

電解コンデンサレスデュアルインバータを用いた 系統擾乱時の高調波補償

大野 友幹* 芳賀 仁 (長岡技術科学大学)

Harmonic Compensation Under Distorted Grid Voltage Using Electrolytic Capacitor-less Dual Inverter
Yuuki Ohno*, Hitoshi Haga (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a harmonic compensation method that superimposes on the output phase current under distorted grid voltage using an electrolytic capacitor-less dual inverter in a motor drive system. The proposed system consists of a three-phase diode rectifier, two inverters, two film capacitors and an open-end winding machine. In the conventional electrolytic capacitor-less single inverter, harmonic components due to DC link voltage ripple and output frequency are superimposed on the output phase current. The proposed system is a compensation inverter that achieves harmonic compensation by outputting the harmonics superimposed on the load phase voltage. The experimental result show that the THD of the output phase current was reduced by 42% by using the proposed electrolytic capacitor-less dual inverter compared to the conventional electrolytic capacitor-less single inverter.

キーワード：電解コンデンサレス，デュアルインバータ，オープンエンド巻線モータ，系統擾乱，高調波補償
(Electrolytic capacitor-less, Dual inverter, Open-end winding machine, Grid voltage distortion, Harmonic compensation)

1. はじめに

可変速モータドライブシステムは、省エネルギーの観点から、家庭・産業分野さらには運輸分野に至るまで幅広く普及している。系統に接続するモータドライブシステムの多くには、構成が簡単な三相ダイオード整流器とインバータで構成されており、安定した直流電圧を得るために大容量の電解コンデンサを用いている。電解コンデンサの使用は、システムの短寿命化や大型化を招くため、電解コンデンサをレス化したモータドライブシステムに関する研究が盛んに行われている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。一方、電力変換器にエネルギー蓄積要素を持たないモータドライブシステムでは、電力系統の擾乱がモータの運転特性に大きく影響を与える^{(4),(5)}。電解コンデンサレスインバータは、系統電圧の高調波成分重畳や三相不平衡、周波数変動、位相急変などの擾乱がある場合、直流リンク電圧の直流成分は減少し、直流電圧リップルは増加する。これにより、インバータの出力波形に高調波成分が重畳され、過大な電流によるシステムの信頼性低下やモータ銅損の増加、トルク脈動によって発生する機械振動・騒音が問題となる。近年、太陽光発電など分散型電源の普及により、電力系統への分散型電源の連系量の増加^{(6),(7)}や電力系統か

ら切り離されたスマートグリッド⁽⁸⁾など様々な形態の電力網が形成されている。このような趨勢より、エネルギー蓄積要素を持たないモータドライブシステムの系統擾乱への対策^{(9),(10)}の重要度は増している。

そこで本論文では、電解コンデンサレスインバータにおいて、系統擾乱時における直流リンク電圧リップルの増加に起因したインバータの出力波形に重畳する高調波を補償すること目的に、デュアルインバータ^{(11),(12)}を用いた電解コンデンサレスデュアルインバータの構成と制御法を提案する。提案システムの有効性は、系統電圧に高調波が重畳したことを想定し、高調波を重畳した入力電圧条件下で実験により検証し、負荷相電流に重畳する高調波成分について評価および議論する。

2. 従来システムの構成と問題点

〈2・1〉 電解コンデンサレスシングルインバータ 図1に、従来のモータドライブシステムに用いられる電解コンデンサレスシングルインバータの回路構成を示す。図1に示した回路は、三相ダイオード整流器および小容量フィルムコンデンサ、インバータで構成され、負荷の埋込型永久磁石同期モータ(IPMSM)を駆動する。直流リンク部には、寿

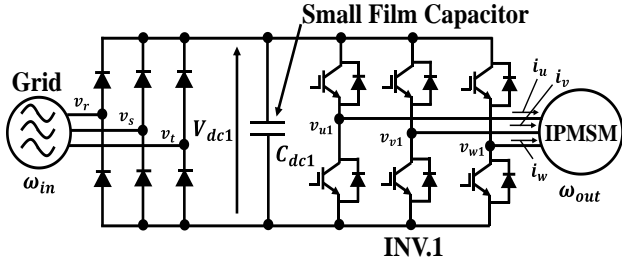


図1 電解コンデンサレスシングルインバータ
Fig.1. Electrolytic capacitor-less single inverter.

