計測自動制御学会東北支部　第229回研究集会(2006.6.9)
資料番号229-6

PWMインバータを内包した電源系の品質モニタリングと低歪み化
Evaluation of the quality of power supply including a PWM inverter and compensation of its high harmonics

○工藤憲昌*　小林祐也*+　田所嘉昭**
○Norimasa Kudoh*　Yuya Kobayashi*+　Yoshiaki Tadokoro**
*八戸高専　**豊橋技科大　工学部
*Hachinohe National College of Tech.　**Toyohashi University of Tech.

キーワード:PWMインバータ(PWM inverter), 高調波歪み(higher order harmonics), LMS形フーリエアナライザ(LMS based Fourier analyzer)

連絡先:〒039-1192　八戸市田面木上野平16-1　八戸高専　電気工学科
tel:0178-27-7281, e-mail:kudohk-e@hachinohe-ct.ac.jp

1. はじめに

インバータとは，直流電力を交流電力に変換する装置であり，商用電源では得られない様々な形態の交流電力を容易に作ることができるので，コンピュータや通信機器等の電源，交流電動機の可変速駆動用電源などに広く用いられている．しかし，高調波に起因した波形歪みにより電力機器の劣化の原因となるため，その対策が盛んに検討されている．

良く知られているLCフィルタなどのパッシブフィルタは，高周波の次数が多いと大型になり，周波数変動があると同調ずれのため抑制効果が低下するなどの問題がある[1]．そこで本稿では，図1の構成のように，広く用いられるPWM (Pulse Width Modulation) インバータにより発生する高調波に対し，少ない演算量で適度な性能を持つLMSアルゴリズムに基づいたフーリエアナライザ(F.A.) を用いて，高調波成分の振幅を推定し，逆位相で注入することにより，波形の歪みを改善する検討を行った．

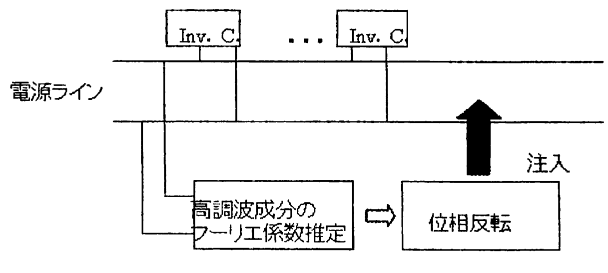

図1. 低歪化の構成

2. 原理

2.1 PWM信号の生成

PWM 方式は，パルス列の振幅を一定の大きさで，各パルスの幅を入力信号の大きさに比例して変化させる方法である．

本稿では，図2のように，交流の基準正弦波と三角波(キャリア)信号の比較を行うことでPWMを行う三角波比較方式により波形を生成した．

＋現在，阪大

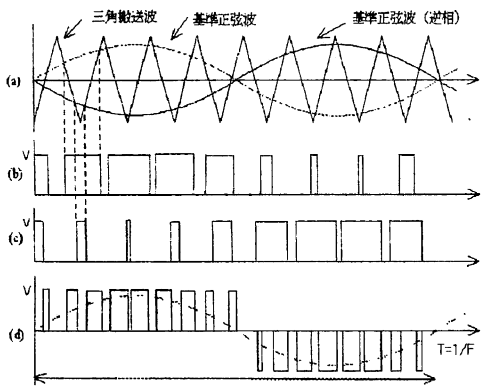

図 2. 三角波比較方式による PWM 方式

2.2 LMS 形 F.A.

PWM 方式で生成された波形を512 点のフーリエ変換した結果を図 3 に示す（基準正弦波の周波数は 50[Hz]である）. 図 3 から高調波を数多く含んでいることが分かる. 1. で記述したように, 高調波成分の振幅を LMS(Least Mean Square)形 F.A.で推定し, 逆位相の信号を注入することで低歪み化を図る.

