三相インバータ用直流リンクコンデンサに適した評価回路

長谷川 一徳* 大村 一郎 （九州工業大学）
西澤 伸一 （九州工業大学，産業技術総合研究所）

A New Evaluation Circuit for DC-link Capacitors Used in a Three-Phase Inverter

Kazunori Hasegawa*, Ichiro Omura (Kyushu Institute of Technology), and
Shin-ichi Nishizawa, (Kyushu Institute of Technology, National Institute of AIST)

DC-link capacitors in power electronic converters are a major constraint on improvement of power density as well as reliability. Evaluation of the dc-link capacitors in terms of power loss, ageing, and failure rate will play an important role in design stages of the next-generation power converters. This paper proposes a new evaluation circuit for dc-link capacitors used in a high-power three-phase inverter, which employs a full-scale current-rating and downscale voltage-rating three-phase inverter, a low-voltage dc supply, and a high-voltage dc supply. The proposed evaluation circuit is equivalent to a full-scale current-rating and full-scale voltage-rating inverter from the standpoint of ripple current and dc bias voltage, whereas overall power rating of the proposed circuit is much smaller than that of the full-scale current-rating and full-scale voltage-rating inverter.

キーワード：直流リンクコンデンサ，高パワー密度，信頼性，三相インバータ
(Keywords, DC-link capacitors, high-power density, reliability, three-phase inverters.)

1. まえがき

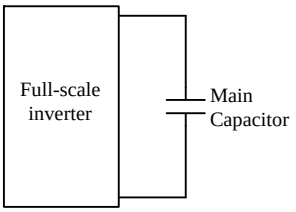
パワーエレクトロニクス市場の拡大に伴い，パワー密度だけでなく信頼性の向上も同時に要求されている。これは，パワー半導体デバイスだけでなく，インダクタやコンデンサなどの受動素子にも求められている。次世代のパワーエレクトロニクス機器ではパワー密度と信頼性向上を両立した設計が必要とされる。

パワーエレクトロニクス機器における直流リンクコンデンサは，高パワー密度化の障害であることが指摘されている(1)。必要最低限の体積のコンデンサが搭載されることが望ましいが，コンデンサの損失特性を正確に見積もることが困難であるため，容量または体積にマージンを設けて設計される傾向にある。これに加え，コンデンサの寿命はパワー半導体デバイスや磁気素子に比べ短く，機器の信頼性低下を招いている。

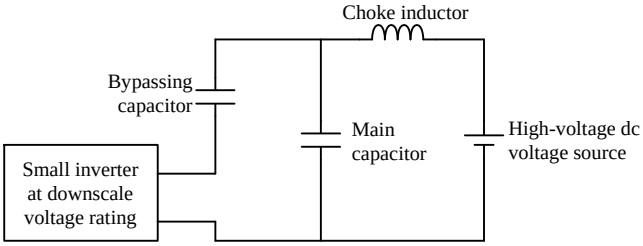
機器の設計段階においてコンデンサの損失，劣化，故障率などを正確に見積もることがパワー密度と信頼性向上を実現するうえで重要な課題である(2)~(7)。コンデンサの特性は一般的に単一の正弦波(120 Hz, 1 kHz など)を用いたインピーダンス測定による評価が用いられている(8)~(10)。しかし，インバータから直流リンクコンデンサに流入する電流はスイッチングに伴う多数の周波数成分を含む波形であり(11)，単一の正弦波を用いた測定ではコンデンサの特性を正確に見積もることができない。一般的に，損失は電流・電圧に対して非線形性を有するため，FFT などを用いてリプル電流を周波数成分ごとに分離し評価することもできない。また，コンデンサに印加される直流バイアス電圧も損失や劣化に影響する(4)(6)。

コンデンサの評価に特化した試験装置として，”Ripple Current Tester” が実用化されている(9)。これは，コンデンサの耐久性試験用に設計された装置であり，コンデンサにリプル電流と直流バイアス電圧を印加し評価を行う。Ripple Current Tester が出力するリプル電流は最大で 1 MHz の高周波まで対応しているが，正弦波のリプル電流である。

本論文では，三相インバータに搭載される直流リンクコンデンサの評価に適した回路構成を提案する。これは，三相インバータが発生する実リプル電流と等価な電流波形をコンデンサに供給できる。リプル電流供給用に小容量インバータと，直流バイアス電圧印加用に直流電源を組み合わせることで，実際の機器で使用されるフルスケールの電圧・電流定格のインバータと等価な動作を実現できる。



(a) Using full-scale inverter.



