

科学研究費助成事業（科学研究費補助金）研究成果報告書

平成 25 年 6 月 24 日現在

機関番号：12501
 研究種目：基盤研究（C）
 研究期間：2010～2012
 課題番号：22560262
 研究課題名（和文） ハイブリッド電源駆動システムの性能向上法の研究
 研究課題名（英文） Study on a method to improve the performance of hybrid powered traction systems.
 研究代表者
 近藤 圭一郎（KONDO KEIICHIRO）
 千葉大学・大学院工学研究科・准教授
 研究者番号：10425890

研究成果の概要（和文）：

エネルギー源と蓄電装置の2つの電源を用いて電動機を駆動するハイブリッド電源駆動システムに関して、不均等3レベルインバータ方式とその制御方法の提案を行うとともに、理論および実験によりその特性を明らかとした。その結果、従来のDC/DCコンバータを用いる方式に比べ、効率が高く、電力変換回路の小型軽量が期待できる不均等3レベルインバータが、鉄道車両や自動車をはじめとする慣性負荷駆動に十分な性能が発揮できることを明らかとした。

研究成果の概要（英文）：

An unbalanced input voltage three level inverter which boosts up the input voltage by means of energy storage devices is proposed with its control method. Their performance and control characteristics are examined by both theory and experiment. Those studies verify that a more highly efficient and down sized power converter for hybrid powered traction systems than a conventional system such as the one with DC/DC converters.

交付決定額

(金額単位：円)

	直接経費	間接経費	合計
2010年度	1,600,000	480,000	2,080,000
2011年度	1,400,000	420,000	1,820,000
2012年度	500,000	150,000	650,000
年度			
年度			
総計	3,500,000	1,050,000	4,550,000

研究分野：工学

科研費の分科・細目：

キーワード：ハイブリッド電源駆動システム，DC/DCコンバータ，不均等3レベルインバータ，鉄道車両駆動，自動車駆動

1. 研究開始当初の背景

電池やキャパシタ等の蓄電媒体とエンジン発電機や燃料電池あるいは電力供給設備等の他の電源を用いて電動機を駆動するハイブリッド電源駆動システムにおいて、各電源からの出力を適切に制御することにより、

省エネルギー化を目指す研究が盛んに行われていた。

ハイブリッド電源駆動システムでは一般的に、後述の図2に示すように、電源から負荷である電動機までパワーフローは複数の電力変換器を通るため、各機器での損失や、

機器の数が多し等の課題も有していた。

そのため、より小型軽量で低損失化が期待できる方式として、後述の図1に示すような、2つの直流電源から直接、電動機を駆動できる直接変換型の小型軽量・低損失なハイブリッド電源駆動システム用電力変換回路が提案されていたが、従来方法に対する優位性や、パワーフローも含めた具体的な電動機の制御方法等は明確になっていなかった。

2. 研究の目的

そこで本研究では、以下の2点を明らかにすることを目的とした。

(1)既存方式の特性把握

後述の図2に示すような、既存のDC/DCコンバータを用いる方式について、直接形電力変換装置を用いる方式と比較し得る規模および実験条件にて、既存方式の動作特性を明らかにする。

(2)電動機制御に適した直接変換回路方式の制御法の確立

直接変換回路方式において、電動機電圧を高め、スイッチング回数を低減できるPWM制御法を適用した場合の、具体的な電動機制御とパワーフロー制御方法を検討・検証し、その特性と構成法を明らかにする。

これらを通じて、ハイブリッド電源駆動システムの小型・軽量、省エネルギー化を図り、蓄電媒体を利用した省エネルギーな駆動技術の体系化に寄与すること目的とする。

3. 研究の方法

図1に示す直接変換回路(不均等3レベルインバータと呼ぶ)スイッチング回数を低減し、電源の電圧利用率を向上できるスイッチング方法を適用した、不均等3レベルインバータをハイブリッド電源駆動システムに適用した際の駆動特性について、DC/DCコンバータを用いた在来方式との比較検証を通して明らかにする。初年度は、在来方式のうち、いくつかの回路方式について理論的に利害得失を明らかにした上で、一つないし二つ程