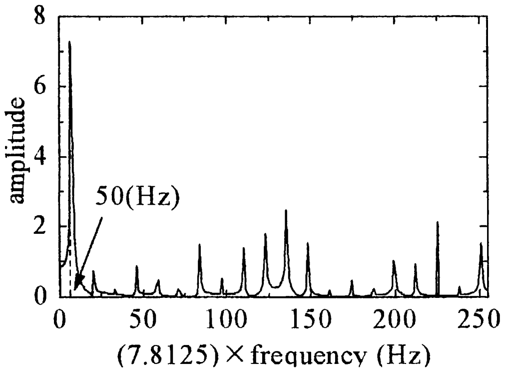

図 3. 定常状態における PWM 波形の周波数分布

LMS 形 F.A.の対象とする入力信号 x(n)は, 式(1)のように表される.

$$x(n)=\sum_{i=1}^{p}\left(a_i \cos\omega_i n + b_i \sin\omega_i n\right)+\phi_{(n)} \quad (1)$$

式(1)において, a_i , b_i は時間に依存して変化する推定対象の値であり, p 成分からなる信号の角周波数 ω_i は既知とする. $\phi_{(n)}$ は, 分散が $\sigma_\phi{}^2$ で平均が零のガウス性白色雑音（観測雑音）とする. LMS アルゴリズムでは, 振幅を推定する際, 推定値 $\hat{x}_{(n)}$ との誤差 $e_{(n)}=x_{(n)}-\hat{x}_{(n)}$ の2乗値の最小化を行って更新のための瞬時勾配を求める. 本稿では, 適応ループ内に積分操作を入れることにより, 即応性と推定精度を向上させる方法を用いている. 図 4 に LMS 形 F.A.ののブロック図を示す[2].

従って, a_i , b_i の推定値 $\hat{a}_i$, $\hat{b}_i$ の更新式は式(2)となり, 時変な振幅の推定が可能となる. ここで, μ はステップサイズであり, $0<\gamma<1$ である.

$$\begin{cases}\hat{a}_{i(n+1)}=(1+\gamma)\hat{a}_{i(n)}-\gamma\hat{a}_{i(n-1)}+\mu e_{(n)}\cos\omega_i n\\ \hat{b}_{i(n+1)}=(1+\gamma)\hat{b}_{i(n)}-\gamma\hat{b}_{i(n-1)}+\mu e_{(n)}\sin\omega_i n\end{cases} \quad (2)$$

また, 比較対象として, 4 乗誤差の最小化(4th Error Criteria) [3]と通常の LMS を組み合わせた式(3)に示す方法も検討した. 推定誤差が 1 より大きい場合, 3 乗の項が大きくなるため更新量が大きくなり, 1 より小さい場合, LMS アルゴリズムと同等の動作をする. このため, 時変な振幅への追従性が良くなることが想定される. この方法を 4th Error Criteria と呼ぶ.

$$\begin{cases}\hat{a}_{i(n+1)}=\hat{a}_{i(n)}+\mu(e_{(n)}+e^3{}_{(n)})\cos\omega_i n\\ \hat{b}_{i(n+1)}=\hat{b}_{i(n)}+\mu(e_{(n)}+e^3{}_{(n)})\sin\omega_i n\end{cases} \quad (3)$$