(b) Using full-scale current-rating and downscale voltage-rating inverter.

Fig. 1　Basic concepts of an evaluation circuit for a high-power capacitor.

2. 基本コンセプト

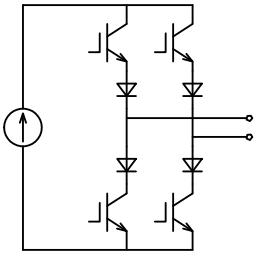
〈2･1〉　コンデンサ用評価回路

直流リンクコンデンサの評価する最も効果的な手法は，コンデンサが使用される実際の電力定格(フルスケール)のインバータを用いて測定することである。Fig. 1 (a) に評価回路の基本コンセプトを示す。ここで，電圧定格・電流定格ともフルスケールのインバータがコンデンサに接続されており，インバータは実リプル電流と直流バイアス電圧をコンデンサに供給する。評価回路はコンデンサの以下の特性の評価に活用できる。

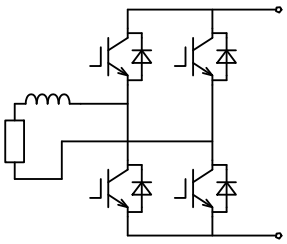
1. ESR (Equivalent Series Resistance) やキャパシタンスなど電気特性のモニタリング[12)~14)]
2. 電力損失の測定(電気的または熱的な測定)[7)15)]
3. 加速劣化試験

文献(10)では，直流バイアス電圧を供給する直流電源と，正弦波リプル電流を供給する商用周波数トランスを組み合わせたコンデンサの評価手法を検討している。本論文ではこの手法を応用し実リプル電流を供給できる評価回路を提案する。

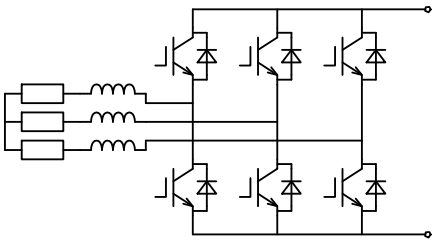
Fig. 1(b) に提案する評価回路の基本コンセプトを示す。評価回路は小容量インバータ，高電圧直流電源，測定用コンデンサ(Main Capacitor)，リプル電流バイパス用コンデンサ(Bypassing Capacitor) から構成されている。小容量インバータはキャパシタにリプル電流を供給するため，電流定格はフルスケールインバータと同一としている。一方で，電圧定格はフルスケールインバータと比較して非常に小さい。高電圧直流電源はコンデンサにフルスケールインバータと等しい直流バイアス電圧を供給する。バイパス用コンデンサは小容量インバータが発生する実リプル電流を測定用コンデンサに還流させるために接続している。チョークインダクタ(Choke inductor)はリプル電流が高電圧直流電源に流入することを防いでいる。したがって，提案回路はリプル電流と直流バイアス電圧の観点からフルスケールインバータと等価な動作が可能であるが，回路全体の定格電力はフルスケールインバータに比べ小さい。



(a) Single-phase current-source inverter.



(b) Single-phase voltage-source inverter.



(c) Three-phase voltage-source inverter.

Fig. 2 Possible configurations of the small inverter.