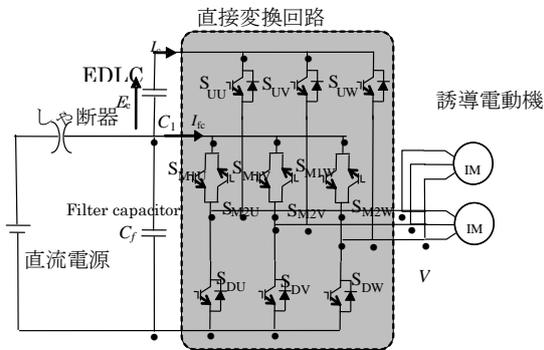


図1 直接変換回路(不均等3レベルインバータ)による

度の方式について、1kWクラスの実験システムを構成し、その制御特性を明らかにする。

4. 研究成果

(1)既存方式の回路構成および制御性能の検討

①回路構成

エネルギー源と蓄電素子を接続する方式としては、電力供給側で電力配分制御を行うため、少なくともどちらかにDC/DCコンバータを接続する必要がある。また、並列接続したエネルギー源と蓄電素子を纏めてDC/DCコンバータを介して接続する場合も含めDC/DCコンバータを接続する方式は全部で4通りが考えられる。これらのうち、エネルギー源に燃料電池を接続し、蓄電装置として電気二重層コンデンサ(EDLC)を用いる場合、これらはいずれも電圧変動範囲が広い。そのため、図2に示すようなDC/DCコンバータを介して蓄電装置を接続する方法を適用することで、両者とも積極的な出力制御を行うことが、低損失化や回生エネルギーの有効利用の観点好ましい。

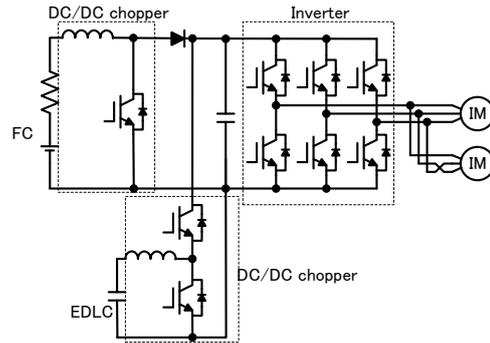


図2 DC/DC チョッパを2個用いた燃料電池 - EDLC ハイブリッドシステム

②制御性

エネルギーマネジメントの方式としては、EDLCのエネルギーと車両の運動エネルギーの総和を一定に保つようEDLCの充放電制御を行い、走行に伴う損失は燃料電池から供給する方式を考案した。

また、燃料電池とEDLCの出力と静電容量については、この制御方式を前提として、回生電力量からEDLC容量を、2つの駅間で供給すべき損失エネルギーから燃料電池出力を決定する方法を提案した。表1の車両諸元と図3の走行パターン(負荷特性に相当する)を前提に、提案方式を適用した結果、燃料電池出力は80kW、EDLC容量は53Fとすればよいことがわかった。

以上で検討した燃料電池・EDLCハイブリッド鉄道車両駆動システムについて、シミュレ

表 1 車両諸元.

Mass of the vehicle M_v (including pay load)	45.0 [t]
Number of vehicle in a train	1[car]
Acceleration at start up α	2.0 [km/h/s]
Maximum deceleration β	-2.0 [km/h/s]
Number of the traction motors	2 [motors/car]
Maximum speed V_{max}	110 [km/h]

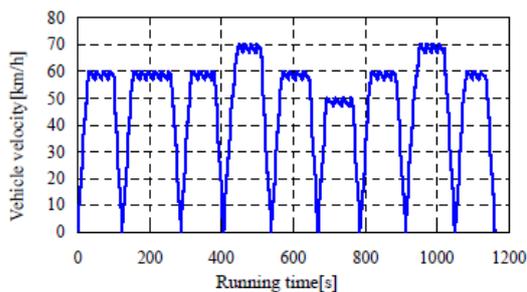


図 3 走行パターン

ーションにより、エネルギーマネージメントが適切に行われているかを評価した。その結果、図 4 に示すように、EDLC 電圧指令値 V_{cRef} に EDLC 電圧 V_c がほぼ追従しており、特に駅停車時には初期充電値の 600V に戻っており、駅から駅までを一つの充放電サイクルとするエネルギーマネージメントが達成されていることがわかる。また、図 2 の車両主回路を模擬した 1kW 実験システムを構成し、エネルギーマネージメントの基礎となるパワーフロー制御の実験を行った結果、適切に電力を制御できることが確認できた。