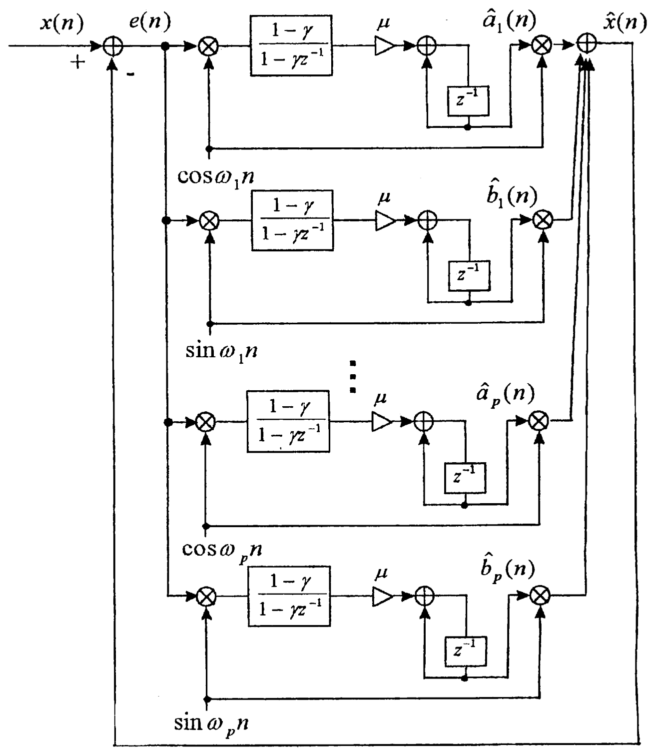

図 4. LMS 形フーリエアナライザのブロック図

3. 可変速度運転

モータなどでは可変速度運転のため，V(電圧)とF(周波数)の比V/Fを一定にする制御がよく行われる．周波数を変化させる時，LMS 形 F.A.で推定すると，位相情報が失われるため一時的に追従性が悪くなる．そこで，連立方程式の解法である最短左側インバースとその近似法による2つの方法で対策を行った．

3.1 最短左側インバース(MLI)

観測信号および周波数は既知であることより，連立方程式を用いて振幅を算出する．このとき，未知数に対して，使用するデータの和を多くする，結果的に方程式の数を多くするover-determined推定[4]を行うことで，ガウス性の観測雑音が存在しても，振幅 a_i , b_i の平均を最も小さな誤差で評価できる．

式(4)を解く場合を考える．$\mathbf{H}$ は cosine, sine 信号からなる $n-m$ 行列(既知)，$\mathbf{u}$ は a_i , b_i からなる m 次ベクトル(未知)，$\mathbf{Z}$ は観測信号 $x_{(n)}$ からなる n 次ベクトル(既知)であり，$n>m$ である．

$$\mathbf{Hu}=\mathbf{Z} \tag{4}$$

この場合，近似解の最短解を求める手法として式(5)の最短左側インバース $\mathbf{H}^{LM}$ [5]を用いる．ここで，Tは転置を示す．

$$\mathbf{H}^{LM}=\left(\mathbf{H}^T\mathbf{H}\right)^{-1}\mathbf{H}^T \tag{5}$$

$\mathbf{H}$ が周波数の異なる正弦波で構成されているため，$\mathbf{H}^{LM}$ は対角成分以外の要素が非常に小さな値をもつ疎な行列になる．従って，非対角成分を無視し，対角成分だけ用いて a_i を計算すると式(6)のようになる．b_i についても同様である．

$$a_i \approx \frac{2}{M}\sum_{k=0}^{M} cos\,\omega_i(n-k)x(n-k) \tag{6}$$

ここで，M は1サイクルのサンプル数，$2/M$ は1サイクルの内積から出てくる正規化因子である．

式(5)の $x_{(n-k)}$ に含まれる ω_j [rad]の正弦波に対して三角関数の積和公式を用いると，$\omega_i+\omega_j$, $\omega_i-\omega_j$ の成分が生じる．このとき，同じ角周波数成分同士なら直流と $2\omega_i$ に分けることができる．これより，1 サイクル分の和をとれば(積分すれば)，交流分はゼロになるので所望の周波数成分の振幅を取り出すことができる．

3.2 近似法

式(6)を近似的に行う更新式は式(7)のようになり，演算量を大幅に削減できる．ここで，$\beta=1-1/M$ である．

$$\begin{cases} a_{i(n+1)} \approx 2(1-\beta)\cos\omega_i n x_{(n)} - \beta a_{i(n)} \\ b_{i(n+1)} \approx 2(1-\beta)\sin\omega_i n x_{(n)} - \beta b_{i(n)} \end{cases} \tag{7}$$

