

階調制御方式による車載充電器向け 高効率絶縁AC/DCコンバータ

金山隆志* 近藤亮太**
栗根和俊* 山田正樹**
瀧北 守*

High Efficiency Isolated AC/DC Converter with Gradationally Controlled Voltage Inverter for On-Board Charger
Takashi Kaneyama, Kazutoshi Awane, Mamoru Takikita, Ryota Kondo, Masaki Yamada

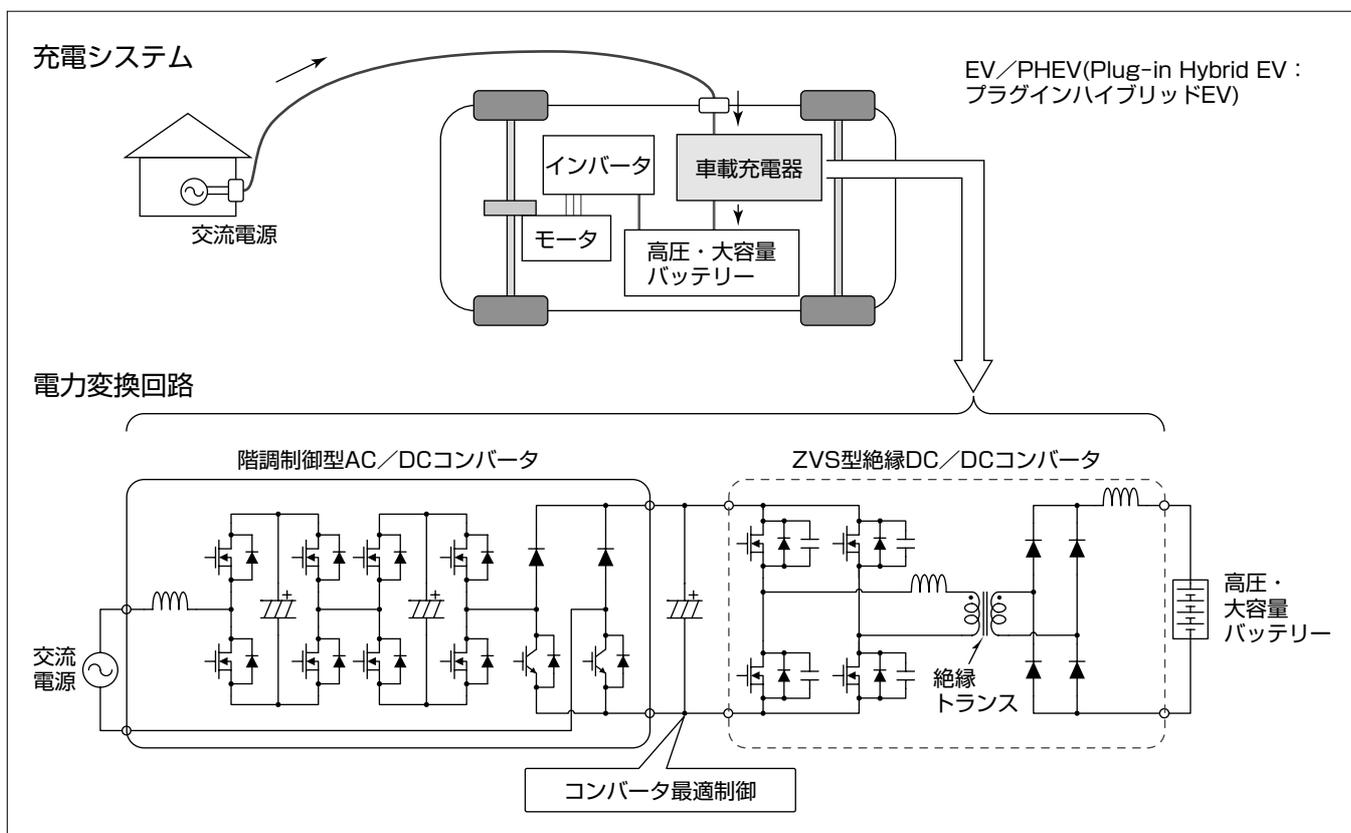
要 旨

近年の各国の排出ガス規制強化を背景に、ZEV (Zero Emission Vehicle：無公害車)として各社でEV (Electric Vehicle：電気自動車)の開発が加速されている。