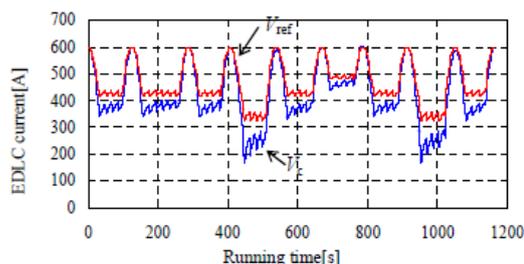


図 4 EDLC の電圧指令値と電圧制御結果

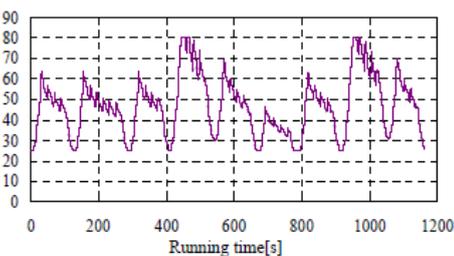


図 5 燃料電池出力

(2) 不均等 3 レベル回路方式の効果の明確化
 前述の DC/DC チョップパを各電源（エネルギー源と蓄電素子）に接続した場合、パワーフロー制御の面では自由度が高い。しかし、DC/DC コンバータ自体や付随するリアクトル装置の質量や体積が大きくなる課題がある。また、各電源から電動機負荷までの損失も、変換装置が 1 台の場合と比べると当然増加する。このような課題に対し、図 1 に示したような、3 レベルインバータの直流入力にそれぞれエネルギー源と蓄電素子を接続する方式を提案する。このような方式とすることで、DC/DC コンバータやリアクトル等が省略でき、インバータ出力電圧をエネルギー源や蓄電素子単体のみを接続した場合よりインバータ出力電圧の高圧化が可能である。表 2 の車両諸元にて、0 km/h から 100 km/h まで加速した際の消費エネルギーおよびイン表 3 より、従来の 2 レベルインバータ搭載車両は、回生動作によって、力行で消費したエバータの平均出力を計算したものである。

表 2 想定車両諸元

Items	Values
Train mass per a motor M [t]	35.0
Rating of induction Motor	95kW-1100V-68A
Traction gear ratio G	7.07
Efficiency of traction gear η_g	0.98
Inverter efficiency η_i	0.97
Wheel radius r_w [m]	0.43
Acceleration a [km/h/s]	2.5
Deceleration b [km/h/s]	2.5

表 3 2 レベルインバータと不均等 3 レベルインバータの性能比較

	two level inverter	proposed three level inverter
Consumed energy E_{ne1} [kJ]	21925	19815
Regenerative energy E_{ne2} [kJ]	6931	8408
Inverter average power (Powering) P_{ave1} [kW]	205	253
Inverter average power (Regene.) P_{ave2} [kW]	173	210
Running duration [sec]	147	118

2レベルインバータでは、力行エネルギーの約32%を吸収できたのに対し、不均等3レベルインバータ搭載車両は、回生動作によって、力行で消費したエネルギーの約42%を吸収できた。従来の2レベルインバータ搭載車両に比べて、不均等3レベルインバータ搭載車両の方が、力行で消費したエネルギーが小さいのは、不均等3レベルインバータ搭載車両の方が、高速域での出力性能が向上し、力行を行った時間が短かったことに原因がある。

また、制動時の減速度は一定としたため、従来の2レベルインバータ搭載車両と不均等3レベルインバータ搭載車両で、回生動作を行った時間は等しい。しかし、不均等3レベルインバータ搭載車両の方が回生動作時のインバータ電力が大きいために、回生動作で吸収したエネルギーに差が生じている。