図5に，式(6)と式(7)の処理の定常状態における周波数特性を示す．式(7)が式(6)の良い近似になっていることがわかる．

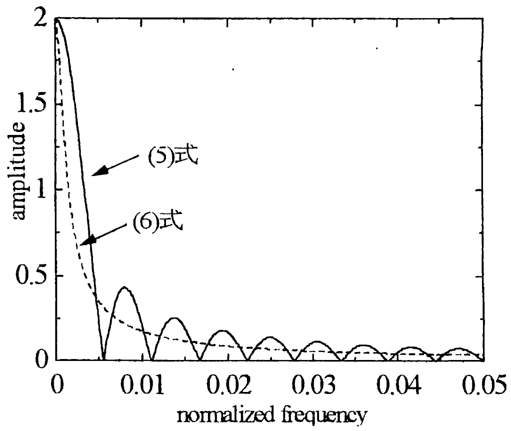

図 5. MLI および近似法の周波数特性

4. シミュレーション結果

波形が基本波に対してどの程度歪んでいるか調べるため，式(8)に示す全高調波歪み(THD)の尺度を用いる．ここで，I_1 は基本波の実効値，I_i は高調波の実効値である．

$$THD=\sqrt{\sum_{i=2}^{p} I_i^2 \Big/ I_1^2} \times 100 \quad [\%] \tag{8}$$

シミュレーションは，定常状態と周波数をステップ状に変化させる可変速度運転の状態に対して行い，その条件を以下に示す．

シミュレーション条件:

・入力:基準正弦波 50[Hz]の PWM 波形

波高値: 10[V]
・サンプリング周波数: 10800 [Hz]
・基本周波数: 50[Hz]　・高調波次数: 40 次
・ステップサイズ等

$\gamma = 0.78$, $\mu = 0.01$ (LMS 形 F.A.)

$\mu = 0.0015$ (4th Error Criteria)

LMS 形 F.A.による推定より，低歪化のため逆位相の注入を行わない場合の PWM 波形の THD は 250[%]であったが，注入を行うと約 2[%]まで低下できた．特性については，4.1 で示す図の定常状態の状況を参照願いたい．

4．1 可変速制御の状態

PWM 波形を V/F 制御より，5401 サンプルから，周波数を 50→60[Hz]にステップ状に急変させた場合の歪み率の結果を図 6 に示す．

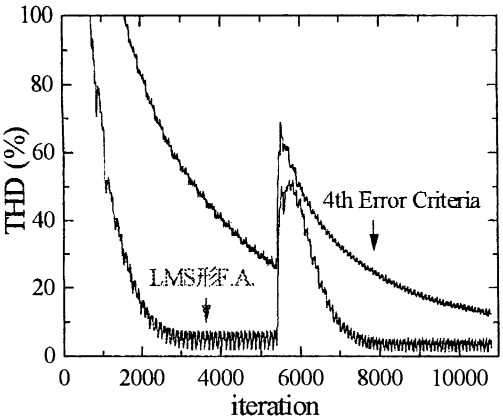

図 6．可変速制御時の歪み率

まず，周波数を切り換える前の定常状態では逆相の高調波を注入することで LMS 形 F.A.では THD は約 2[%]であり，波形の歪みを大幅に改善できた．しかし，4th Error Criteria では，約 30[%]とまだ適応動作が収束しておらず，1/10 程度にまでしか改善できていないことが確認できる．

可変速制御時には，位相の変化により振幅 a_i , b_i の変化に十分追従できておらず適切な注入ができないため，LMS 形 F.A.では約 50[%]，4th Error Criteria では約 70[%]と両方とも周波数の切り替え時に歪み率が一時的に大きくなっている．

4．2 MLI および近似法を用いた可変速制御

周波数を 50→60[Hz]，50→54[Hz]にスッテプ状に変化させた時，MLI とその近似法を適用して誤差を低減させるシミュレーションの結果を以下に示す．

・50→60[Hz]の変化

LMS 形 F.A.による結果を図 7 に示す．MLI を用いると，約 2[%]程度であり，周波数切り替え時でも対応できる．MLI の演算量を低減する試みとして，振幅が小さい箇所などは切り替え前の推定値を使うなどしたが歪み率の改善はみられなかった．近似法を用いると，約 40[%]程度となり，未処理(そのままLMS 形 F.A.を用いる)の場合よりは良いものの，過渡期間の劣化は少なくない．