命部品である大容量の電解コンデンサを用いないため、システムの長寿命化を実現可能とする反面、直流リンク電圧に系統周波数の6倍の周波数で電圧リプルが発生する。

〈2・2〉 系統擾乱による影響 本論文では、系統擾乱の例として系統電圧の高調波重畳を対象とする。高調波が重畳した系統電圧下では、高調波成分に起因した直流リンク電圧リプルが発生する。例えば、系統電圧に7次高調波が基本波に対して5%の大きさで同相成分として重畳した場合、直流リンク電圧の直流成分は約1%低下し6次成分は約93%増加する。直流リンク電圧 V_{dc1} は、電圧リプル角周波数を ω_k 、電圧リプル成分の振幅を $V_{dc1,k}$ 、系統電圧に重畳した高調波成分によって決定される位相を ϕ_k とすると(1)式で表される。

$$V_{dc1} = \sum_{\omega_k=0}^{\infty} V_{dc1,k} \sin(\omega_k t + \phi_k) \quad (1)$$

また、PWM インバータの出力相電圧 $v_{x1}(x = u, v, w)$ は、インバータの変調率を m 、出力角周波数を ω_{out} 、出力相電圧位相差を $\phi_{out} (= 0^\circ, 240^\circ, 120^\circ)$ とすると(2)式で表される。

$$v_{x1} = \frac{V_{dc1}}{2} m \sin(\omega_{out} t + \phi_{out}) \quad (2)$$

(1)式を(2)式に代入することで、高調波が重畳した系統電圧下における直流リンク電圧とインバータの出力相電圧 v_{x1} の関係が(3)式で求められる。

$$\begin{aligned} v_{x1} = & \frac{V_{dc1,0}}{2} m \sin(\omega_{out} t + \phi_{out}) \\ & - \frac{m}{4} \sum_{\omega_k > 0} V_{dc1,k} \cos\{(\omega_k + \omega_{out})t + \phi_k + \phi_{out}\} \\ & + \frac{m}{4} \sum_{\omega_k > 0} V_{dc1,k} \cos\{(\omega_k - \omega_{out})t + \phi_k - \phi_{out}\} \end{aligned} \quad (3)$$

(3)式の第1項は出力角周波数成分のみであるが、第2項は直流リンク電圧リプル角周波数と出力角周波数の和成分、第3項は直流リンク電圧リプル角周波数と出力角周波数の差成分が、インバータの出力相電圧に現れることを意味する。そのため、インバータの出力相電圧に高調波成分が重畳する。また、インバータの出力相電圧に重畳する高調波の大きさは、直流リンク電圧リプル成分の振幅・インバータの変調率・直流リンク電圧リプル角周波数と出力角周波数

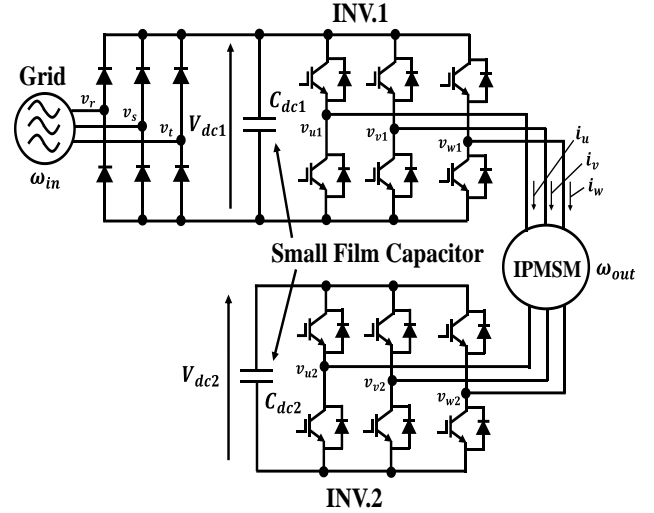


図2 電解コンデンサレスシングルインバータ
Fig.2. Electrolytic capacitor-less dual inverter.

の和と差の成分に起因する。これより、直流リンク電圧リプルが大きいくほど、インバータの変調率が高いほど、そして直流リンク電圧リプル角周波数と出力角周波数の値が近いほど出力相電圧の歪みが顕著になる。このとき、負荷であるモータに流入する相電流は、インバータの出力相電圧と負荷インピーダンスで決定されるため、負荷相電流にもインバータの出力相電圧と同様に高調波成分が重畳する。これにより、モータの運転特性に影響を与え、過大な電流による信頼性低下やモータ銅損の増加、トルク脈動が問題となる。

3. 提案システムの構成と制御法

〈3・1〉 提案するモータドライブシステムの構成 図2に、提案するモータドライブシステムの回路構成を示す。提案システムの構成は、三相ダイオード整流器および2個の小容量フィルムコンデンサ(C_{dc1} , C_{dc2})、2台のインバータ(INV.1, INV.2)で構成され、負荷はモータの巻線両端を開放したオープンエンド巻線 IPMSM を対象とする。図2で示した提案システムのインバータは、メインインバータが INV.1 であり、負荷相電圧に重畳する高調波を補償する役割を担う補償用インバータが INV.2 である。オープンエンド巻線 IPMSM の巻線両端に印加される負荷相電圧 v_x ($x = u, v, w$) は、INV.1 と INV.2 の出力相電圧を v_{x1} , v_{x2} とすると(4)式で表される。

$$v_x = v_{x1} - v_{x2} \quad (4)$$

(4)式より、モータ巻線両端に印加される負荷相電圧は各インバータの出力相電圧の差によって求められる。図3に、系統擾乱時におけるスイッチング成分を除いた各電圧波形の例を示す。INV.1 の出力相電圧に重畳する高調波成分を INV.2 で出力することで、負荷相電圧に重畳する高調波を補償する。INV.2 の直流部には小容量のフィルムコンデンサが接続されており、コンデンサの充放電電力を利用することで INV.2 は高調波補償を行うため、コンデンサの電圧制御