平均電力に関しては、不均等3レベルインバータ搭載車両は、従来の2レベルインバータ搭載車両よりも、力行時は23%程度、回生時は21%程度、インバータの平均電力が大きかった。そのため、不均等3レベルインバータを車両に搭載した場合、加速性能の向上、回生電力の吸収量増大が期待される。

(3)不均等3レベル回路方式の制御法の確立

①PWM制御法

不均等3レベルインバータの動作モードとして、3種類の非同期2レベル動作と非同期3レベル動作、同期1パルス動作が検討されている⁽⁶⁾⁽⁷⁾。

非同期2レベル動作には、 S_{UX} と S_{DX} を動作させることで0と E_f+E_c の電位を出力するモード、 S_{MX} と S_{DX} を動作させることで0と E_f の電位を出力するモード、 S_{UX} と S_{MX} を動作させることで0と E_c の電位を出力するモードがある。これらの動作は一般的な2レベルインバータと同様、三角波と変調波の比較によってPWMパルスを生成する。

非同期3レベル動作は、 S_{UX} 、 S_{MX} 、 S_{MX} 、 S_{DX} の三段のスイッチを全て動作させることで、相電圧出力として、0、 E_f 、 E_f+E_c の3つの電位を出力する。このときのスイッチングパターンを図6に示す。非同期3レベル動作において、スイッチのスイッチング動作は二つの搬送波 Car1、Car2 と変調波 v_x^* を比較することにより行う。一般的な3レベルインバータと異なり、本回路は直流側の二つの入力電圧は等しくならない。そこで、二つの三角波の振幅は、直流電源電圧 E_f と蓄電素子電圧 E_c の比に応じて変化させる必要がある。ここで、Car1の振幅:Car2の振幅= $E_f : E_c$ である。Car1の最大値を1、Car2の最小値を-1、二つのキャリアの境界を α と定義すると、(1)式が成り立つ。

$$E_c : E_f = 1 - \alpha : 1 + \alpha \dots\dots\dots(1)$$

$\alpha < v_x^*$ かつ $Car1 < v_x^*$ のとき S_{UX} がオンとなり

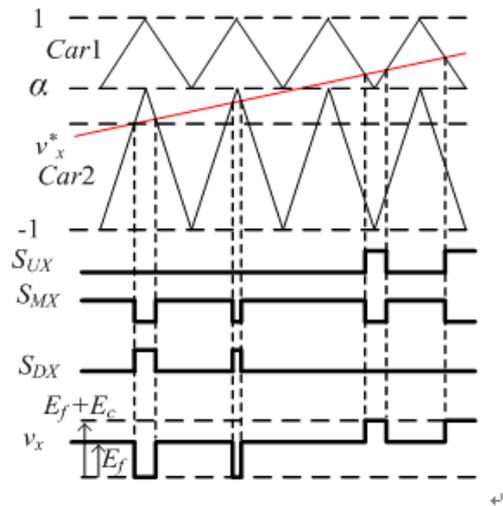


図6 多パルスPWM制御

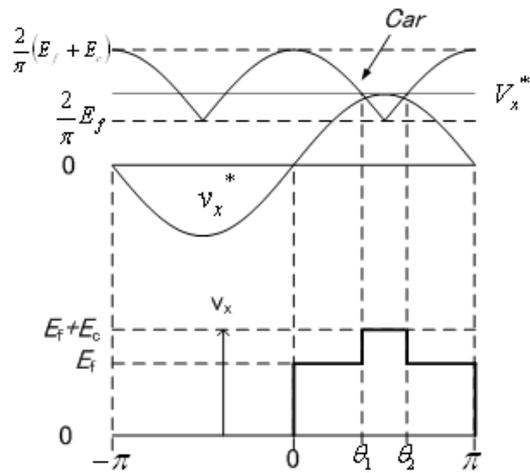


図7 1パルスモードPWM制御

E_f+E_c が出力される。 $\alpha > v_x^*$ かつ $Car2 > v_x^*$ のとき S_{DX} がオンとなり0が出力される。 $Car2 < v_x^*$ かつ $Car1 > v_x^*$ のとき S_{MX} がオンとなり E_f が出力される。

