電圧形PWMインバータが発生する高周波漏れ電流のモデリングと理論解析

正員 小笠原 悟 司 (岡山大学)

正員 藤 田 英 明 (岡山大学)

正員 赤 木 泰 文 (岡山大学)

Modeling and Analysis of High-Frequency Leakage Currents Caused by Voltage-Source PWM Inverters

Satoshi Ogasawara, Member, Hideaki Fujita, Member, Hirofumi Akagi, Member (Okayama University)

This paper deals with the high-frequency leakage current caused by a voltage-source PWM inverter. A nonnegligible amount of leakage current would flow through stray capacitors between stator windings and a motor frame due to a large step change of the common-mode voltage produced by the PWM inverter. An equivalent circuit for the leakage current is proposed, which is expressed by a series resonant circuit. The analysis applying the equivalent circuit gives us such a conclusion that the connection of a common-mode choke in series between the inverter and motor terminal is not effective to reduce the rms and average value of the leakage current, but effective to reduce the peak value. Furthermore, this paper shows that the modeling and analysis are valid in designing a previously proposed suppression method of the leakage current.

キーワード: PWMインバータ, 高周波漏れ電流, EMI, 浮遊容量

1. まえがき

近年, IGBTやパワーMOSFETなどの高速スイッチング素子の発展により, PWMインバータのキャリア周波数の高周波化が進んでいる。この高周波化に伴い, モータ巻線の浮遊容量を通して接地線に流れる「高周波漏れ電流」が問題となってきた⁽¹⁾。この高周波漏れ電流は, インバータの電流制御に悪影響を与えたり, 漏電ブレーカの誤作動を引き起こす恐れがある。このため, その抑制法についてもこれまで研究が行われてきているが^{(2)~(4)}, 漏れ電流を定量的に検討した文献は筆者らの知る限り発表されていないように思われる。

本論文では, スwitchング素子にパワートランジスタを用いた電圧形PWMインバータ・誘導電動機のベクトル制御システム(3.7kW)を対象として, 理論と実験の両面から高周波漏れ電流の詳細な検討を行う。高周波漏れ電流は, PWMインバータが発生するコモンモード電圧に起因し, モータの巻線・フレーム間の浮遊容量を通して流れる。このコモンモードに対する等価回路がLCR直列共振回路で

表せること⁽⁵⁾, 漏れ電流の検討に適したモータモデルを示す。また, この等価回路を用いた理論解析により, コモンモードチョークを挿入することは高周波漏れ電流のピーク値を低減することには効果があるが, 実効値や平均値の低減には効果が少ないことを明らかにする。さらに, LCフィルタとコモンモードチョークを併用した高周波漏れ電流の抑制法^{(2)~(4)}についても理論的検討を行い, その有効性を示す。

2. 高周波漏れ電流

<2.1> コモンモード電圧

図1に, LR負荷を接続した三相電圧形インバータを示す。ノーマルモード電圧は線間電圧 v_1 に相当し, コモンモード電圧は負荷中性点と大地間との電圧 v_2 に相当する。各相の電圧をそれぞれ v_u, v_v, v_w , 電流を i_u, i_v, i_w とすると, 各相の電圧・電流方程式は次のように表される。

$$v_u - v_2 = Ri_u + L \frac{di_u}{dt} \dots\dots\dots (1)$$

$$v_v - v_2 = Ri_v + L \frac{di_v}{dt} \dots\dots\dots (2)$$

図1 三相電圧形インバータ

Fig. 1. Three-phase voltage-source inverter.

$$v_w - v_2 = Ri_w + L \frac{di_w}{dt} \dots\dots\dots (3)$$

(1)式～(3)式を加え合わせると、

$$v_u + v_v + v_w - 3v_2 = (R + L \frac{d}{dt})(i_u + i_v + i_w) \dots\dots (4)$$

となる。ここで、 $i_u + i_v + i_w = 0$ であるから

$$v_2 = \frac{v_u + v_v + v_w}{3} \dots\dots\dots (5)$$

となり、負荷を流れる電流はコモンモード電圧 v_2 には全く影響を与えないことがわかる。

一方、電圧形インバータの各相は $+E/2$ または $-E/2$ のどちらかの電圧を出力するので、コモンモード電圧はインバータのある一相がスイッチングする度に $E/3$ だけ変化することがわかる。すなわち、インバータはスイッチの状態によって $E/2, E/6, -E/6, -E/2$ の4種類のコモンモード電圧を発生する。このようなスイッチングがコモンモード電圧を負荷に印加し、負荷の大地に対する浮遊容量を通して電流が流れる。これが本論文で取り扱う漏れ電流である。