を用いる。

〈3・2〉 高調波成分補償法 高調波成分が重畳した系統電圧下では、直流リンク電圧の直流成分は低下し電圧リップル成分は増加するため、電解コンデンサレスシングルインバータの出力波形には高調波成分が重畳する。軽負荷領域では、インバータの出力電流 PI 制御器の操作量がインバータの電圧飽和値に対して余裕があるため、直流リンク電圧リップルに応じてインバータの変調率を高くすることが可能であり、系統擾乱時のインバータの出力波形に重畳する高調波の影響は小さい。しかし、重負荷領域では、インバータの電圧飽和による出力電流 PI 制御器の操作量飽和が発生し、インバータの出力波形に重畳する高調波の影響は大きくなる。そのため、従来の電解コンデンサレスシングルインバータでは、重負荷領域において出力波形に重畳する高調波補償が重要視される。

図 2 に示す提案システムにおいて、出力波形に高調波補償を行うためには、高調波成分を推定する必要がある。負荷相電圧に重畳する高調波成分は、d-q 軸座標では脈動成分となるため、INV.2 では d-q 軸負荷電圧 V_d, V_q の脈動成分を出力することで、 V_d, V_q を一定に補償し d-q 軸負荷電流 I_d, I_q も一定に補償される。このとき、INV.2 の d-q 軸出力電圧指令 $V_{d2}^{ref}, V_{q2}^{ref}$ は、d-q 軸負荷電圧指令値 V_d^{ref}, V_q^{ref} と V_d, V_q の差によって決定されるため(5),(6)式のように表せる。

$$V_{d2}^{ref} = V_d - V_d^{ref} \quad (5)$$

$$V_{q2}^{ref} = V_q - V_q^{ref} \quad (6)$$

V_d^{ref}, V_q^{ref} は、出力電流制御器出力から決定する。よって、 $V_{d2}^{ref}, V_{q2}^{ref}$ を算出するためには V_d, V_q が既知である必要がある。本論文では、 I_d, I_q とモータパラメータから V_d, V_q を推定する。 I_d, I_q は、出力電流制御で使用した d-q 軸出力電流の応答値と同じ値を使用するため、新たに電圧センサ等を追加する必要がない。

推定する d-q 軸負荷電圧は、d-q 軸出力電流 I_d, I_q 、モータ巻線抵抗を R_a 、d-q 軸巻線インダクタンスを L_d, L_q 、微分演算子を p とすると(7),(8)式で表される。

$$V_d = (R_a + pL_d) \cdot I_d \quad (7)$$

$$V_q = (R_a + pL_q) \cdot I_q \quad (8)$$

(7),(8)式を(5),(6)式に代入することで、 $V_{d2}^{ref}, V_{q2}^{ref}$ が得られる。

$$V_{d2}^{ref} = (R_a + pL_d) \cdot I_d - V_d^{ref} \quad (9)$$

$$V_{q2}^{ref} = (R_a + pL_q) \cdot I_q - V_q^{ref} \quad (10)$$

また、INV.1 の d-q 軸電圧指令値 $V_{d1}^{ref}, V_{q1}^{ref}$ は、INV.1 が基本波成分の出力を担うため、 $V_{d1}^{ref}, V_{q1}^{ref}$ は V_d^{ref}, V_q^{ref} と同じ指令値を用いる。

〈3・3〉 コンデンサ電圧制御 提案システムで用いる INV.2 の直流部に接続されたコンデンサは、INV.2 の素子耐圧の観点からコンデンサの充放電制御が不可欠である。コ

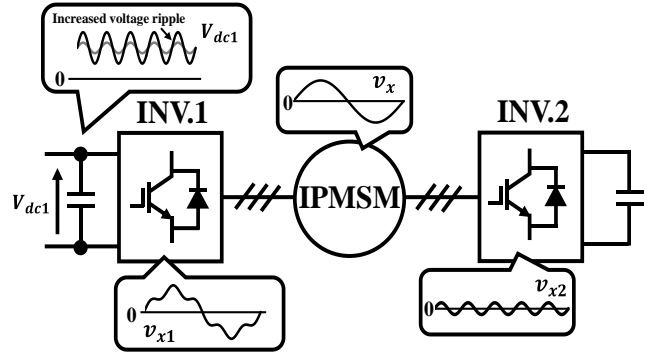


図 3 高調波補償時の各電圧波形例
Fig.3. Each voltage waveform example when harmonic compensation.

