

LC共振で入力電流を正弦波化する高力率コンバータ回路

中部大学 工学研究科 電気工学専攻主任 松井景樹

Professor. Keiju Matsui
Chief Professor of Electrical Engineering Course
in Graduate School of Engineering
Chubu University



まえがき

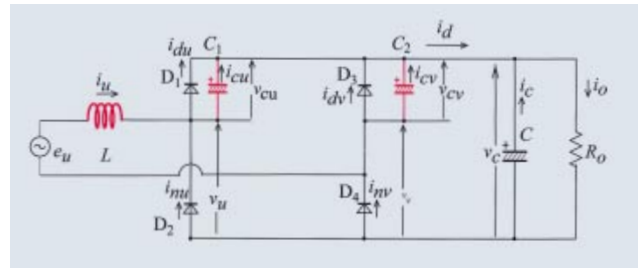
家電用やオフィス機器などにはコンデンサインプット形单相整流回路がよく用いられている。そのような整流回路が電力系統に様々な高調波を発生させているのは承知の通りである。さらに、産業用電気機器において使われる様々な非線形半導体回路も整流回路を主体として電力系統の高調波を増大させる原因となっている。このような状況のもと資源エネルギー庁の主導により高調波を抑制するためのガイドラインが策定された。⁽¹⁾

このような背景において、低ひずみで且つ高力率である、いわゆる高力率コンバータ回路が多数提案され、研究されている。スイッチング素子によって入力電流を正弦波化しようとするアクティブ方式とそれを用いないパッシブ方式に分けられ、それぞれの特徴を有している。前者と比べ後者は、素子は多少大型化する欠点はあるが、EMC(電磁的両立性)対策の問題がなく、また設計が容易で取り扱い易い特徴がある。このような観点からいえば、パッシブ素子のみで高調波を低減させる方法を検討することも重要である。

本方式では商用周波のLC共振現象を利用し、パッシブ素子だけを用いて入力電流を正弦波化する回路方式を提案している。これにより高調波抑制ガイドライン限度値を余裕をもってクリアすることができる。この方式を紹介し今後の展望等も述べる。

動作原理

第1図で示す提案のLC共振を用いた整流回路(以後慣例に従い、高力率コンバータ回路と呼称する)では高調波低減を目的に、入力リアクトル L 、共振用コンデンサ C_1 、 C_2 を用い入力電流を商用周波で共振させて正弦波状とし、通電角の広い入力電流を得る。平滑を必要とする負荷側には C のコンデンサ容量を大きくする。このように入力コンデンサと入力リアクトル L と共振させて正弦波状の電流を得るといった基本概念は国内



第1図 提案回路構成図

外を通して未だ報告されていない。

コンデンサ C_1 がダイオード D_1 端子の代わりに D_4 端子に接続されたものは一般に倍電圧整流回路と呼ばれている。本方式はこれを展開させたものであるが、これと比べると共振現象を利用する点に特徴があり、毎周期毎にコンデンサ電圧は0まで放電し、通電角が 180° まで更に広がり入力電流の正弦波化が容易となる。

第1図において e_u が0より上昇する場合を考える。この時 C_1 の放電と同時に他方のコンデンサ C_2 は前動作で0まで放電しているため通常 $v_{cv} = 0$ であり、 i_d は直ちに通電する。 C_2 の電圧 v_{cv} が上昇し同時に C_1 の放電が終わるとこの期間が終わる。この期間、負荷側では前動作で充電されていた C が放電し、負荷に電力が供給される。

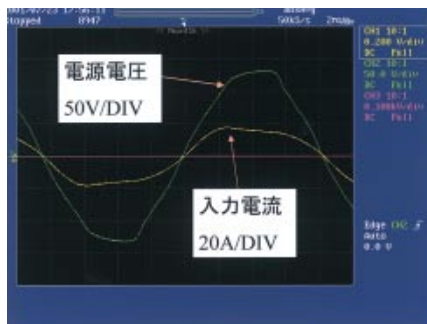
v_{cu} が0になるとダイオード D_1 が通電する。 i_{cu} と i_{cv} 波形は対称波形であり、この期間以外でも $i_{cu} = -i_{cv}$ が常に成立する。又、 $C_1 = C_2$ であるため、一方の放電期間と他方の充電期間は同一時間となり、 $v_{cu} = 0$ となり D_1 が通電する時刻に $v_{cv} = v_c$ となり D_4 も同時に通電して負荷側に電力が供給される。 i_o が0になる時、適正な回路定数では $e_u = 0$ であり、この後電源 e_u が反転すると前期間と同様の動作が行われる。

実験およびその検討

回路解析をもとに定格における最適値を与えて実験を行った。最適値は出力電力等によっても大きく異なるが、400W程度から1000W程度の可変出力を念頭にコンデンサ容量として最大出力電力で高力率の値とな