<2.2> 漏れ電流のモデリング

図2に示す実験システムを用いて、PWMインバータに接続された誘導電動機の接地線に流れる電流すなわち漏れ電流の波形を観測した。実験では、配電盤の接地端子から実際の接地点までのインピーダンス特性が実験結果に及ぼす影響を避けるために、三相入力端子にY結線の $3\mu\text{F}$ のコンデンサを並列に接続し、その中性点を仮想接地点と考え、モータの接地線はこの点に接続している。図3は、コモンモード電圧がインバータ直流電圧 ($E=280\text{V}$) だけステップ的に変化した場合、すなわち三相PWMインバータの三相が同時にスイッチングした場合の漏れ電流波形である。表1に、実験に用いたインバータおよび誘導電動機の定格を示す。

図3の波形は、LCR直列共振回路にステップ電圧を印加した場合の減衰振動電流と相似な波形であることから、コモンモードに対する等価回路として図4に示したLCR直列共振回路を用いることを考える。

一般に、LCR直列共振回路の減衰振動電流は、次式で与えられる。

図2 実験システム

Fig. 2. Experimental system.

図3 漏れ電流

Fig. 3. Leakage current.

表1 インバータおよび誘導電動機の定格

Table 1. Ratings of tested inverter and induction motor.

入力電源	3φ 200	V
定格電流	21.0	A
最大電流	52.0	A
制御法式	正弦波 PWM	
キャリア周波数	2.4	kHz
定格出力	3.7	kW
定格トルク	23.5	Nm
最大トルク	70.6	Nm
回転速度	1500/2000	rpm

図4 等価LCR直列共振回路

Fig. 4. Equivalent series resonant circuit.

図5 モータモデル

Fig. 5. Motor model.

$$i(t) = \frac{E}{\sqrt{1-\zeta^2}Z_0} e^{-\zeta\omega_n t} \sin \sqrt{1-\zeta^2}\omega_n t \dots\dots\dots (6)$$

ここで、

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \zeta = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}, \quad Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

であり、 ω_n は固有角周波数すなわち共振角周波数、 ζ は減衰係数、 Z_0 は特性インピーダンスを表す。この特性インピーダンスは減衰振動電流の振幅を決定する。減衰係数が小さい($1 \gg \zeta^2$) 場合には、減衰振動電流は

$$i(t) \simeq \frac{E}{Z_0} e^{-\zeta\omega_n t} \sin \omega_n t \dots\dots\dots (7)$$

となり、振動電流のピーク値は E/Z_0 に近似できる。

図4に、図3の漏れ電流波形から直列共振回路の回路定数を算出した結果を示す。

<2.3> 浮遊容量の検討

モータの浮遊容量を考慮する場合には、図5(a)と(b)に示した2種類のモータモデルが考えられる。図5(a)の場合には、モータの浮遊容量に流れる漏れ電流はモータ巻線の零相電流に相当する⁽²⁾。このため、漏れ電流はモータの零相インピーダンス、すなわち巻線の漏れインダクタンスと巻線抵抗の影響を受ける。これに対して図5(b)の場合には、漏れ電流はモータの巻線を流れないため漏れ電流はモータの零相インピーダンスの影響を受けない。どちらの等

図6 配線インダクタンスの測定

Fig. 6. Measurement of line inductance.

価回路が漏れ電流を検討する上でより適当であるかを検討するために、以下のような測定を行った。

図6に示したように、図3の漏れ電流を測定した場合と配線の配置を変更しないよう注意しながら、三相線をインバータ側とモータ側の両端で短絡する。さらにモータ側で三相線に接地線を接続して、インバータ側からLCRメータ(HP4263A)を用いて配線のインダクタンスを測定を行った。その結果、コモンモードに対する配線インダクタンスの測定値は68μHであり、図3の漏れ電流の波形から求めた等価LCR直列共振回路の L の値に一致した。実験に用いた3.7kWの誘導電動機には1mH程度の漏れインダクタンスがあると考えられるので、漏れ電流にはモータの零相インピーダンスは全く影響していないと考えられる。

また、モータの三相入力端子を短絡した点とモータフレーム間にLCRメータを接続し、モータの浮遊容量を実際に測定した結果、これについても図3の漏れ電流の波形から求めた等価LCR直列共振回路の C の値である6nFに近い5.0nFの値を示した。この際に測定周波数を1, 10, 100kHzと設定した場合にも容量値が変化しなかったことから、漏れ電流はモータの零相インピーダンスの影響を受けないことがわかる。従って、漏れ電流を検討するためのモータの等価回路としては、図5(a)よりもむしろ(b)の回路が適していると考えられる。