ンデンサの充放電制御を行うために、文献(12)ではコンデンサ電圧の平均値制御が検討されている。コンデンサ電圧の平均値制御では、脈動するコンデンサ電圧の平均値がコンデンサ電圧指令値となる。このとき、コンデンサ電圧平均値 $V_{dc2,ave}$ とコンデンサ電圧リップル成分の振幅値 ΔV_{dc2} 、コンデンサ容量 C_{dc2} 、INV.2 の出力電力 $P_{INV.2}$ の関係は、(11)式である。

$$\int P_{INV.2} dt = \frac{1}{2} C_{dc2} \left\{ (V_{dc2,ave} + \Delta V_{dc2})^2 - (V_{dc2,ave} - \Delta V_{dc2})^2 \right\} \quad (11)$$

(11)式より、コンデンサ容量およびコンデンサ電圧平均値は一定値であるため、コンデンサ電圧リップル成分は INV.2 の出力電力によって決まる。これより、コンデンサの充放電は、INV.2 の出力電力の方向によって決まる。INV.2 の出力電力は、INV.2 の d-q 軸出力電圧を V_{d2}, V_{q2} とすると、 I_d, I_q を用いて(12)式の関係がある。

$$P_{INV.2} = -\frac{3}{2} (I_d V_{d2} + I_q V_{q2}) \quad (12)$$

IPMSM のベクトル制御では、 I_q は正方向に制御するため、 V_{q2} の正負によって INV.2 の出力電力の方向が決定され、コンデンサの電圧制御が可能となる。コンデンサ電圧の平均値制御は、コンデンサ電圧 PI 制御器によって、コンデンサ電圧指令値に追従させる。コンデンサ電圧 PI 制御器出力は、INV.2 の出力電力によって決まるため、 V_{q2}^{ref} に加算する。

〈3・4〉 コンデンサ電圧指令値の生成 コンデンサ電圧制御の電圧指令値は、INV.2 の直流部に接続されるフィルムコンデンサの耐圧や許容リップルなどから求める必要がある。(11)式をコンデンサ電圧脈指令値 V_{dc2}^{ref} は静電エネルギー W_c を用いて解くと、(13)式のように表せる⁽¹³⁾。(13)式の W_c は、INV.2 の補償する電力量を表す。

$$V_{dc2}^{ref} = \frac{W_c}{C_{dc2} \Delta V_{dc2}} \quad (13)$$

(13)式より、コンデンサ容量およびコンデンサ電圧リップル

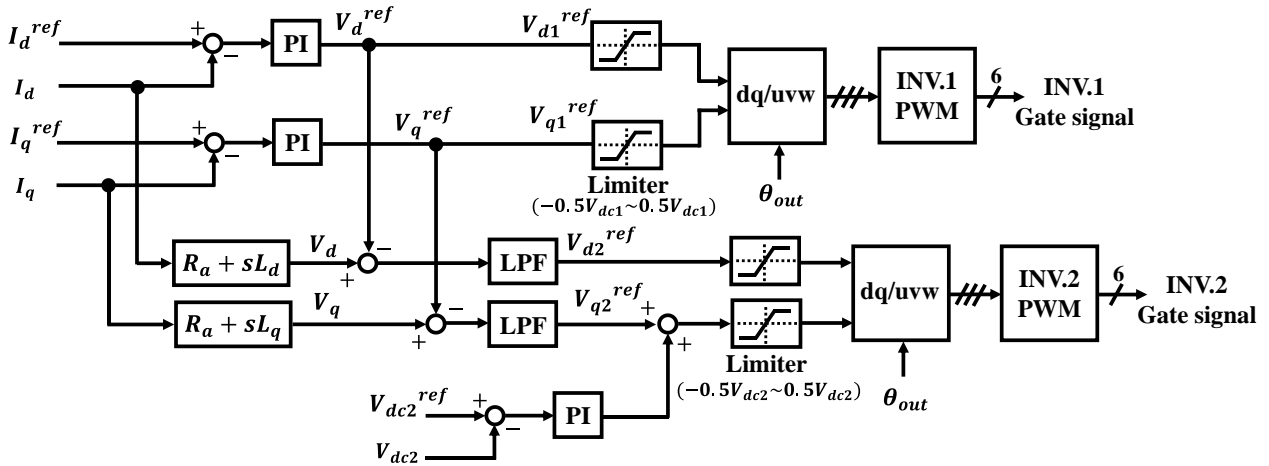


図4 提案制御ブロック図
Fig.4. Proposed control block diagram.