4th Error Criteria の結果を図 8 に示す．

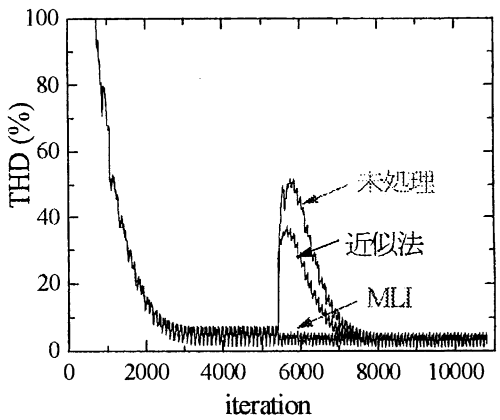

図 7．LMS 形 F.A.における各方法の比較

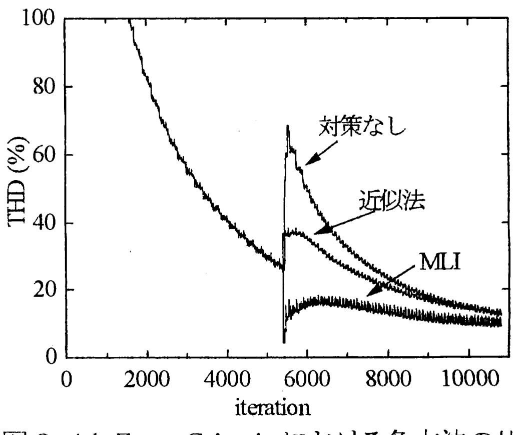

図 8．4th Error Criteria における各方法の比較

・50→54[Hz]の変化

図 9 と図 10 に LMS 形 F.A. と 4th Error Criteria の結果をそれぞれ示す.

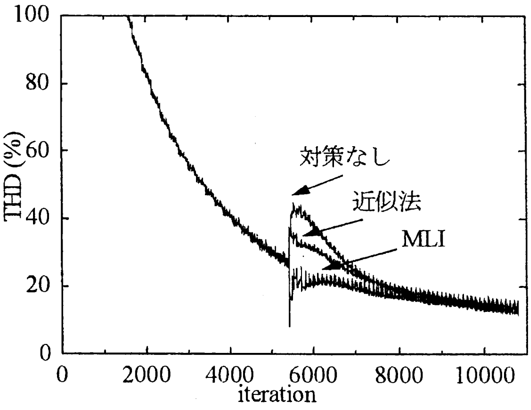

図 9. LMS 形 F.A.における各方法の比較

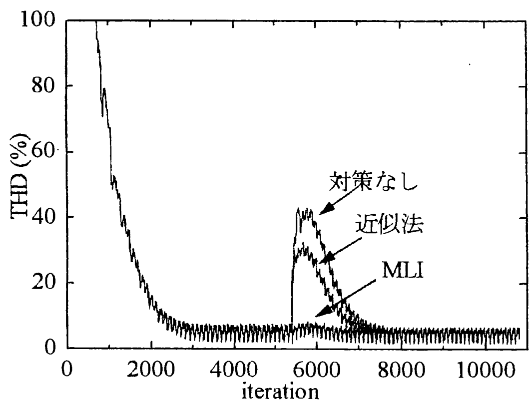

図 10. 4th Error Criteria における各方法の比較

5. まとめ

周波数を切り換える前の定常状態では逆相の高調波を注入することで LMS 形 F.A.では THD は約 2[%]であり, 波形の歪みを 250[%]から大幅に改善できた. しかし, 可変速度運転時には, 切り替え時に MLI を簡易化した近似法では, 歪を十分に低減させることが出来ていない. 今後は, パラメータ等の調整を行って特性の改善可能性を探っていく予定である.

6. 参考文献

[1]電気計算, vol.61, 1993 年 4 月

[2]N.Kudoh, Y.Tadokoro, "Reformance Analysis of a new LMS-typed Fouirer Analisys "CO-ROM Proceedings of IEEE TENCON03",pp1-4, Bangalore, India, Oct, 2003

[3]S.C.Pei, C.C.Tseng,"Adaptive IIR Notch Filter based Least Mean P-th Error Criterion", IEEE. Trans. CAS.II,vol.40,no.8,pp525-529,1993 年 8 月

[4]S. Haykin, "Adaptive Filter Theory 3Ed.", Prentice Hall,1996 年

[5] 高橋安人 著, システムと制御, 岩波書店, pp383-385