Walsh 関数を使ったＰWMパターン合成法

学生員　チオエイサイ　クリット　（長岡技術科学大学）
正員　近藤　正示　（長岡技術科学大学）

Synthesis Method of PWM Pattern Based on Walsh Function
Krit Choeisai, Student Member (Nagaoka University of Technology)
Seiji Kondo, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes the simplification of the synthesis method of PWM pattern by using the Walsh function. The digital nature of the Walsh function makes the relation between the Walsh spectrum and PWM pattern being a linear algebraic equation. Thus the synthesis becomes straightforward. It is the remarkable feature of the proposed method over a conventional method using Fourier expansion.

In addition, by using Fourier-Walsh transform, an iterative synthesis process can reduce low-order harmonics of the PWM pattern in Fourier spectrum. Several examples confirm the validity of the proposed synthesis method.

キーワード：Walsh 関数，Walsh 展開，Fourier 展開

1. まえがき

高調波の少ない PWM パターンを計算するために，普通は三角関数による Fourier 級数が使用されているが Walsh 関数を利用した報告もある[1][2]。図 1 は PWM パターンと Fourier, Walsh スペクトルの関係を示す。Fourier スペクトル(C)の計算では sin()と PWM パターン $f(t)$の積を積分する。しかし，積分した値(C)と PWM パターンのスイッチングタイミング(α)との関係が非線形になる。この非線形性のため，Fourier スペクトルによる PWM パターンの計算には，いろいろなノーハウと経験が必要である[3]。

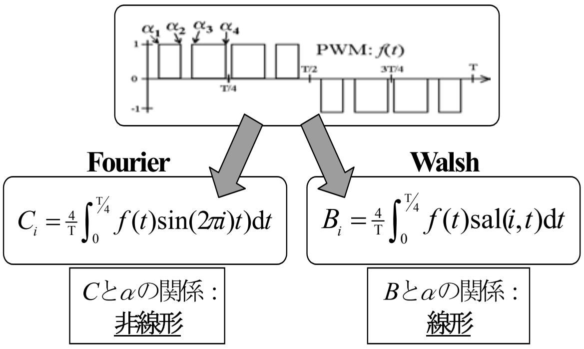


図 1 PWM パターンと Fourier, Walsh スペクトルの関係
Fig.1. Relation between PWM pattern and Fourier, Walsh spectrum

一方，第 2 章で説明する Walsh 関数を利用すれば，第 3 章で示すように Walsh スペクトル(B)と PWM パターンのスイッチングタイミング(α)との関係が線形になる。よって，Walsh スペクトルを用いれば PWM パターンを簡単な線形計算で合成することができる[4]。

さらに，第 4 章で示すように，Walsh スペクトルと Fourier スペクトルの変換方法を利用して繰り返し計算を行うことにより，Fourier スペクトルの低次高調波を低減することができる。

2. Walsh 関数の概要

図 2 に示すように Walsh 関数は±1 の値を持つ方形波であり，その性質は三角関数系とよく似たものと言われる。三角関数と同じように Walsh 関数は偶関数と奇関数に分けられる。

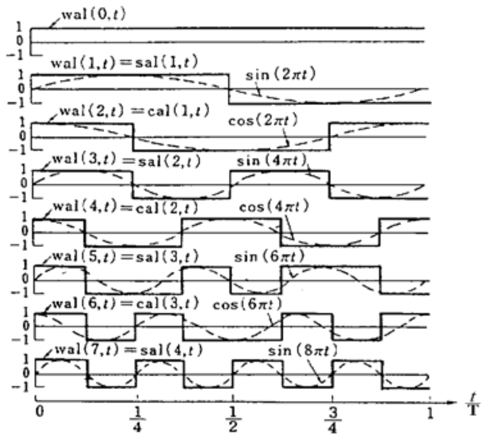


図 2 Walsh 関数と三角関数
Fig. 2. Walsh Function and Trigonometric Function

cos()に対応する

$\mathrm{cal}(i,t)=\mathrm{wal}(2i,t)$　偶関数

sin()に対応する

$\mathrm{sal}(i,t)=\mathrm{wal}(2i\text{-}1,t)$　奇関数

Walsh 展開は Fourier 展開と同様に任意波形 $f(t)$を展開できる。しかも，±1 の値により，Walsh 展開は Fourier 展開より簡単である。$f(t)$を区間[0,T]で定義すれば，次のように展開できる。

$$\left.\begin{aligned} f(t) &= A_0\,\mathrm{wal}(0,t)+ \\ &\quad \sum_{i=1,2,3,\ldots}^{\infty}\{A_i\,\mathrm{cal}(i,t)+B_i\,\mathrm{sal}(i,t)\} \\ A_0 &= \tfrac{1}{\mathrm{T}}\int_0^{\mathrm{T}} f(t)\mathrm{d}t \\ A_i &= \tfrac{1}{\mathrm{T}}\int_0^{\mathrm{T}} f(t)\mathrm{cal}(i,t)\mathrm{d}t \\ B_i &= \tfrac{1}{\mathrm{T}}\int_0^{\mathrm{T}} f(t)\,\mathrm{sal}(i,t)\mathrm{d}t \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots\cdots(1)$$