が小さいほど、大きなコンデンサ電圧指令値が必要になる。コンデンサ電圧指令値は、(13)式より、高調波補償時電力量の上限とコンデンサの最大リップル電圧から決定する。高調波補償電力量の上限は、INV.2が出力可能な最大出力電力と補償する周波数によって決定されるため、INV.2の定格電力から決定される。また、コンデンサの最大リップル電圧は、使用するフィルムコンデンサのデータシートの耐リップル電圧より決定する。計算例として、フィルムコンデンサ (Panasonic, EZPE805064TA, 容量 $50\mu\text{F}$, 耐圧 800V , 許容リップル電圧 160V) を使用する場合、INV.2で補償する最大電力量を 8mJ 、コンデンサ許容リップルを仕様の 50% とすると、(13)式よりコンデンサ電圧指令値は 200V となる。実用上では、設計余裕を考慮して 200V よりも高いコンデンサ電圧指令値に設定する。

〈3・5〉 補償範囲の決定 V_d, V_q の推定には、(7),(8)式より微分が必要である。そのため、インバータの出力相電流に含まれるスイッチングリップル成分が推定した V_d, V_q に対して外乱成分となる。この外乱成分の除去には、LPFを用いる。スイッチングリップル成分を除去するために、LPFのカットオフ周波数の上限値はキャリア周波数よりも低く設定する必要がある。また、LPFのカットオフ周波数は上限内で、高い周波数を採用するほど高調波補償範囲も広がるが、INV.2の直流部に接続されたコンデンサ電圧リップルも増加する。そのため、LPFのカットオフ周波数の下限値は補償したい高調波成分によって決定する。

4. 実験結果

〈4・1〉 実験構成 出力波形に重畳する高調波の補償効果を確認するために、RL 負荷を用いて実機実験を行った。高調波の補償効果は、RL 負荷に流れる出力 U 相電流の高調波解析を行うことにより評価を行った。図4に提案システムの制御ブロック図を示す。 $V_{d1}^{ref}, V_{q1}^{ref}$ は出力電流制御器出力から決定する。 $V_{d2}^{ref}, V_{q2}^{ref}$ は、出力電流制御器出力と推定した V_d, V_q の減算結果に、コンデンサ電圧制御器出力

表1. 回路と制御パラメータ
Table 1. Circuit and control parameters

| | |
|--|----------------------|
| AC power supply voltage | 100 [Vrms] |
| Grid frequency | 50 [Hz] |
| DC link capacitor | 10 [μF] |
| Floating capacitor | 50 [μF] |
| Voltage reference of floating capacitor | 50 [V] |
| Carrier frequency | 10 [kHz] |
| Sampling frequency | 10 [kHz] |
| Output frequency | 50 [Hz] |
| Dead time | 2 [μs] |
| Bandwidth of current PI controller | 3142 [rad/s] |
| Cutoff frequency of LPF | 500 [Hz] |
| Load resistance | 12.5 [Ω] |
| Load dq-axis inductance | 2 [mH] |
| Proportional gain of capacitor voltage PI controller | 0.31 |
| Integral gain of capacitor voltage PI controller | 493 |

を加算することで得られる。表1に回路および制御パラメータを示す。INV.1の直流リンク部に使用するフィルムコンデンサは、インバータの入力電流に含まれるスイッチング成分を吸収できる容量を採用した。定格電力が 1kW の補償インバータを用いたため、INV.2の直流部に使用する補償コンデンサは、コンデンサの耐圧、許容リップル電圧を超えないように設計余裕を考慮した上、フィルムコンデンサ (Panasonic, EZPE805064TA, 容量 $50\mu\text{F}$, 耐圧 800V , 許容リップル電圧 160V) を採用する。また、高調波補償範囲を決める LPF のカットオフ周波数は、低次高調波抑制を目的に 500Hz とした。高調波成分が重畳した系統電圧を模擬するために、電源環境試験装置 (MODEL 8484, NF) を使用した。模擬した系統相電圧 v_r, v_s, v_t は、高調波次数を n 、基本波成分実効値を V_l 、高調波成分実効値を V_n とすると(14)式に従う。

$$\begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} = \sqrt{2}V_l \begin{bmatrix} \sin(\omega_{in}t) \\ \sin(\omega_{in}t + 240^\circ) \\ \sin(\omega_{in}t + 120^\circ) \end{bmatrix} + \sqrt{2}V_n \begin{bmatrix} \sin\{n(\omega_{in}t)\} \\ \sin\{n(\omega_{in}t + 240^\circ)\} \\ \sin\{n(\omega_{in}t + 120^\circ)\} \end{bmatrix} \quad (14)$$

高調波成分の重畳時の系統相電圧の実効値 V_{rms} は(15)式で表される。

$$V_{rms} = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + \dots + V_n^2} \quad (15)$$