家庭の交流電源からEVの高電圧・大容量バッテリーを充電する普通充電では、交流を直流に変換する車載充電器をEVに搭載する方法が一般的に採用されている。EVで、商用電源での充電にかかる充電電力量と走行距離との割合で算出される交流電力量消費率は走行性能を示す上で重要な尺度であり、車載充電器には高効率化が要求されている。車載充電器はAC (交流)からDC (直流)への電力変換機能を備え、さらに、感電及び火災事故防止のために入力と出力を絶縁する必要があるため、AC/DCコンバータと絶縁DC/DCコンバータの組合せで構成する。この2段のコン

バータで生じる損失は大きく、電力変換効率の向上が課題となっている。

今回、車載充電器の高効率化のために、AC/DCコンバータとして三菱電機独自の高効率マルチレベルインバータ技術である階調制御方式を採用し、ZVS (Zero Voltage Switching)型絶縁DC/DCコンバータと組み合わせ、各コンバータを高効率に動作させるためのコンバータ最適制御技術を開発した。また、開発した車載充電器では、力率99%以上の高い入力電流制御性と、広い電圧範囲で効率92%以上、最大効率94%以上の高効率を実現している。これによって、交流電力量消費率が向上し、単位充電時間あたりの走行距離延長が可能となる。



EVの充電システム及び車載充電器の電力変換回路

EVに搭載される車載充電器のシステム構成と、車載充電器の電力変換回路を示す。EVと家庭の交流電源を接続することによって、車載充電器を介して高電圧・大容量バッテリーが充電される。車載充電器は階調制御型AC/DCコンバータとZVS型絶縁DC/DCコンバータから構成され、各コンバータを高効率に動作させるために開発したコンバータ最適制御によって、高効率な充電動作を実現する。

1. ま え が き

近年の各国の排出ガス規制強化を背景に、ZEVとしてEVやPHEVが注目されており、各社でEV開発が加速されている。EVにはモータを駆動するための高電圧・大容量バッテリーが搭載され、このバッテリーの充電機能は不可欠である。バッテリーを充電する方法は、家庭の交流電源から低電力で充電する普通充電と、直流電源から高電力で充電する急速充電の2種類がある。普通充電に関しては、ユーザーの利便性を考慮し、交流を直流に変換する車載充電器をEVに搭載する方法が一般的に採用されている。EVで、商用電源での充電に必要な充電電力量と走行距離との割合で算出される交流電力量消費率は走行性能を示す上で重要な尺度であり、車載充電器には更なる高効率化が要求されている。

車載充電器はACからDCへの電力変換機能を備え、さらに、感電及び火災事故防止のために入力と出力を絶縁してバッテリーを非接地系とする必要がある。このため、AC/DCコンバータと絶縁DC/DCコンバータの組合せによって、車載充電器用の絶縁AC/DCコンバータを構成する。本稿では、高効率な絶縁AC/DCコンバータ開発における主要技術について述べ、車載充電器へ適用した結果を示す。

図1は、開発した車載充電器のコンバータ構成及び適用技術を示す。入力段のAC/DCコンバータ回路には階調制御方式を採用する。階調制御方式は、電圧の異なる複数のインバータを直列に接続して所望の電圧を階段状に出力する当社独自のマルチレベルインバータ技術であり、損失や電磁ノイズの低減が可能である。従来、階調制御方式は瞬停補償装置⁽¹⁾、UPS(Uninterruptible Power Supply)⁽²⁾、太陽光発電システムのパワーコンディショナ⁽³⁾といったインバータ機器に用いられてきたが、コンバータ回路への応用を検討し⁽⁴⁾、今回初めて車載充電器への適用を実現した。出力段の絶縁DC/DCコンバータには、スイッチング損失を低減可能なZVS型のソフトスイッチング方式⁽⁵⁾を採用する。さらに、これらのコンバータ回路を広い入出力電圧/電力条件で高効率に動作させることができるコンバータ最適制御技術を開発した。この技術は図1の構成で特に効果的に働き、従来製品にはない新規手法である。