同期1パルス動作は、高速域においてインバータが出力できる最大電圧を得るために使用され、出力電圧が最大となる場合には、出力波形が方形波になることが特徴である。同期1パルスモードは出力電圧に含まれる高調波成分が増加するというデメリットはあるものの、電圧利用率を非同期PWMよりも高めることが可能となる。Fig.3 に不均等3レベルインバータにおける同期1パルス動作のスイッチングパターンを示す。スイッチングは変調波 v_x^* と同じ周波数を持つ全波整流波 Car と、 v_x^* の最大値である V_x^* を比較することで行う。 $V_x^* > Car$ かつ v_x^* が正の半周期のとき S_{UX} がオンになり、 $V_x^* < Car$ かつ v_x^* が正の半周期のとき S_{MX} がオンとなる。 v_x^* が負の半周期のときは S_{DX} がオンとなる。すなわち、変調波の半周期のなかで蓄電素子電圧を出

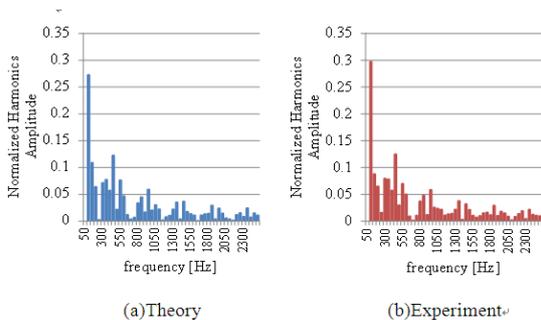


図 8 多パルス PWM 時の高調波

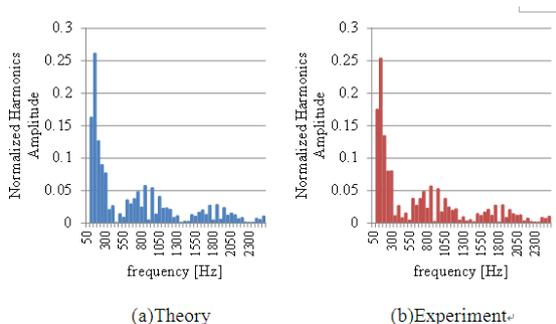


図 9 1パルスモード PWM 時の高調波

力する幅を、変調波の振幅によって決定する。

②高調波特性

$E_r=50[V], E_c=50[V]$ の際に、変調率 m が 0.6 で多パルス PWM モード時、および m が 1.0 で 1パルスモード時の高調波解析結果の実験結果と理論計算結果を図 8 および図 9 に示す。グラフの縦軸は高調波成分の振幅を基本波成分の振幅で除したものである。両者を比較すると、1パルス動作は、多パルス 3 レベルモードに比べ低次高調波成分の割合が高いことが確認できる。また、電圧理論解析と実験結果がほぼ一致することから、導出した理論式の妥当性が示された。

③電力配分制御

不均等 3 レベルインバータにおける多パルスの 3 レベル動作は、図 6 に示すような、変調波と二つの三角波の比較によってスイッチングを行うが、図 10 に示すように、 v_x^* で表される変調波にオフセットを加え、コモンモードの電圧を変化させることで、直流電圧源と蓄電素子から供給される電力の配分比を変化させることが可能である。これを行う際には過変調を避けるため、変調波の振幅に応じてオフセット値を調節する必要がある。

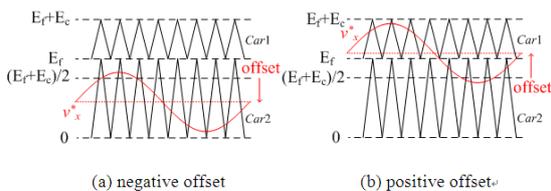


図 10 出力電力配分制御法

オフセット値は以下の式によって制限される。変調率 m が 1 に近づくにつれ電力配分比の自由度は減少し、最終的に $m=1$ のとき、電力配分比は固定される。オフセット値は以下の式によって制限される。変調率 m が 1 に近づくにつれ電力配分比の自由度は減少し、最終的に $m=1$ のとき、電力配分比は(2)式および(3)式の範囲に固定される。