〈2･2〉　小容量インバータの構成

小容量インバータの候補として，以下の回路構成が考えられる。

1. 単相電流形インバータ (Fig. 2(a))
2. 単相電圧形インバータ (Fig. 2(b))
3. 三相電圧形インバータ (Fig. 2(c))

単相電流形インバータは，フルスケールの三相または単相電圧形インバータから流出するリプル電流と同一となるように出力電流を制御することで，フルスケール三相または単相電圧形インバータと等価な評価が可能である。ただし，電圧形インバータのリプル電流は振幅が一定でない複雑な波形であり，出力電流の制御が複雑になる。

単相電圧形インバータはフルスケールの単相インバータ

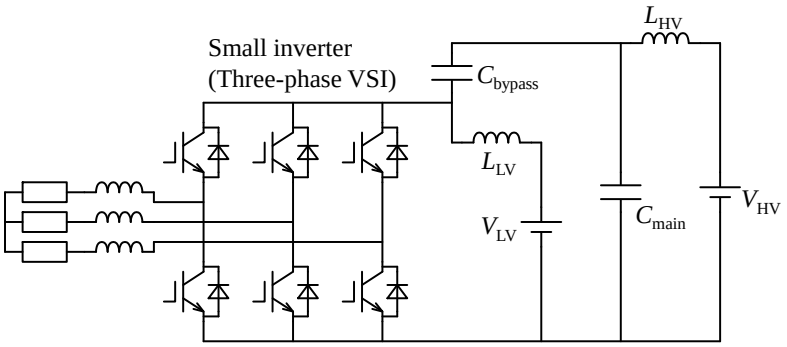


Fig. 3　Proposed evaluation circuit using a three-phase voltage-source inverter (VSI).

と等価な評価回路に適用できる。単相交流の瞬時電力は基本波の 2 倍の周波数で脈動するため，電圧形インバータの直流リンク電圧の脈動は大きくなる傾向にある。インバータの直流リンク電圧の平均値は脈動分よりも十分大きくする必要があり，単相インバータの電圧定格低減の制約となる。

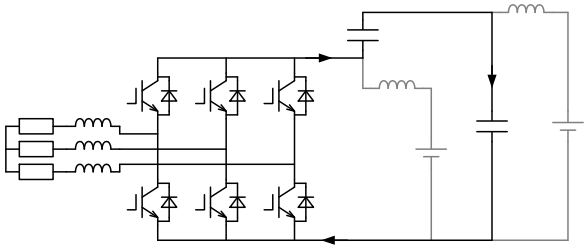
三相電圧形インバータは，フルスケール三相電圧形インバータと等価な評価回路として使用できる。三相交流の瞬時電力は定常状態では一定であるため[16]，インバータの直流リンク電圧の脈動はスイッチングリプルのみである。それゆえ，直流リンク電圧の脈動幅は非常に小さく設定可能であり，三相電圧形インバータの定格電圧(定格電力)は単相電圧形インバータを用いる場合に比べ非常に小さい。

本論文では，以下の理由から三相電圧形インバータを小容量インバータとして採用する。

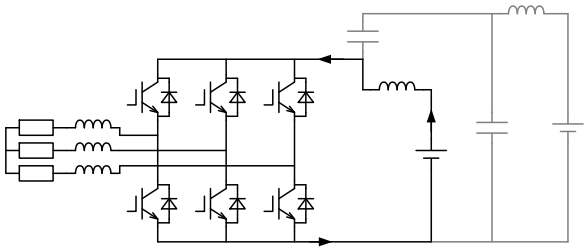
1. 三相インバータはパワーエレクトロニクス機器の中で大きな市場規模を有する。
2. 直流リンク電圧を小さく設定できる。
3. 汎用インバータを小容量インバータに流用できる。
4. リプル電流波形の形成に制御が不要。