3.　ＰＷＭパターン合成法

<3･1> 合成法の概要　　図 3 のように，正弦波指令値の Walsh スペクトル(B_i)とＰＷＭパターンの Walsh スペクトル(B'_i)とが，十分大きな次数 $i=N$ まで一致すれば，PWM パターンは正弦波指令値の近似波形になる。このことを基本として以下に PWM パターン合成法を述べる。

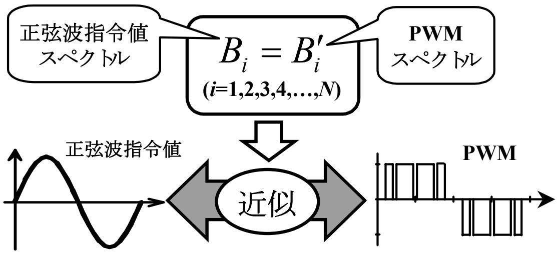


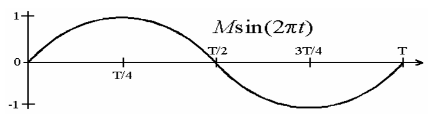
図 3　合成法の概要

Fig. 3. Outline of synthesis method

<3･2> 正弦波指令値の Walsh 展開　　計算を簡単にするため，図 4 に示したように，PWM 波形は正弦波と同じように 1/4 周期の対称性を持たせると，区間[0,T/4]で展開できる。ここで，正弦波指令値を $M\sin(2\pi t)$とするとき Walsh 展開は(1)により，(2)と(3)で表すことができる。(M=変調率)

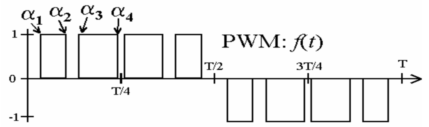
$$M\sin(2\pi t) = \sum_{i=1,2,3,\ldots}^{\infty} MB_{2i-1}\,\mathrm{sal}(2i-1,t) \quad \cdots\cdots\cdots(2)$$

$$B_{2i-1} = \tfrac{4}{\mathrm{T}}\int_0^{\mathrm{T}/4}\sin(2\pi t)\,\mathrm{sal}(2i-1,t)\mathrm{d}t \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(3)$$



(a)　正弦波波形　M=1.0

(a) Sinusoidal Wave M=1.0



(b) PWM 波形

(b) PWM Wave

図 4 1/4 周期の対称性を持つ波形

Fig. 4. Waveform with quarter-wave symmetry

<3･3> PWM 波形の Walsh 展開　　区間[0,T/4]のＰＷＭ波形を $f(t)$とし，スイッチングタイミングを[α]とするとき，$f(t)$を次のように定義する。

$$f(t)=\begin{cases}1 & t=[\alpha_1,\alpha_2],[\alpha_3,\alpha_4],\ldots \\ 0 & \text{otherwise}\end{cases} \quad \cdots\cdots\cdots\cdots(4)$$

$f(t)$の性質を正弦波と同じように，平均値 0 の奇関数とすると $f(t)$の Walsh 展開は正弦波と同様になり，次式で展開できる。

$$f(t)=\sum_{i=1,2,3,\ldots}^{\infty} B'_{2i-1}\mathrm{sal}(2i-1,t) \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(5)$$

$$B'_{2i-1}=\tfrac{4}{\mathrm{T}}\int_0^{\mathrm{T}/4} f(t)\mathrm{sal}(2i-1,t)\mathrm{d}t \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(6)$$

スイッチングタイミング[α]を計算するために，区間[0,T/4]を N 等分にする。ただし，N は２のべき乗(2,4,8,16,…)とする。図 5 は N=4 でのＰＷＭパターンの導出法を示す。ＰＷＭパターンとして実現できるためには，スイッチが ON になれば次回は OFF にならなければならない。本論文では，計算を簡単にするために，1 つの等分中に ON または OFF のスイッチングが交互に存在することを仮定する。