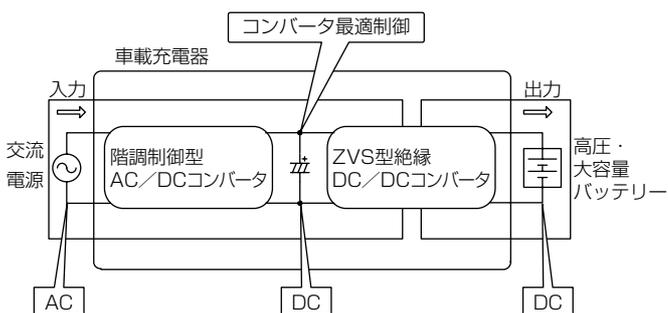


図1. 車載充電器のコンバータ構成及び適用技術

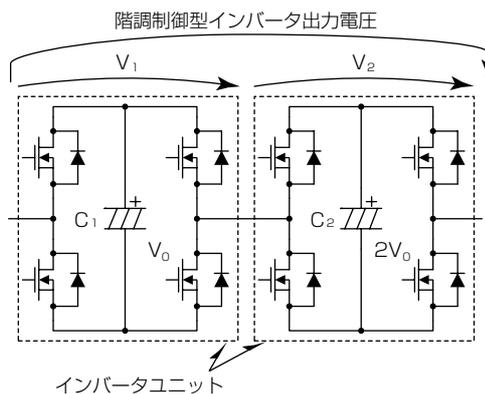
2. 適用技術

2.1 階調制御型AC/DCコンバータ

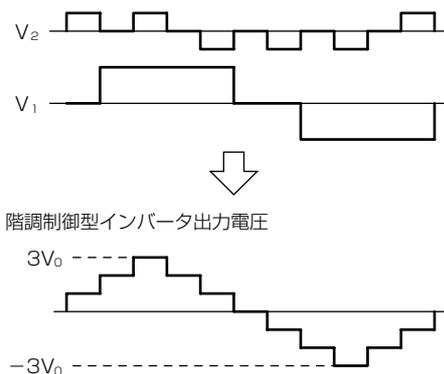
2.1.1 階調制御型インバータ

階調制御型インバータの概略構成を図2(a)に示す。階調制御型インバータは、ダイオードが逆並列接続されたMOS-FET(Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)などの半導体スイッチ素子とコンデンサから構成されるインバータユニットを、直列多段に接続して構成される。各インバータユニットのコンデンサ C_1 、 C_2 の電圧を2倍ずつ異なる値、例えば V_0 、 $2V_0$ とすることで、図2(b)に示すように各インバータユニットの駆動パターンの組合せによって $-3\sim 3V_0$ の7通りの電圧を発生させることができる。

階調制御型インバータの出力論理テーブルは表1となる。インバータユニットの出力電圧と電流が同極性の場合、表中で正極性ならばコンデンサから電荷が放電され、負極性



(a) 構成



(b) 出力例

図2. 階調制御型インバータ

表1. 出力論理テーブル

	階調制御型インバータ出力電圧							
	$-3V_0$	$-2V_0$	$-V_0$	0	V_0	$2V_0$	$3V_0$	
V_1	$-2V_0$	$-2V_0$	0	$-2V_0$	0	$2V_0$	$2V_0$	$2V_0$
V_2	$-V_0$	0	$-V_0$	V_0	0	V_0	$-V_0$	V_0