3. 提案回路

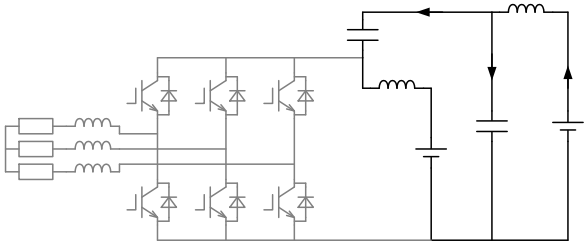
〈3･1〉　回路構成　　Fig. 3 に三相電圧形インバータを小容量インバータ用いた提案回路を示す。Fig. 4 に低電圧直流電源，高電圧直流電源，インバータからそれぞれ流出する電流の経路を示す。(a) に示すように，インバータから流出する高周波のリプル電流は，バイパス用コンデンサと測定用コンデンサを循環する。ここで，低電圧直流電源と高電圧直流電源にはそれぞれチョークインダクタ L_{LV} と L_{HV} が接続されているため，リプル電流は流入しない。(b) に示すように，低電圧直流電源 V_{LV} からはインバータに直流電流を供給する。この直流電流はインバータ駆動用の電力を形成する。(c) に示すように高電圧直流電源 V_{HV} は測定用コンデンサとバイパス用コンデンサを充電し，測定用コンデンサを所望の直流バイアス電圧に維持する。充電後，高電圧直流電源 V_{HV} からは測定用コンデンサとバイパス用コンデンサの漏れ電流分のみの直流電流を供給するため，高電圧直流電源の電力定格は非常に小さい。



(a) Ripple current flowing out of the VSI.



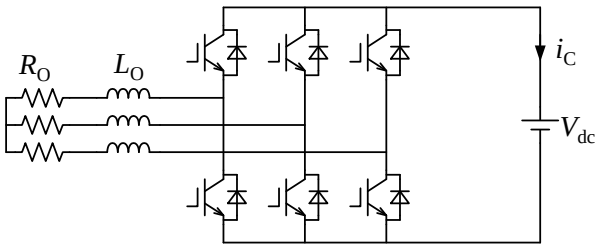
(b) DC current flowing out of the low-voltage dc supply.



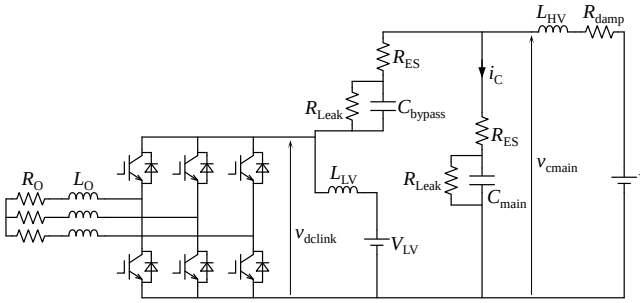
(c) DC current flowing out of the high-voltage dc supply.

Fig. 4　Current paths of the proposed circuit.

〈3･2〉　インバータの定格電力　　小容量インバータの電流定格はフルスケールインバータと同一である。一方で電圧定格はインバータの直流リンク電圧の平均値 V_{dcmean} で



(a) Full-scale three-phase inverter.



(b) Proposed evaluation circuit.

Fig. 5 Circuit configurations used for simulation. (a) (b)

決定される。小容量インバータの直流リンクには測定用コンデンサとバイパス用コンデンサのリプル電圧が生じるため，直流リンク電圧の平均値はリプル電圧よりも十分大きく設定する必要がある。三相インバータの場合，リプル電圧幅はスイッチング周波数とインバータの電流定格，測定用とバイパス用コンデンサのキャパシタンスによって決定する。ただし，実用上は負荷の不平衡に伴う電圧脈動に注意する必要がある。本論文では，直流リンク電圧の平均値 V_{dcmean} をフルスケールインバータの 1/10 とした条件で検討する。

〈3･3〉 インダクタの設計 2 つのチョークインダクタのインピーダンスは測定用コンデンサ C_{main} とバイパス用コンデンサ C_{bypass} のインピーダンスと比較して十分に大きく設定する必要がある。

$$\omega L_{choke} \gg \frac{1}{\omega C_{dc}} \tag{1}$$

ここで，$\omega = 2\pi f_{sw}$ であり，f_{sw} はインバータのスイッチング周波数である。L_{choke} は L_{HV} または L_{LV} を，C_{dc} は C_{main} または C_{bypass} をそれぞれ表している。チョークインダクタを流れる直流電流は非常に小さいため，チョークインダクタの体積は小型にできる[17]。