以上のことは、次のようにまとめることができる。

- 漏れ電流に対する等価回路は、LCR直列共振回路と考えることができる。
- 共振回路の C は、モータの三相巻線とフレーム間の浮遊容量である。
- 共振回路の L は、漏れ電流が流れる経路の配線インダクタンスの総和である。
- 漏れ電流は、モータの零相インピーダンスとは無関係である。

(a) 挿入前

(b) 挿入後

図7 漏れ電流の包絡線

Fig. 7. Envelope of common-mode current.

3. コモンモードチョークの漏れ電流抑制効果

インバータのスイッチングにより発生する漏れ電流を抑制するために、コモンモードチョークが広く用いられている。図4の等価LCR直列共振回路においてコモンモードチョークの挿入を考えると、共振回路のインダクタンスが増加したと等価になる。また、コモンモードチョークによる損失の増加も考えねばならない。以下では、コモンモードチョークの挿入によりインダクタンス L が n 倍に抵抗 R が m 倍に増加した場合の漏れ電流のピーク値、実効値、平均値について考察する。

<3.1> 漏れ電流抑制効果の理論解析

コモンモードチョーク挿入後の固有角周波数 ω'_n 、減衰係数 ζ' 、特性インピーダンス Z'_0 は、以下のように示される。

$$\omega'_n = \frac{1}{\sqrt{nLC}} = \frac{1}{\sqrt{n}}\omega_n \quad (8)$$

$$\zeta' = \frac{mR}{2}\sqrt{\frac{C}{nL}} = \frac{m}{\sqrt{n}}\zeta \quad (9)$$

$$Z'_0 = \sqrt{\frac{nL}{C}} = \sqrt{n}Z_0 \quad (10)$$

従って、コモンモードチョーク挿入後の漏れ電流は、

$$i'(t) = \frac{E}{\sqrt{n - (m\zeta')^2}Z'_0} e^{-\frac{m\zeta'\omega'_n t}{n}} \sin \frac{\omega'_n t}{n} \quad (11)$$

表2 コモンモードチョークの効果
Table 2. Effect of common mode choke.

インダクタンス	L	n
抵抗	R	m
固有角周波数	ω_n	$1/\sqrt{n}$
減衰係数	ζ	$m/\sqrt{n}$
特性インピーダンス	Z_0	$\sqrt{n}$
減衰の時定数	$1/\zeta\omega_n$	n/m
ピーク値		$1/\sqrt{n}$
実効値		$1/\sqrt{m}$
平均値		$\sqrt{n}/m$

$$\cdot \sin \sqrt{n - (m\zeta')^2} \frac{\omega'_n t}{n} \quad (11)$$

で与えられる。ここで、減衰係数が十分小さい場合について考える。すなわち、

$$n \gg (m\zeta')^2 \quad (12)$$

であるので、コモンモードチョーク挿入後の漏れ電流は次式で近似できる。

$$i'(t) \simeq \frac{E}{\sqrt{n}Z'_0} e^{-\frac{m\zeta'\omega'_n t}{n}} \sin \frac{\omega'_n t}{n} \quad (13)$$

上式は、コモンモードチョークの挿入で漏れ電流の振幅は $1/\sqrt{n}$ 倍、減衰の時定数は n/m 倍、振動周波数は $1/\sqrt{n}$ 倍になることを示している。図7に、(13)式で表される漏れ電流の包絡線を示す。図7(a)はコモンモードチョーク挿入前を、(b)は挿入後を表している。包絡線の縦軸と横軸について挿入前を1として規格化すると、縦軸は $1/\sqrt{n}$ 倍になるので、漏れ電流のピーク値もまた $1/\sqrt{n}$ 倍になると考えられる。

一方、振幅は $1/\sqrt{n}$ 倍になるが減衰時定数が n/m 倍になり、漏れ電流の2乗積分は $(1/\sqrt{n})^2 \times n/m = 1/m$ 倍になるので、漏れ電流の実効値はコモンモードチョーク挿入前の $1/\sqrt{m}$ 倍である。同様に、漏れ電流の平均値は $1/\sqrt{n} \times n/m = \sqrt{n}/m$ 倍である。このことは、もし損失のない ($m=1$) のコモンモードチョークを挿入しても、漏れ電流のピーク値は抑制されるが、実効値には変化がなく、平均値は逆に増加することを示している。以上の結果を表2に示す。