であればコンデンサに電荷が充電される。逆に、インバータユニットの出力電圧と電流が反対の極性の場合、コンデンサの電荷の充放電の関係は反転する。ここで表1から分かるように、階調制御型インバータが V_0 、 $-V_0$ を出力する場合、それぞれ2通りのパターンが存在する。

図3は、表1の階調制御型インバータ出力電圧 V_0 を実現する2通りのパターンを示す。 V_0 を保持するインバータユニットは出力パターンによってコンデンサ C_1 の充放電を選択でき、コンデンサ電圧を制御可能である。これによって、コンデンサ C_1 、 C_2 の電圧が2倍の比率となるようパターンを選択することで、電圧の関係を調整する。

2.1.2 コンバータの動作原理

階調制御型AC/DCコンバータの回路を図4に示す。この回路は一般的な昇圧チョップ型AC/DCコンバータの交流母線に対し、階調制御型インバータを直列に接続して構成される。

階調制御型インバータはPFC(Power Factor Correction：力率改善)動作を実現するため、AC電圧 V_{ac} と同位相の正弦波をAC入力電流目標として電圧を出力し、AC入力電流を制御する。階調制御型インバータの出力電圧を振幅

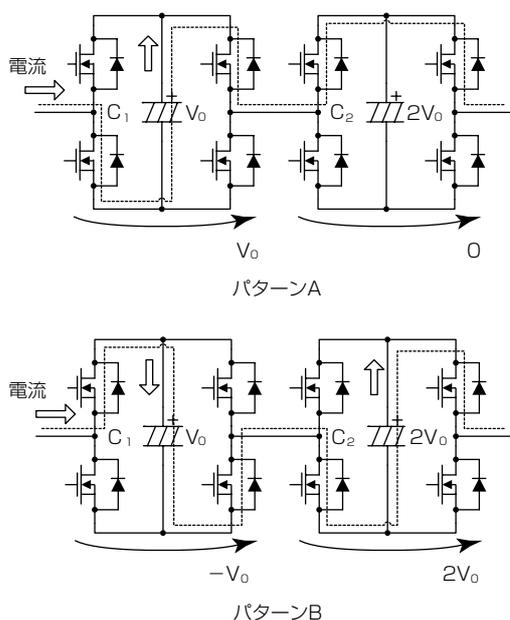


図3. 階調制御型インバータ出力電圧 V_0 での出力パターン

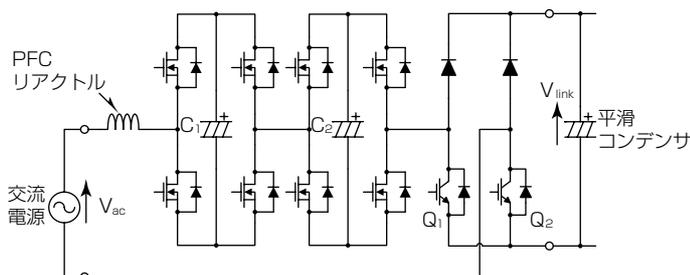


図4. 階調制御型AC/DCコンバータの回路

V_0 でPWM(Pulse Width Modulation：パルス幅変調)制御することによって、スイッチングで生じる電流リップルが低減し、電流制御性が向上する。これによって、部品として比較的高価なPFCリアクトルの小型化や、スイッチング周波数の低減が可能となる。また、各インバータユニットは直列接続され電流制御に必要な電圧が分散されるため、各インバータユニットのスイッチング電圧は通常の昇圧チョップ型AC/DCのスイッチング電圧(AC/DCコンバータ出力電圧と等しい)よりも低く、スイッチング損失と電磁ノイズは低減する。これはノイズフィルタの小型化にもつながる。さらに、各インバータユニットは低耐圧素子を使用でき、導通損失も低減可能である。