〈3･3〉 応用例 200 V または 400 V 系の汎用インバータを小容量インバータとして利用することが期待できる。汎用インバータの電流定格は最大で 1000 A 程度まで利用可能であるため[18][19]，汎用インバータを小容量インバータに使用した場合に提案回路は 1~数 kV， 1~10 MVA 程度の大容量三相インバータインバータに搭載されるコンデンサの評価に利用できる。

Table I Rating and circuit parameters of the full-scale inverter

Power rating	P	1 MVA
AC current rating	I_O	300 A
AC voltage rating	V_O	2 kV
DC link voltage	V_{dc}	3.5 kV
Switching frequency	f_{SW}	1 kHz
Output frequency	f_O	50 Hz
Load inductor	L_O	12.3 mH (100%)
Load resistor	R_O	39 mΩ (1%)

() is based on 1 MVA, 2 kV, 300A, and 50 Hz

Table II Rating and circuit parameters of the proposed circuit.

Power rating of the system	P	1 MVA
Power rating of the inverter	P_{inv}	100 kVA
AC current rating	I_O	300 A
AC voltage rating	V_O	200 V
Low-voltage dc source	V_{LV}	350 V
High-voltage dc source	V_{HV}	3.5 kV
Load inductor	L_O	1.23 mH [100%]
Load resistor	R_O	3.9 mΩ [1%]
Switching frequency	f_{SW}	1 kHz
Output frequency	f_O	50 Hz
High-voltage choke inductor	L_{HV}	1 mH
Low-voltage choke inductor	L_{LV}	1 mH
Main capacitor	C_{main}	3 mF
Unit capacitance constant of the main capacitor[21]	H	18 ms
Bypassing capacitor	C_{bypass}	3 mF
Leakage resistance of capacitors	R_{leak}	19 kΩ (0.05%)
Equivalent series resistance of capacitors	R_{ES}	5.8 mΩ (0.05%)
Damping resistor	R_{damp}	10 Ω

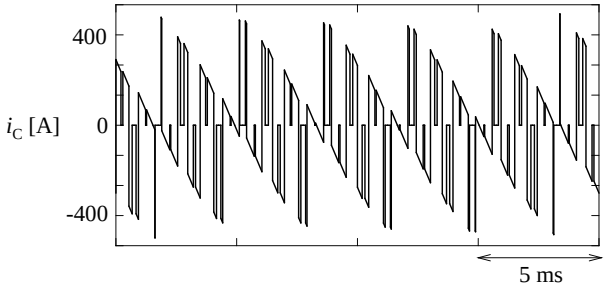
() is based on 1 MVA, 2 kV, and 300A

[] is based on 100 kVA, 200 V, 300 A, and 50 Hz

4. シミュレーション

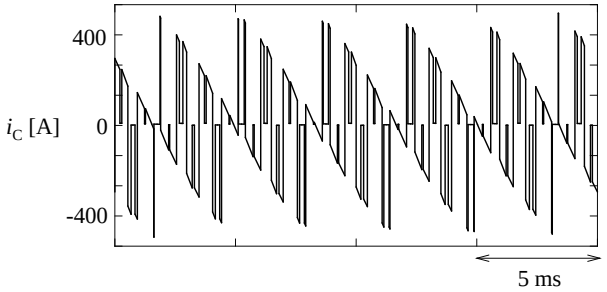
本節では，提案回路の有効性を「PLECS」を用いたシミュレーションにより確認する[20]。フルスケールの三相インバータと比較することで，提案回路がリプル電流と直流バイアス電圧の観点からフルスケールインバータと等価であることを示す。

〈3･1〉 シミュレーション条件 Fig. 5(a) にフルスケール三相インバータの回路構成を示す。また，Table I にフルスケールインバータの定格と回路定数を示す。インバータの直流リンクには直流電圧源を接続し，直流リンクコンデンサを模擬している。正弦波 PWM(Pulse Width Modulation) をインバータに適用している。インバータはコンデンサにリプル電流を供給することを目的としているため，誘導負荷を接続し無効電力のみを供給している。ただ



(a) Full-scale three-phase inverter.