$$offset \leq 1 - m \quad (offset > 0) \dots\dots\dots (2)$$

$$offset \geq m - 1 \quad (offset < 0) \dots\dots\dots (3)$$

以上のような方法について、図 11 および表 4 に示すような実験システムを用いて行った実験結果を図 12 に示す。この場合、 $E_r=120[V], E_c=80[V]$ の配分となっている。これらの比は 3:2 であるので、Positive Offset 領域において変調率が 0.4 を超えると、変調波の振幅の下端が下側三角波の上端に達するため、電力配分比は減少し始める。同様の理由から Negative Offset 領域において変調率が 0.6 を超えると、変調波の振幅の上端が上側三角波の下端に達するため、EDLC が供給する電力は増加し始める。 $m=0.9$ 付近で二つの線が交わっているが、これも、Positive Offset 領域で動作させた方が Negative Offset 領域で動作させるよりも、蓄電素子から放出されるエネルギーが大きいことが原因である。

表 4 実験システム諸元

Rating of induction Motor	0.75kW-200V-50Hz
Primary resistance R_1 [Ω]	4.00
Secondary resistance R_2 [Ω]	2.15
Primary inductance L_1 [mH]	170
Secondary inductance L_2 [mH]	175
Number of poles p	4
Inertial mass J [kgm ²]	2.98
Dead time [μ s]	3
Carrier frequency f_c [kHz]	5.25
EDLC capacitance C_c [F]	1.8

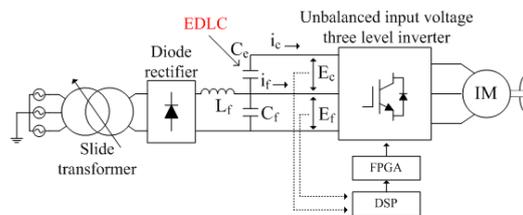


図 11 実験システム構成

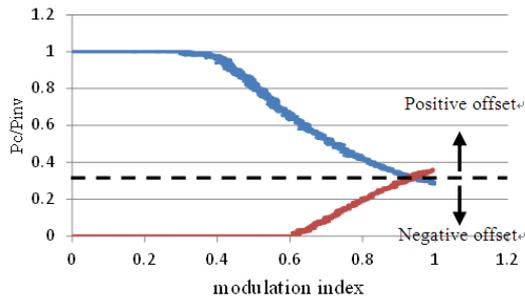


図 12 変調率に対する出力配分実験結果

以上により、提案する電力配分制御法を用いることで、蓄電素子と直流電源の電力配分の調節が可能であることと、その出力可能範囲を実験によって確認できた。

5. 主な発表論文等

(研究代表者、研究分担者及び連携研究者には下線)

[雑誌論文] (計 3 件)

- ① 瀧澤建治, 近藤圭一郎, 燃料電池・EDLC ハイブリッド鉄道車両の電源容量決定法、電気学会論文誌 D, (査読あり), Vol. 132-D, No. 2, pp.133-139, (2012.2)
- ② Hiroyuki Shibuya, Keiichiro Kondo, Designing methods of Capacitance and Control System for a Diesel Engine and EDLCs Hybrid Powered Railway Traction System, Transaction on Industrial Electronics, IEEE, (査読あり), Volume: 58, Issue: 9, Publication Year: 2011, Page(s): 4232 - 4240, (2011.9)

[学会発表] (計 7 件)

- ① 嶋田陽, 能美雄貴, 近藤圭一郎, 不均等入力電圧形 3 レベルインバータにおける入力電圧がインバータの出力特性に及ぼす影響, 電気学会半導体電力変換研究会資料, SPC-13 - 39, pp.145-150, 2013 年 1 月
- ② Akira Shimada, Keiichiro Kondo, Power Electronics, Proceedings on International Symposium on Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM) (CD-ROM), (査読あり), pp. 649 - 653, June 2012, (イタリア)
- ③ Ide Yoshihiro, Akira Shimada, Keiichiro Kondo, Study on the PWM methods of the unbalanced input voltage three level inverter with the energy storage device, Proceedings of European Conference on Power Electronics and Applications (EPE 2011), (CD-ROM), (査読あり), Page(s):

6. 研究組織

(1) 研究代表者

近藤 圭一郎 (KONDO KEIICHIRO)

千葉大学・大学院工学研究科・准教授

研究者番号: 10425890