 5. まとめ

紹介したように多機能インバータはパワー調整のほか、パワーの流れの管理が可能であり、使用用途が広く、大きな可能性を秘めている。技術的にはまだ開発段

階であり、実用化されるには至っていない。パワー素子削減には大きな利点を有するが、性能や効率などの評価が不十分であり、この観点からの客観的な検討が今後必要である。

我々もこのインバータの研究開発を進めている。パワーの流れの管理についての機能面の評価を終え、性能と効率の定量的な検討に着手しているところである。真に使えるインバータにするには現状技術の流用のみならず、モータの構造の面からの検討が不可欠であり、今後の課題と捉えている。

(文 献)

- 1) M. Okamura, E. Satoh, and S. Sasaki : EVS20, (2003), 1.
- 2) 伊藤淳一, 藤田光悦 : 公開特許 - 特開平 10-337047.
- 3) H. Nakai, H. Ohtani, K. Moriya, Y. Inaguma, and H. Fuma : R&D Review of Toyota Central R&D Labs., 39-3 (2004).
- 4) H. Nakai, H. Ohtani, Y. Inaguma and S. Sasaki, S. : Proc. of National Conventional Record IEE Japan, (2005), 289.
- 5) 木下繁則, 伊藤淳一, 藤田光悦 : 公開特許 - 特開平 11-178114.
- 6) K. Moriya, H. Nakai, Y. Inaguma and S. Sasaki : Proc. of National Conventional Record IEE Japan, (2004), 119.
- 7) K. Moriya, H. Nakai, Y. Inaguma, H. Ohtani, and S. Sasaki : Proc. of 40th IEEE Industry Applications Annual Meeting, (2005), 1636.