<3.2> 実験による検討

図8に、コモンモードチョーク挿入後における漏れ電流の等価回路と実験波形を示す。実験に使用したコモンモードチョークのインダクタンス L_c は30mHで、挿入前の68μHに比べて $n=441$ 倍に増加している。等価抵抗 R は、挿入前の23Ωに比べて挿入後の波形から求めた結果が450Ωであったことより、 $m=19.6$ 倍になっている。表3に、コモンモードチョーク挿入前と後の漏れ電流のピーク値、実効値、平均値を比較して示す。

表3 漏れ電流のピーク値, 実効値, 平均値

Table 3. Peak, rms and average values of leakage current.

	ピーク値[mA]	実効値[mA]	平均値[mA]
挿入前	1240	146	37.5
挿入後	120	65.6	50.4

図8(b)のコモンモードチョーク挿入後の波形から明らかに、共振周波数がスイッチング周波数2.4kHzの5倍の12kHzに近くなり、電流の拡大が生じている。この拡大率を推定するために、図8(a)の回路定数の等価回路に、2.4kHzの方形波電圧を印加した場合の漏れ電流のシミュレーションを行った。図9のシミュレーション結果からわかるように、方形波電圧を印加しはじめてから約800 μ s後には漏れ電流の振幅は定常状態に達しており、定常時の振幅は最初の電圧のステップ変化の際の振幅の約2倍となっていることがわかる。

また、インバータのスイッチングの間隔 T は、

$$T = \frac{1}{2 \times 2.4\text{kHz}} = 208\mu\text{s} \dots\dots\dots (14)$$

であるのに対して、コモンモードチョークを挿入後の減衰の時定数が120 μ sと、無視できない程度の値となっている。上述した漏れ電流の実効値および平均値の理論解析では、減衰の時定数に対して T が十分長い場合を仮定していた。このような場合には、実効値と平均値は T が十分長いとして計算した値のそれぞれ $\sqrt{1 - e^{-2\zeta\omega_n T}}$ 倍、 $(1 - e^{-\zeta\omega_n T})$ 倍になっていると近似することができる。この近似においては、正弦波成分を平均化して指数関数成分のみの積分を考えているため、正弦波半周期の積分程度の誤差を含んでいる。

これらのことを考慮した理論計算では、コモンモードチョーク挿入後の漏れ電流の実効値は

$$146\text{mA} \times \frac{1}{\sqrt{m}} \times 2 \times \sqrt{1 - e^{-2\zeta\omega_n T}} = 65.1\text{mA} \dots (15)$$

となり、表3の実験結果に一致する。また、平均値に関しても

$$37.5\text{mA} \times \frac{\sqrt{n}}{m} \times 2 \times (1 - e^{-\zeta\omega_n T}) = 67.6\text{mA} \dots (16)$$

となり、これについても表3の実験値にほぼ一致する。

4. 漏れ電流の抑制法^{(2)~(4)}

図10に、実験に使用した漏れ電流抑制のシステム構成を示す。トランジスタPWMインバータの出力端子には、LCフィルタとコモンモードチョークを介して誘導電動機を接続し、フィルタコンデンサの中性点は10 μ Fのコンデンサを介してインバータの直流側(N側)に接続している。ここで、LCフィルタはPWMインバータのスイッチングリプル除去用のもので、リアクトル(5mH)とコンデンサ(13 μ F)により構成されている。キャリア周波数が2.4kHzと低いいためLC

(a) 等価回路

(b) 実験波形

図8 コモンモードチョーク挿入の場合の漏れ電流
Fig. 8. Leakage current in case of inserting common-mode choke.

図9 共振による拡大
Fig. 9. Magnification caused by resonance.

$$L_c=30\text{mH}, L_f=5\text{mH}, C_f=13\mu\text{F}, C_n=10\mu\text{F}$$

図10 漏れ電流抑制のシステム構成

Fig. 10. System configuration of leakage current suppression.