図4の半導体スイッチ素子 Q_1 、 Q_2 は階調制御型インバータが保持するコンデンサ C_1 、 C_2 の電圧を制御するためにスイッチングされる。AC電圧 V_{ac} に対するスイッチ素子 Q_1 、 Q_2 のスイッチングタイミングを示した波形を図5に示す。スイッチ素子 Q_1 、 Q_2 がONのときは、電流制御のために階調制御型インバータはAC電圧 V_{ac} に対向する電圧を出力し、コンデンサ C_1 、 C_2 は充電される。スイッチ素子 Q_1 、 Q_2 がOFFのときは、階調制御型インバータはAC電圧 V_{ac} に加算するように電圧出力し、コンデンサ C_1 、 C_2 は放電される。このようにスイッチ素子 Q_1 、 Q_2 のON期間(位相 θ_1)を調整し、階調制御型インバータのコンデンサ電圧を制御できる。スイッチ素子 Q_1 、 Q_2 のスイッチング電圧はAC/DCコンバータの出力電圧 V_{link} に等しいが、スイッチング回数はAC 1周期に4回であるため、スイッチング損失は無視できるほど低い。

スイッチ素子 Q_1 、 Q_2 のON期間では、階調制御型インバータはAC電圧 V_{ac} と等しい電圧を出力する必要があるため、図5で示すようにスイッチ素子 Q_1 、 Q_2 をAC電圧 V_{ac} のゼロクロス前後でONすることによって、コンデンサ C_1 、 C_2 が保持する電圧目標値を低く設定できる。またスイッチ素子 Q_1 、 Q_2 のOFF期間では、階調制御型インバータはAC電圧 V_{ac} とAC/DC出力電圧 V_{link} の差分の電圧を出力する必要があるが、ピーク前後の高いAC電圧 V_{ac} に対して出力を重畳するため、低いコンデンサ C_1 、 C_2 電圧であっても昇圧動作が可能となる。図5の位相 $0 \sim \theta_1$ 、 $\theta_1 \sim \theta_2$ 、 $\theta_2 \sim \pi/2$ に

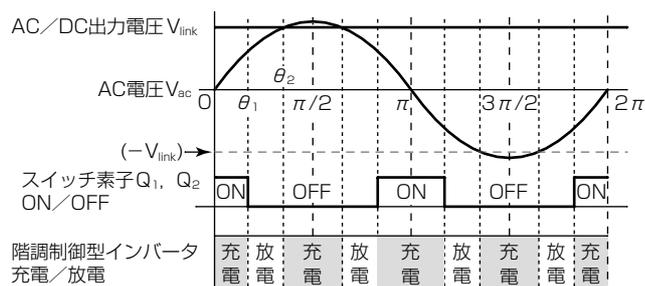


図5. スwitch素子 Q_1 、 Q_2 のスイッチングタイミング

ついて、階調制御型インバータが保持すべき電圧 V_{inv} (コンデンサ C_1 , C_2 電圧の合計) は次の式で表される。

$$V_{inv} \geq V_p \cdot \sin \theta_1 \quad (\theta : 0 \sim \theta_1) \quad \dots\dots(1)$$

$$V_{inv} \geq V_{link} - V_p \cdot \sin \theta_1 \quad (\theta : \theta_1 \sim \theta_2) \quad \dots\dots(2)$$

$$V_{inv} \geq V_p - V_{link} \quad (\theta : \theta_2 \sim \pi/2) \quad \dots\dots(3)$$

これらの式を全て満足するよう、コンデンサ C_1 , C_2 の電圧目標値を設定する。なお、 V_p は AC ピーク電圧である。

また図 5 に示すように、階調制御型 AC/DC コンバータは AC ピーク電圧 V_p よりも出力電圧 V_{link} を低く制御する降圧動作が可能という特長がある。そのため、階調制御型 AC/DC コンバータの出力からその後段の回路の入力にかけて、従来の AC/DC コンバータよりも低耐圧の素子を選定し、小型化や低損失化を図ることができる。階調制御型 AC/DC コンバータの動作中はコンデンサ C_1 , C_2 の充電と放電の電力が等しくなることから、次の式が成り立つ。

$$V_{link} = V_p \cdot \pi / 4 \cos \theta_1 \quad \dots\dots(4)$$

位相 $\theta_1 = 0$ のときは " $V_{link} = V_p \cdot \pi / 4$ " となり、これが降圧下限値である。一方、位相 θ_1 を $\pi/2$ に近づけるほど、すなわちスイッチ素子 Q_1 , Q_2 の ON デューティを大きくするほど、AC/DC コンバータ出力電圧 V_{link} を昇圧できる。