(15)式より、重畳した高調波成分の実効値によって系統電圧の実効値も大きくなるため、高調波重畳前後で系統電圧の実効値が一致する条件で実験を行った。系統電圧の THD を THD とすると、基本波実効値と高調波成分の実効値の関係は(16),(17)式で表される。

$$V_1 = \frac{V_{rms}}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (16)$$

$$V_n = V_1 \cdot THD \quad (17)$$

〈4・2〉 高調波補償効果 d 軸出力電流指令を 0A, q 軸出力電流指令を 4.5A としたときの入力 R 相電圧, 各インバータの直流電圧, 出力三相電流の実験波形を図 5 に示す。図 5(a)は, 入力電圧に高調波重畳前の電解コンデンサレスシングルインバータの実験結果であり, 直流リンク電圧の peak-to-peak 値は 26.8V, 出力 U 相電流の 20 次までの THD は 2.9%であった。図 5(b)は, (14),(16),(17)式に従って 5 次高調波 25%重畳した入力電圧下における電解コンデンサレスシングルインバータの実験結果で, 入力相電圧の THD は 25.2%であった。このとき, 直流リンク電圧の peak-to-peak 値は 58.4V であり, 高調波重畳前と比較して約 118%増加した。INV.1 の直流リンク電圧の高調波解析結果を図 6 に示す。入力電圧に 5 次高調波が重畳されると, 系統周波数の 0 次, 6 次成分で直流リンク電圧に与える影響が大きいことがわかる。このとき, 高調波重畳前(THD 1.5%)と比較して, 直流リンク電圧の 0Hz 成分は約 3%低下し 300Hz 成分は約 221%増加する。これにより, 直流リンク電圧の peak-to-peak 値は大きくなる。また, 出力 U 相電流の THD は 11.0%であり, 高調波重畳前と比較して約 279%増加した。図 5(c)は, 5 次高調波 25%重畳した入力電圧下における電解コンデンサレスデュアルインバータを用いた提案システムの実験結果である。提案システムでは, INV.2 の補償コンデンサ電圧の直流成分を 50V に制御し高調波補償を行うことで, 出力 U 相電流の THD は 6.4%となり, 従来の電解コンデンサレスシングルインバータと比較して約 42%低減した。

〈4・3〉 出力相電流の高調波解析 従来システムの電解コンデンサレスシングルインバータと提案する電解コンデンサレスデュアルインバータにおいて, 出力 U 相電流の高調波解析結果の比較を行った。出力周波数の 20 次(50Hz~1000Hz)までの周波数範囲における高調波解析結果を図 7 に示す。本論文では, 系統擾乱として入力電圧に 5 次高調波が重畳することを想定している。このとき, 直流リンク電圧の脈動周波数は 300Hz が支配的であり出力周波数は 50Hz であることから, (3)式より, 出力 U 相電流には 250Hz と 350Hz の高調波が重畳する。そのため, 出力 U 相電流の

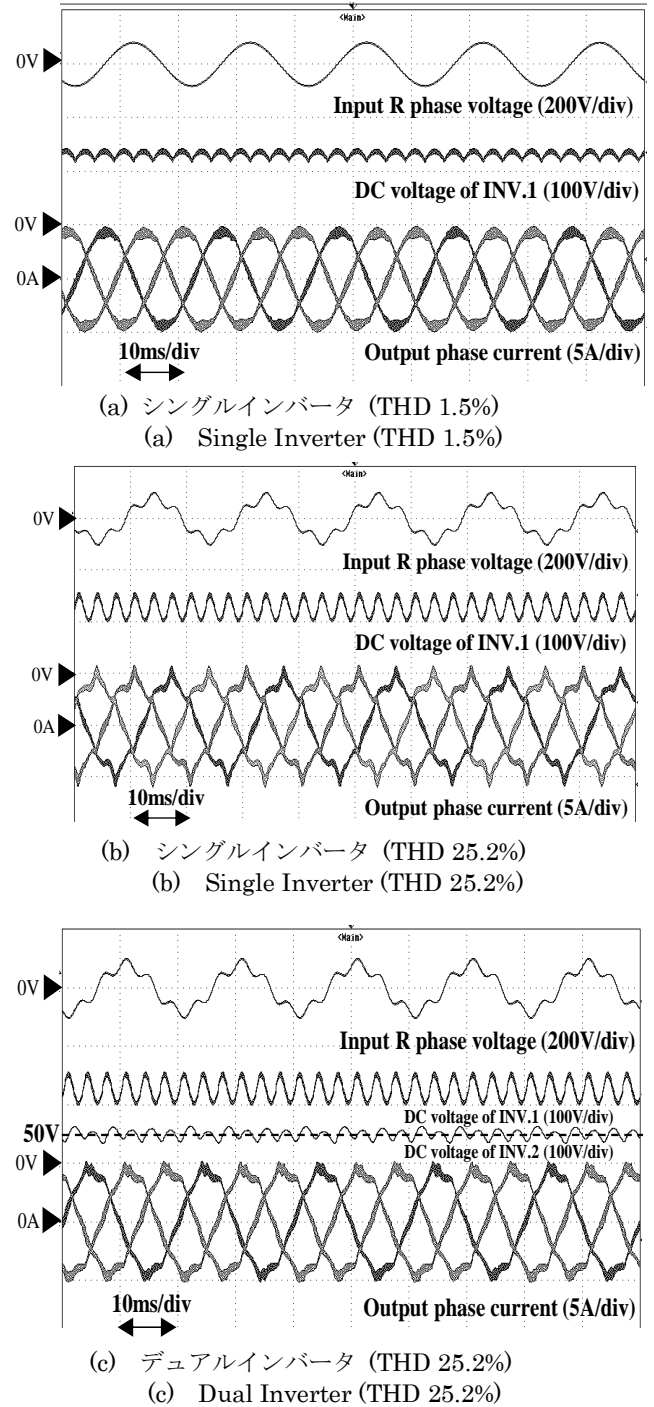


図 5 高調波補償効果
Fig.5. Harmonic compensation effect.