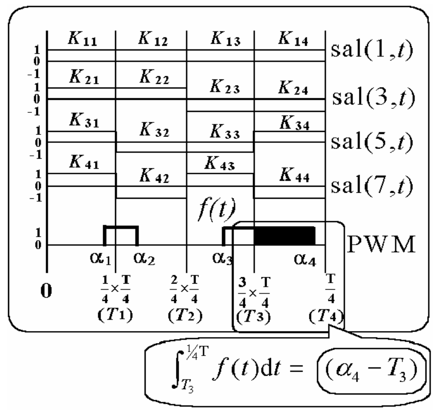


図 5　ＰＷＭパターンの導出法　N=4

Fig.5. PWM pattern design N=4

図 5 で示したように，N 等分中では sal() が+1,-1 の値しかないので計算が簡単になる。行列で計算するために，sal()を K_{ij} に書き換える。

$$K_{ij}=\mathrm{sal}(2i-1,\frac{j-1}{4N}\mathrm{T}) \quad \cdots\cdots(7)$$

(6)を，(7)を使って変形すると次式になる。

$$B'_{2i-1}\times\frac{\mathrm{T}}{4}=\int_0^{\mathrm{T}/4}f(t)\mathrm{sal}(2i-1,t)\mathrm{d}t$$
$$=K_{i1}\int_0^{\mathrm{T}/4N}f(t)\mathrm{d}t+K_{i2}\int_{\mathrm{T}/4N}^{2\mathrm{T}/4N}f(t)\mathrm{d}t+...+$$
$$K_{i(N-1)}\int_{\frac{N-2}{4N}\mathrm{T}}^{\frac{N-1}{4N}\mathrm{T}}f(t)\mathrm{d}t+K_{iN}\int_{\frac{N-1}{4N}\mathrm{T}}^{\mathrm{T}/4}f(t)\mathrm{d}t \quad \cdots(8)$$

図 5 を参照して，(8)を変形すると次式になる。

$$B'_{2i-1}\times\frac{\mathrm{T}}{4}=K_{i1}(T_1-\alpha_1)+K_{i2}(\alpha_2-T_1)+...+$$
$$K_{i(N-1)}(T_{N-1}-\alpha_{N-1})+K_{iN}(\alpha_N-T_{N-1}) \quad \cdot(9)$$

ただし，$T_{2i-1}=\frac{2i-1}{N}\times\frac{\mathrm{T}}{4}$　i=1,2,3,...,N/2

<3･4> 正弦波指令値と合わせる方法　ＰWMパターン $f(t)$を Msin()に近づけるためには(5)の B'_{2i-1} と(2)の MB_{2i-1} を等しくすれば良い。よって，次式が得られる。

$$MB_{2i-1}=B'_{2i-1} \quad \cdots\cdots(10)$$

ここで，i=1,2,3,4,…,∞ まで波形を合成できないので本論文は $i\le N$ にし，波形を近似する。次に，(10)を(9)に代入し，行列により表すと

$$\frac{M\mathrm{T}}{4}\begin{bmatrix}B_1\\B_3\\...\\B_{2N-1}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}K_{11}&K_{12}&...&K_{1N}\\K_{21}&K_{22}&...&K_{2N}\\...&&&\\K_{N1}&K_{N2}&...&K_{NN}\end{bmatrix}\times\begin{bmatrix}-\alpha_1\\\alpha_2\\...\\\alpha_N\end{bmatrix}+$$
$$\begin{bmatrix}K_{11}&K_{12}&...&K_{1N}\\K_{21}&K_{22}&...&K_{2N}\\...&&&\\K_{N1}&K_{N2}&...&K_{NN}\end{bmatrix}\times\begin{bmatrix}T_1\\-T_1\\...\\-T_{N-1}\end{bmatrix}$$