.



(b) Proposed circuit

Fig. 6 Simulated waveforms of the capacitor current i_C.

し，提案回路は負荷力率が変化し有効電力を供給する条件にも対応できるが，低電圧直流電源からその有効電力を供給する必要がある。

Fig. 5(b) にシミュレーションに用いる提案回路の構成を示す。また，Table II に提案回路の定格と回路定数を示す。測定用コンデンサ C_{main} とバイパス用コンデンサ C_{bypass} には等価直列抵抗 R_{ES} と漏れ抵抗 R_{leak} を挿入している。これらの抵抗の消費電力はそれぞれ定格電力の 0.05%に設定している。これは，高圧インバータで使用されるコンデンサの損失係数が 0.1%程度であることから決定している。ダンピング抵抗 R_{damp} はコンデンサとチョークインダクタによる発振を防止するために接続している。R_{damp} の消費電力は高電圧直流電源から供給される電力の 0.1%程度である。ただし，実用上はチョークインダクタの等価直列抵抗で代用できる。

〈3･2〉 **結果** Fig.6 にコンデンサ電流 i_C のシミュレーション波形を示す。提案回路のコンデンサ電流波形はフルスケールインバータの波形と一致している。Fig. 7 に提案回路における測定用コンデンサの電圧 v_{cmain} を示す。v_{cmain} は高電圧直流電源から供給される電圧 3.5 kV に一致している。Fig. 8 に提案回路の直流リンク電圧 v_{dclink} を示す。v_{dclink} のリプル電圧幅は平均値に対して 18%程度であり，直流リンク電圧の平均値をさらに低減できる余裕があると考えられる。

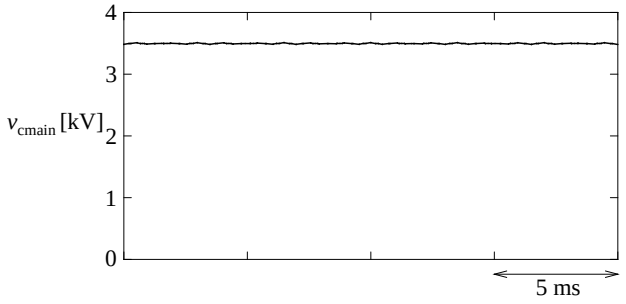


Fig. 7 Simulated waveform of the main-capacitor voltage v_{cmain} in the proposed circuit

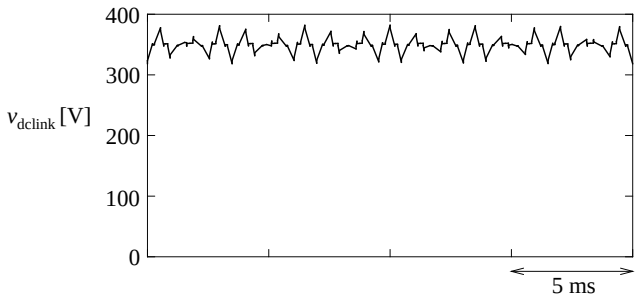


Fig. 8 Simulated waveform of the dc-link voltage of the small inverter in the proposed circuit.

5. まとめ

本論文では三相インバータに搭載される直流リンクコンデンサに適した評価回路の提案を行った。評価回路は小容量のインバータと小容量の直流電源から構成され，フルスケールインバータに比べインバータの定格電力を 1/10 程度に低減できる。「PLECS」を用いたシミュレーションにより提案回路の有効性を確認し，リプル電流と直流バイアス電圧の観点からフルスケールインバータと等価であることを示した。

文　献

（1） J. W. Kolar, U. Drofenik, J. Biela, M. Heldwein, H. Ertl, T. Friedli, and S. Round, “PWM converter power density barriers,” *IEE Japan Trans. Ind. Appl.*, vol. 128, no. 4, pp.468-480, 2008.

（2） H. Wang and F Blaabjerg, “Reliability of capacitors for dc-ink applications in power electronic converters—an overview,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 5, pp. 3569-3578, 2014.