フィルタの容量が比較的大きいが、IGBTやMOSFETインバータの場合には容量の低減が可能である。

図11(a)に、本抑制法を適用した場合のコモンモードに対する等価回路を示す。フィルタのインダクタンス L_f とコンデンサ C_f とはコモンモードに対しては三相分が並列と考えられる。その他の回路定数に関しては、3章で検討した値を用いている。 $3C_f$ と直列の C_n のコンデンサは、フィルタコンデンサを通して流れるコモンモード電流を制限するために挿入している。

図11(a)の等価回路からもわかるように、コモンモード電流はフィルタコンデンサを通る経路と、モータの浮遊容量 C を通る経路の2つの経路に分流する。前者のインピーダンスを後者より十分小さく選ぶことにより、コモンモード電流のほとんどはフィルタコンデンサを流れる。その結果、モータの浮遊容量を通して流れる電流、すなわち漏れ電流は図11(b)の実験結果に示したように、ピークでも10mA以下と大幅に抑制できる。

図12に、図11(a)の等価回路を用いた漏れ電流のシミュレーション結果を示す。このシミュレーション波形が図11(b)の実測波形にほぼ一致していることから、このモデリングが妥当であると考えることができる。

5. あとがき

本論文では、高周波漏れ電流について詳細に検討を行った。その結果、

- 高周波漏れ電流に対する等価回路がLCR直列共振回路で表せること、
- モータの零相インピーダンスは漏れ電流には影響しないこと、
- コモンモードチョークの挿入は漏れ電流のピーク値低減には効果があるが、実効値や平均値の低減には効果が少ないこと、
- 提案した等価回路を用いて従来の漏れ電流の抑制法の有効性を明快に説明できること

$$L_c=30\text{mH}, L_f/3=1.6\text{mH}, C_f=39\mu\text{F}, C_n=10\mu\text{F}, L=68\mu\text{F}, R=490\Omega, C=6\text{nF}$$

(a) 等価回路

(b) 実験波形

図11 漏れ電流の抑制

Fig. 11. Suppression of leakage current.

図12 漏れ電流抑制のシミュレーション結果

Fig. 12. Simulation result of leakage current suppression.

などを明らかにした。この等価回路ならびに検討結果は、コモンモードチョークの最適設計を行う際の基本的な指針を与えるものと考ええる。

最後に、本研究を進めるにあたり実験にご協力いただいた卒研究生 数乗 有 氏(現 東芝)、上田 邦明 氏(現 日本電装)に厚くお礼申し上げます。

(平成6年8月1日受付)

文 献

- (1) 林, 橋本: 「電磁波の発生と対策」, 平6電気学会全国大会, S.8-1, 1994.
- (2) Y. Murai, T. Kubota and Y. Kawase: "Leakage Current Reduction for a High-Frequency Carrier Inverter Feeding an Induction Motor", IEEE/IAS Annual Meeting Conf. Rec., pp.344-348, 1987.
- (3) 久保田, 村井: 「高周波キャリアインバータで駆動される誘導機の漏れ電流低減回路」, 昭62電気学会全国大会, No.603, 1987.
- (4) 数乗, 藤田, 赤木: 「PWMインバータによるPMモータ駆動システムの高周波漏れ電流抑制法」, 平4電気・情報関連学会中国支部連大, No.090408, 1992.
- (5) 小笠原, 上田, 藤田, 赤木: 「PWMインバータが発生する高周波漏れ電流のモデリングとその実験的検討」, 平6電気学会全国大会, No.587, 1994.

小笠原 悟 司

(正員) 昭和33年7月27日生。昭和58年3月長岡技術科学大学大学院電気電子システム工学専攻修士課程修了。同年4月同大学工学部電気系助手, 平成4年8月岡山大学工学部電気電子工学科助手, 5年4月同助教授, 現在に至る。工学博士。パワーエレクトロニクスの研究に従事。計測自動制御学会, パワーエレクトロニクス研究会, IEEE会員。

藤 田 英 明

(正員) 昭和40年9月10日生。平成2年3月長岡技術科学大学大学院電気電子システム工学専攻修士課程修了。同年4月同エネルギー環境工学専攻博士課程入学。平成3年4月岡山大学工学部電気電子工学科助手, 現在に至る。高周波インバータ, 電力用アクティブフィルタに関する研究に従事。1990年IEEE/IAS committee Prize Paper Award。

赤 木 泰 文

(正員) 昭和26年8月19日生。54年3月東京工業大学大学院博士課程電気工学専攻修了, 工学博士。同年4月長岡技術科学大学工学部電気系助手, 59年10月同助教授。62年3月~12月MIT客員研究員。平成3年8月岡山大学工学部電気電子工学科教授。モータドライブ, 電力用アクティブフィルタ, 高周波インバータなどの研究に従事。1980, 1983, 1990年IEEE/IAS Committee Prize Paper Award, 1991年IEEE/IAS Society Prize Paper Award, 昭和60年, 平成3年電気学会論文賞。IEEE Senior member。