2.2 ZVS型絶縁DC/DCコンバータ

ZVS型絶縁DC/DCコンバータの回路概略を図 6 に示す。フルブリッジ型の絶縁DC/DCコンバータ回路をベースとして、ZVSのためにスイッチ素子と並列に共振コンデンサ、絶縁トランスと直列に共振リアクトルを備える。この方式は一般的なソフトスイッチング手法である。

特長として、共振によってスイッチング電圧を 0V とするため、スイッチング損失を大幅に低減可能である。また、絶縁トランスへの電圧印加時間が長くなるよう PWM デューティを制御することで、還流期間を短縮して導通損失を低減し、効率向上することができる。なお還流期間とは、絶縁トランス 1 次側電流がスイッチ素子と絶縁トランスの間をループし、電力が 2 次側に伝達されない期間である。

2.3 コンバータ最適制御

コンバータ最適制御は、ZVS型絶縁DC/DCコンバータの絶縁トランスへの電圧印加時間を長くするよう、階調制御型 AC/DC コンバータの出力電圧 V_{link} を制御することによって、各コンバータの特長を生かして高効率となる最適な電圧条件で動作可能とした当社独自技術である。

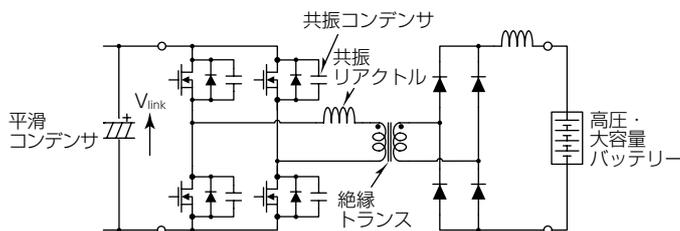


図 6. ZVS型絶縁DC/DCコンバータの回路

コンバータ最適制御は効率向上に対して 2 つの効果を持つ。1 つ目は、ZVS 型 DC/DC コンバータの還流期間が短縮されるため、導通損失を低減できる。2 つ目は、 V_{link} が低くなるよう制御されるため、ZVS 型 DC/DC コンバータで ZVS に必要な共振エネルギーが減少し、これによって ZVS が成立する動作範囲が拡大され、スイッチング損失を低減できる。ここで、車載充電器の入出力電圧範囲に合わせて設計した場合の V_{link} の動作範囲を図 7 に示す。階調制御型 AC/DC コンバータは V_{link} の下限を AC ピーク電圧以下に降圧可能であるという特長があるため、従来の AC/DC コンバータと比較して、ZVS の成立性が向上する。このように、ZVS 型 DC/DC コンバータは階調制御型 AC/DC コンバータと組み合わせることで、より高効率に動作可能となる。

3. 製品と性能

開発した車載充電器の外観及び仕様を図 8 に示す。また、開発した車載充電器を AC200V、バッテリー電圧 DC370V で動作させた場合の入出力波形を図 9 に示す。力率は 99% 以上であり、良好な制御を実現できている。さらに、最大電力で動作させた場合のバッテリー電圧に対する効率を図 10 に示す。バッテリー電圧 DC200~370V の範囲で効率 92% 以上、最大 94% 以上である。