になり，さらに簡略すると

$$\frac{M\mathrm{T}}{4}[B]=[K][\alpha]+[K][T] \quad \cdots\cdots(11)$$

になる。(11)では正弦波指令値の Walsh スペクトル N 個でＰWMパターンを直接合成することができる。

<3･5> $[K]^{-1}$ の簡単な計算　K_{ij} は Walsh 関数と全く同じものであり，対称性，直交性をもつ関数であり，次の関係がある。

$$[K][K]=N[\mathrm{I}] \quad \cdots\cdots(12)$$

上式から$[K]^{-1}$は次式となる。

$$[K]^{-1}=\frac{1}{N}[K] \quad \cdots\cdots(13)$$

<3･6> $[\alpha]$の計算式　ＰWMパターンのスイッチングタイミング$[\alpha]$を(11)と(13)を使って求めると

$$[\alpha]=\frac{M\mathrm{T}}{4N}[K][B]-[T] \quad \cdots\cdots(14)$$

になる。ここで参考文献(1),(2)は$[B]$と$[\alpha]$の関係が(11)のように導かれるが$[\alpha]$を計算するためには$[K]^{-1}$の計算が必要であり，計算に時間を要する。本論文はさらに(13)を適用し$[\alpha]$の計算を(14)のように簡略化した。(14)の計算は，$[K]$が+1,-1 の値しかないため，加減算のみであり，非常に簡単な計算である。指令値が正弦波であれば，指令値のスペクトル$[B]$が一定であり，従って $[K]$,$[B]$,$[T]$は定数となり，変調率 M によりスイッチングタイミング$[\alpha]$が線形変化する。

<3･7> 計算結果と三角波比較法との比較　ＰWMパターンを評価するために Fourier スペクトルと THD（総合歪み率）を適用する。図 4(b)のＰWMパターン $f(t)$の Fourier 高調波 C_{2i-1} は(15)で展開できる。

$$C_{2i-1}=\frac{4}{\mathrm{T}}\int_0^{\mathrm{T}/4}f(t)\sin(2\pi(2i-1)t)\mathrm{d}t$$
$$=\frac{4}{\mathrm{T}}\left\{\int_{\alpha_1}^{\alpha_2}\sin(2\pi(2i-1)t)\mathrm{d}t+\right.$$
$$\left.\int_{\alpha_3}^{\alpha_4}\sin(2\pi(2i-1)t)\mathrm{d}t\right\} \quad \cdots\cdots(15)$$

一般化すると(16)になる。

$$C_{2i-1}=\frac{4}{\mathrm{T}}\sum_{j=1,2,3,...}^{N/2}\int_{\alpha_{2j-1}}^{\alpha_{2j}}\sin(2\pi(2i-1)t)\mathrm{d}t$$
$$=\frac{4}{2\pi(2i-1)\mathrm{T}}\sum_{j=1,2,3,...}^{N/2}\left\{\begin{matrix}\cos(2\pi(2i-1)\alpha_{2j-1})\\-\cos(2\pi(2i-1)\alpha_{2j})\end{matrix}\right\} \quad \cdot(16)$$

ただし，i=1,2,3,...

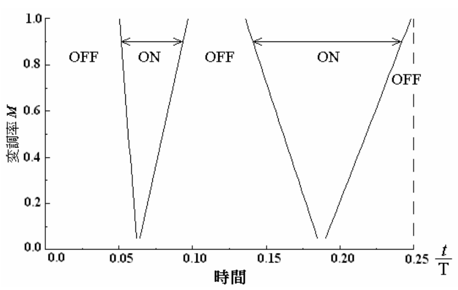
THD(l)は以下のよう定義される。

$$\mathrm{THD}(l)=\frac{\sqrt{\sum_{i=2,3,4,...}^{l}(C_{2i-1})^2}}{\sqrt{\sum_{i=1,2,3,...}^{l}(C_{2i-1})^2}}\times100\ [\%] \quad \cdots\cdots(17)$$

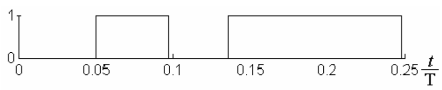
ただし，2l-1=最高高調波次数とする。

Walsh 合成法で計算した PWM パターンと三角波／正弦波比較法（以下では三角波比較法と略称する。）の PWM パターンと比較する。図 6,7 は Walsh 合成法と三角波比較法の，スイッチングタイミング[α]，PWM パターン，Fourier 高調波を示す。図 8,9 は変調率 M に対する三角波比較法と Walsh 合成法の THD 比較特性を示す。なお，(17)で $l=N$ と $l=50$ の比較特性を示す。さらに $l=50$ を計算したのは高次高調波まで比較するためである。

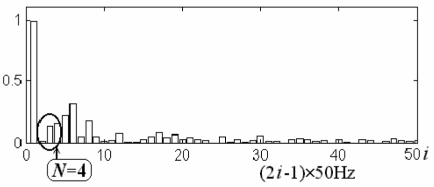
図 6(a)のように Walsh 合成結果では変調率 M に対してスイッチングタイミング[α]が直線変化になる。図 8,9 により，M が大きくなるほど THD の差が大きくなる。同図により，Walsh 合成法は三角波比較法より THD が小さい。図 6(c)は図 7(c)に比べて，変調率 M=1.0 のとき，低次高調波（3,5,7 次）が三角波比較法より小さい。従って，変調率 M=1.0 に近くなると図 8,9 に示したように THD の差が大きくなる。図 9 により，THD(16)は三角波比較法より小さくなるが THD(50)はほぼ同じ特性になる。