（3） K. Harada, A. Katsuki, and M. Fujiwara, “Use of ESR for deterioration diagnosis of electrolytic capacitor,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8, no. 4, pp. 355-361, Oct. 1993.

（4） O. Ondel, E. Boutleux, and P. Venet, “A decision system for electrolytic capacitors diagnosis,” *in Proc. of IEEE Power*

Electronics Specialist Conference (PESC), pp. 4360-4364, 2004.
(5) N. Seliger, "Probabilistic model based analysis of electrolytic capacitor ageing and failures in a single-phase power factor correction circuit," *in Proc. of Intl. Conf. on Integrated Power Systems (CIPS)*, pp. 1-6, 2014.
(6) M. Makdessi, A. Sari, and P. Venet, "Metallized polymer film capacitors ageing law based on capacitance degradation," *ELSEVIER Microelectronics Reliability*, vol. 54, pp. 1823-1827, 2014.
(7) J. M. Miller, C. W. Ayers, L. E. Seiber, and D. B. Smith, "Calorimeter evaluation of inverter grade metalized film capacitor ESR," *in Proc. of IEEE ECCE*, pp. 2157-2163, 2012.
(8) NICHICON CORPORATION. "General Description of Aluminum Electrolytic Capacitors," [Online]. available: http://www.nichicon.co.jp/english/products/pdf/aluminum.pdf
(9) *RIPPLE CURRENT TESTER MODEL 11800/11801/11810*, Chroma ATE Inc. 2014. [Online]. available: http://www.chromaate.com/File/DownLoad/42014
(10) A. M. R. Amaral, and A. J. M. Cardoso, "Estimating aluminum electrolytic capacitors condition using a low frequency transformer together with a dc power supply," *in Proc. of IEEE ISIE*, pp. 815-820, 2010.
(11) B. P. McGrath and D. G. Holmes, "A general analytical method for calculating inverter DC-link current harmonics," *IEEE Trans. Ind. Appl.,* vol. 45, no. 5, Sep./Oct. 2009
(12) P. Venet, F. Perisse, M. H. El-Husseini, and G. Rojat, "Realization of a smart electrolytic capacitor circuit," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 8, no. 1,pp. 16–20, Jan./Feb. 2002.
(13) E. C. Aeloiza, J. H. Kim, P. Ruminot, and P. N. Enjeti, "A Real Time Method to Estimate Electrolytic Capacitor Condition in PWM Adjustable Speed Drives and Uninterruptible Power Supplies," *IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, pp. 2867-2872, 2005.
(14) K. Abdennadher, P. Venet, G. Rojat, J. M. Retif, and C. Rosset, "A Real-Time Predictive-Maintenance System of Aluminum Electrolytic Capacitors Used in Uninterrupted Power Supplies," *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. 46, no. 4, pp. 1644-1652, Jul./Aug., 2010.
(15) D. Christen, U. Badstuebner, J. Biela, and J.W. Kolar, "Calorimetric power loss measurement for highly efficient converters," *in Conf. Rec. of International Power Electronics Conference (IPEC),* pp. 1438-1445, 2010.
(16) H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-20, no. 3, pp. 625-630, 1984.
(17) W. T. McLyman, *Transformer and inductor design handbook*. New York: Marcel Dekker, 1988.
(18) *High Performance Vector Control Inverter FRENIC-VG Series*, Fuji Electric Co., Ltd., Tokyo, Japan, 2014. [Online]. available: https://felib.fujielectric.co.jp/download/index.htm?site=global&lang=en
(19) *F700 Series Brochure*, Mitsubishi Electric Automation, Inc. 2011. [Online]. available: https://us.mitsubishielectric.com/fa/en/support/technical-support/knowledge-base/getdocument/?docid=3E26SJWH3ZZR-38-1348
(20) [Online]. available: http://www.plexim.com/plecs
(21) H. Fujita, S. Tominaga, and H. Akagi, "Analysis and design of a dc voltage-controlled static var compensator using quad-series voltage-source inverters," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 4, pp. 970--977, 1996.