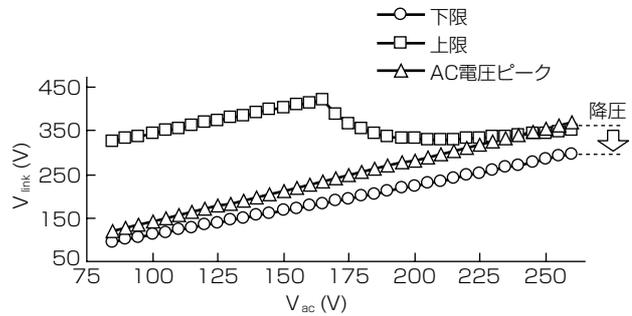


図 7. 階調制御型 AC/DC コンバータ出力電圧範囲



入力電圧	85~260V(AC)
出力電圧	200~370V(DC)
最大入力電流	15A(AC)
最大出力電流	12A(DC)
最大出力電力	3.5kW
外形	W235×D275×H143(mm) (注1)
質量	11.5kg (注1)

(注1) 12V降圧コンバータ含む

図 8. 階調制御方式を適用した車載充電器

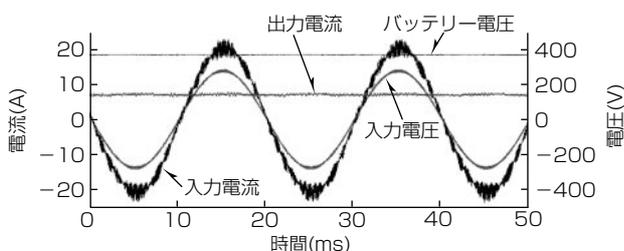


図9. 入出力波形(AC200V入力, DC370V出力)

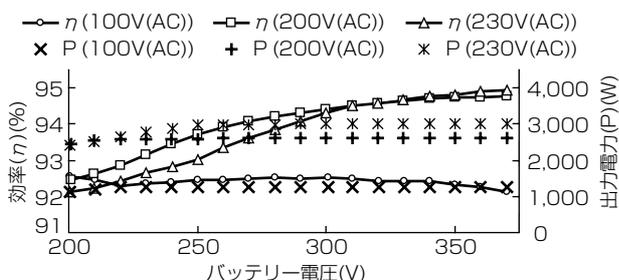


図10. バッテリー電圧対効率特性

4. む す び

当社独自の階調制御方式を用い、車載充電器向け高効率絶縁AC/DCコンバータを開発した。このコンバータでは、電力変換回路として階調制御型AC/DCコンバータとZVS型絶縁DC/DCコンバータの組合せを採用した。また広い入出力電圧範囲で高効率に動作させるためのコンバータ最適制御を開発し、適用した。さらに、開発した車載充電器で、力率99%以上の高い電流制御性と、広い電圧範囲で効率92%以上、最大効率94%以上の高効率を実現した。これ

によって、交流電力量消費率が向上し、単位充電時間あたりの走行距離延長が可能となる。

今回適用した技術は、定格電力の異なる車載充電器や、AC/DCコンバータと絶縁DC/DCコンバータから構成される別の製品に対しても応用可能である。

参 考 文 献

- (1) Yamada, M., et al.: A New Voltage Sag Compensator with a Gradationally Controlled Voltage Inverter, Proc. of Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on, 1~7 (2005)
- (2) 森 修, ほか: 三進数階調制御型UPSの開発, 電子情報通信学会技術研究報告.EE, 電子通信エネルギー技術, **108**, No.308, 35~40 (2008)
- (3) Urakabe, T., et al.: High Efficiency Power Conditioner for Photovoltaic Power Generation System, Proc. of Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, 3236~3240 (2010)
- (4) 村上 哲, ほか: 階調制御方式昇降圧高効率コンバータの開発, 平成22年電気学会産業応用部門大会講演論文集, I_421~I_424 (2010)
- (5) Torvetjonn, G.J. et al.: A DC-DC Converter Topology with Phase Shift Control and Lossless Snubbers for Use in a 200A Battery Charger Working on 400V Mains, Proc. of Telecommunications Energy Conference, 1995. INTELEC '95, 17th International, 489~495 (1995)