250Hz と 350Hz の高調波解析結果を比較する。電解コンデンサレスシングルインバータと比較すると, 提案する電解コンデンサレスデュアルインバータでは, 250Hz 成分は約 61%低減し, 350Hz 成分は約 33%低減した。以上より, 系統擾乱時の高調波補償効果を確認した。

5. おわりに

本論文では, デュアルインバータを用いた電解コンデンサレスインバータにおいて, 負荷相電流に重畳する高調波成分を補償する制御法を提案した。RL 負荷の実機検証にお

いて、電解コンデンサレスシングルインバータと比較して提案システムは負荷相電流の THD を 42%低減することを確認した。また、直流リンク電圧リップル周波数と出力周波数に起因する 250Hz と 350Hz 成分をそれぞれ 61%と 33%低減することを確認した。以上から、系統擾乱時において提案する電解コンデンサレスデュアルインバータの高調波補償法の有効性を確認した。

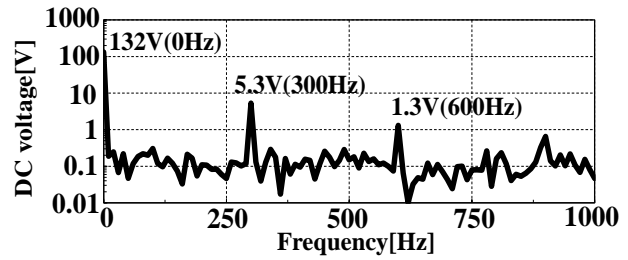
今後は、負荷をオープンエンド巻線 IPMSM に変更し、モータ銅損低減効果およびシステムの効率評価を行う。

謝辞

本研究は JSPS 科研費 20H02127 の助成を受けたものです。

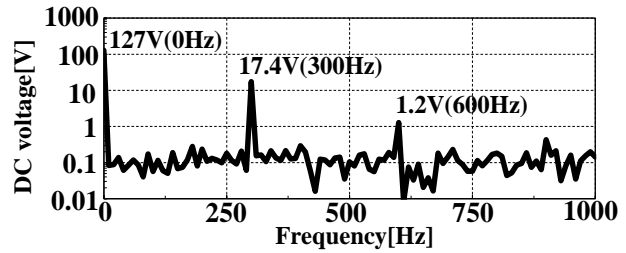
文 献

- (1) Kenichi Sakakibara, Takayuki Fujita, Sumikazu Matsuno, Shinichi Ishizeki, Toshiaki Sato : "Application of an Indirect Matrix Converter for Air Conditioners", *IEEJ Trans. IA*, Vol.136, No.7, pp.471-478 (2016) (in Japanese)
榊原憲一・藤田崇之・松野澄和・石関晋一・佐藤俊彰:「空調用インダレクトマトリックスコンバータの実用化技術」, 電気学会論文誌 D(産業応用部門誌), Vol.136, No.7, pp.471-478 (2016)
- (2) 井上達貴・土居弘宜・宮島孝幸:「グローバル高調波規制に適合する業務用空調機向け三相電解コンデンサレスインバータの大容量化」, 2019 年電気学会産業応用部門大会, Vol.1, No.92, pp.386-389 (2019)
- (3) Keiichi Ishida, Masaki Kanamori, Yohei Kubota, Takahisa Endo, Yasushi Yamanashi, Tetsuji Yamashita, Hiroshi Mochikawa : "Development of Low Loss Boost-Chopper Circuit for Inverters Used in Air Conditioners", *IEEJ Trans. IA*, Vol.139, No.9, pp.776-783 (2019) (in Japanese)
石田圭一・金森正樹・久保田洋平・遠藤隆久・山梨泰一・山下哲司・餅川宏:「空調機用低損失昇圧チョップ回路の開発と実用化」, 電気学会論文誌 D(産業応用部門誌), Vol.139, No.9, pp.776-783 (2019)
- (4) 伊東淳一・佐藤以久也・大口英樹・小高章弘・江口直也・小笠原悟司:「マトリックスコンバータにおける入力電圧擾乱の瞬時補償法」, 平成 16 年電気学会全国大会, Vol.4, No.072, pp.109-110 (2004)
- (5) Hideki Ayano, Takashi Ikimi, Hiroomi Inaba, Satoshi Ogasawara : "A Control Method and An Output Voltage Stabilization Method for Matrix Converter Using Venturini Control Algorithm", *IEEJ Trans. IA*, Vol.126, No.3, pp.292-299 (2006) (in Japanese)
綾野秀樹・伊君高志・稲葉博美・小笠原悟司:「Venturini 変調法を用いたマトリックスコンバータの制御演算方法と出力電圧安定化に関する検討」, 電気学会論文誌 D(産業応用部門誌), Vol.126, No.3, pp.292-299 (2006)
- (6) Takahiro Fujii, Daisuke Iioka, Dai Orihara, Toshio Tanaka, Tsuyoshi Harimoto, Akihiko Shimada, Taichi Goto, Mamoru Kubuki : "Study on Relationship between Voltage Profile and Var Loss at Reverse Power Flow in Distribution Line", *IEEJ Trans. PE*, Vol.139, No.2, pp.115-121 (2019) (in Japanese)
藤井嵩大・飯岡大輔・織原大・田中俊生・張本毅・嶋田昭彦・後藤太一・久富木護:「配電線逆潮流時の電圧分布と無効電力損失との関係性についての考察」, 電気学会論文誌 B(電力・エネルギー部門誌), Vol.139, No.2, pp.115-121 (2019)
- (7) Shingo Sakaeda, Mitsutoshi Asano, Shigeyuki Sugimoto, S.C. Verma, Ryosuke Uda, Kenichi Kuroda : "Verifying the Effectiveness of Stabilizing Power System with a Massive PV Penetration using VSG Prototype Model", *IEEJ Trans. PE*, Vol.139, No.6, pp.410-420 (2019) (in Japanese)
柴田 真吾・浅野充俊・杉本重幸・S.C. Verma・宇田涼介・黒田憲一:「PV 大量導入時におけるプロトタイプ仮想同期発電機による系統安定化効果の検証」, 電気学会論文誌 B(電力・エネルギー部門誌), Vol.139, No.6, pp.410-420 (2019)
- (8) Kenji Natori, Kouhei Yoshikawa, Hidemine Obara Yukihiro Sato : "Fundamental Control Methods for Power Flow Control in Next-Generation DC Power Networks", *IEEJ Trans. IA*, Vol.136, No.4, pp.277-284 (2016) (in Japanese)