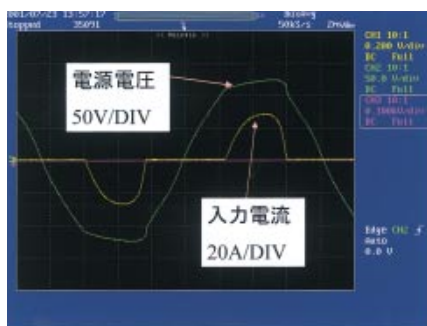
参考文献 (1)資源エネルギー庁公益事業部:「家電・汎用品高調波抑制対策ガイドライン」(平成12-12)

ることおよび低ひずみ電流であることなどから回路シミュレーションより $C_1 = 100 \mu\text{F} \sim 250 \mu\text{F}$ 程度として実験して最適値を選んだ。



第2図 提案回路実験結果

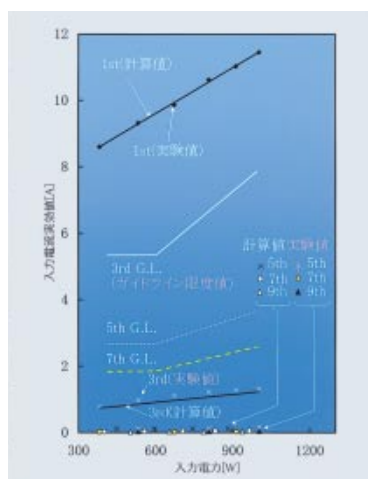
第2図に提案の高力率コンバータ回路の電源電圧と入力電流波形を示す。入力電圧100Vで $L = 16\text{mH}$ 、 $C_1 (= C_2) = 230 \mu\text{F}$ 、 $C = 4700 \mu\text{F}$ 、定格出力1kWの場合である。入力力率は0.99効率は90%程度となった。損失は主に共振用の電解コンデンサによる充放電電流によるジュール損のためと思われる。入力電流波形はひずみ率の少ない波形が得られていることがわかる。第3図は従来のコンデンサインプット形コンバータの入力電流波形と電圧波形を示している。 $L = 0.2\text{mH}$ 、 $C_1 (= C_2) = 0 \mu\text{F}$ で、電力はほぼ1kWである。入力電圧が負荷のコンデンサ電圧を上回るわずかな期間、図示のようにパルス状に電流が流れ、高調波が増加するであろうことが予想される。



第3図 従来回路実験結果

高調波特性

第4図に入力電力を変化させたときの入力電流の各高調波の変化の測定および計算結果を示している。又、高調波抑制ガイドライン限度値との比較で示している。第三次高調波は実験値、計算値とも他の高調波と比べ多少大きく現れているが高調波抑制ガイドラインの第三次高調波の値の約13%程度の大きさであり、それ以外の高調波はすべてガイドライン値の5%未満となった。高調波規制ガイドライン

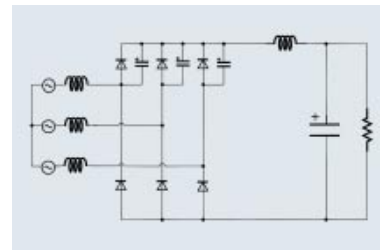


第4図 入力電流高調波特性

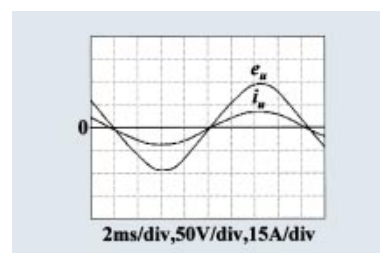
限度値より大幅に下回り、十分に満足する結果が得られた。

三相回路への展開

第5図は三相回路に展開した時の高力率コンバータ回路構成を示している。又第6図はその時の入力相電圧波形と電流波形を示している。単相と比べ第三次調波が除去されるため、正弦波に極めて近い良好な高力率電流波形が得られていることがわかる。



第5図 三相回路への展開



第6図 三相回路の入力電圧・電流波形

まとめ

本研究ではパッシブ素子のみを用いた極めて簡単な構成で入力電流波形を改善することができた。オン、オフのスイッチング素子を必要としないためスイッチングに伴うロスやノイズの発生を回避できEMC対策の問題も生じない。また、トランジスタ等のスイッチング素子に用いられる駆動用電源回路が不要であるためコストパフォーマンスに優れている。欠点として素子が多少大型化するため、小型化が要求される用途には不向きであるなどの他、無負荷時にも小さい値であるが無効電流が流れるため、動作期間中無負荷が多く占められる応用には適さないと思われる。高調波抑制ガイドラインClass A(エアコンおよび電子計算機等の一般機器が規制対象)限度値を十分満足する結果が得られた。共振現象時に入力電流は制限されるため電力容量的には中容量程度までであり、大容量範囲は適さないと考えている。

松井景樹(まついけいじゅ)氏 略歴

昭和40年3月 愛媛大学工学部電気工学科 卒業
 昭和40年4月 中部工業大学電気工学科(現中部大学)助手
 昭和51年4月 同上 講師
 昭和57年4月 同上 助教授
 平成2年4月 中部大学工学部電気工学科教授
 平成9年6月 電気設備学会論文奨励賞
 平成11年5月 電気学会電気学術振興賞 - 著作賞
 平成12年10月 IEEE-IECON-2000 Paper Award 受賞