(a) 入力相電圧 THD 1.5%

(a) THD 1.5% of input phase voltage



(b) 入力相電圧 THD 25%

(b) THD 25% of input phase voltage

図 6 直流リンク電圧の高調波解析結果
Fig.6. Harmonics analysis of DC link voltage.

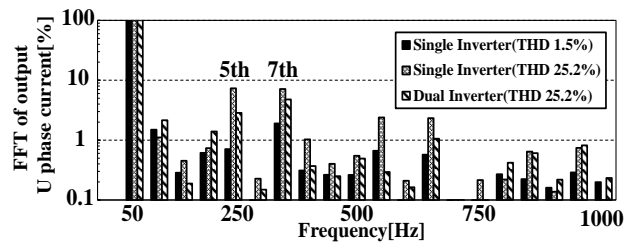


図 7 出力 U 相電流の高調波解析結果

Fig.7. Harmonics analysis of output U phase current.

名取賢二・吉川晃平・小原秀嶺・佐藤之彦:「次世代直流電力ネットワークにおけるパワーフロー制御のための基本制御方式の検討」, 電気学会論文誌 D(産業応用部門誌), Vol.136, No.4, pp.277-284 (2016)

- (9) H. Komurcugil, S. Biricik : "Time-Varying and Constant Switching Frequency-Based Sliding-Mode Control Methods for Transformerless DVR Employing Half-Bridge VSI", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.64, No.4, pp.2570-2579 (2017)
- (10) Manik Pradhan, Mahesh K. Mishra : "Dual P-Q Theory Based Energy-Optimized Dynamic Voltage Restorer for Power Quality Improvement in a Distribution System", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.66, No.4, pp.2946-2955 (2019)
- (11) Yoshiaki Oto, Toshihiko Noguchi, Takanari Sasaya, Takahiro Yamada, Ryoya Kazaoka : "Space Vector Modulation of Dual-Inverter System Focusing on Improvement of Multilevel Voltage Waveforms", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 66, No.12, pp.9139-9148 (2019)
- (12) Motoki Nishio, Hitoshi Haga : "Torque Pulsation Suppression Method for Electrolytic Capacitor-less Inverter by Load Power Compensation Using Dual Inverter", *IEEJ Trans. IA*, Vol.140, No.4, pp.246-254 (2020) (in Japanese)
西尾元紀・芳賀仁:「デュアルインバータを用いた負荷電力補償による電解コンデンサレスインバータのトルク脈動抑制法」, 電気学会論文誌 D(産業応用部門誌), Vol.140, No.4, pp.246-254 (2020)
- (13) Tomoyuki Mannen, Issei Fukasawa, Hideaki Fujita : "A New Control Method of Suppressing DC Capacitor Voltage Ripples Caused by Third-Order Harmonic Compensation in Three-Phase Active Power Filters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.54, No.6, pp.6149-6158 (2018)