(a) スイッチングタイミング[α]
(a) Switching Timing [α]

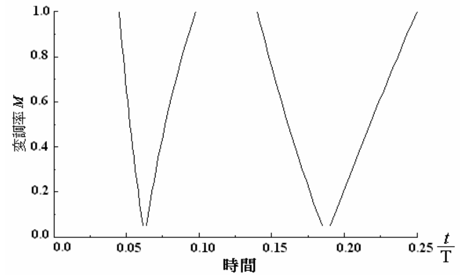


(b) ＰWMパターン M=1.0
(b) PWM Pattern M=1.0

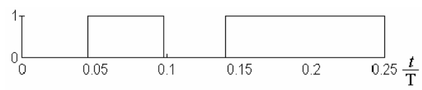


(c) Fourier スペクトル M=1.0
(c) Fourier Spectrum M=1.0

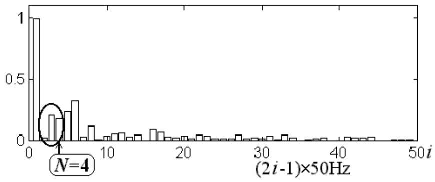
図 6 Walsh 合成法 N=4
Fig. 6. Walsh synthesis method N=4



(a) スイッチングタイミング[α]
(a) Switching Timing [α]



(b) ＰWMパターン M=1.0
(b) PWM Pattern M=1.0



(c) Fourier スペクトル M=1.0
(c) Fourier Spectrum M=1.0

図 7 三角波比較法 N=4
Fig. 7. Triangular modulation method N=4

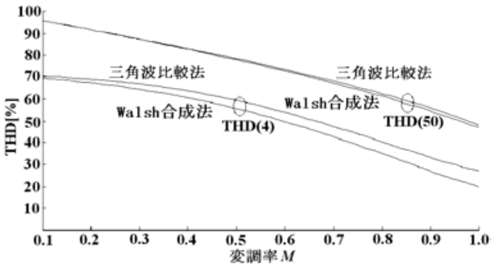


図 8 変調率 M に対する三角波形比較法と Walsh 合成法の THD 比較 N=4
Fig.8. Relation between modulation ratio M and THD of Triangular modulation method and Walsh synthesis method N=4

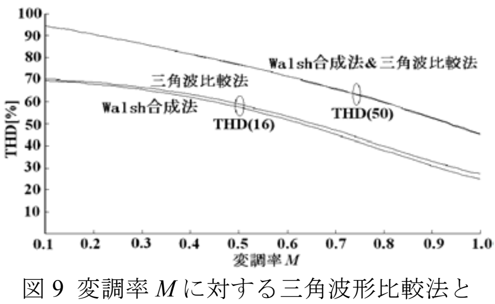


図 9 変調率 M に対する三角波形比較法と Walsh 合成法の THD 比較 N=16
Fig.9. Relation between modulation ratio M and THD of Triangular modulation method and Walsh synthesis method N=16

図 10 は N=4，M=1.0 のとき上記の提案法で計算した PWM パターンの Walsh スペクトル，および，正弦波の Walsh スペクトルを示す。図 10 により，第 4 個目以下の高調波を合わせることができるが，第 4 個目以上を合わせることができない。よって，PWM パターンの Fourier 高調波に影響がある。その影響は図 6(c) 3,5,7 次の高調波に現われる。以上より，この合成法は第 4 個目（第 7 次）までの Walsh 高調波は完全に合わせることができるが Fourier 高調波で見ると低次高調波が残っていることが分かる。次章では，Fourier 低次高調波のうち特に N 以下を 0 にする PWM パターンの合成法を示す。

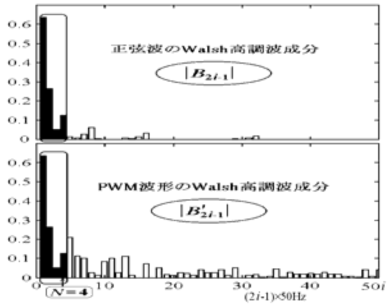


図 10 正弦波と PWM 波形の Walsh 高調波
N=4, M=1.0
Fig. 10. Walsh harmonics of Sinusoidal and PWM wave N=4, M=1.0

4. 繰り返し計算による高調波低減法

<4･1> 合成法の概要　図 11 は Fourier 高調波低減法を示す。この方法は<4.2>に示す Fourier⇔Walsh のスペクトル変換方法を適用して，Walsh スペクトルを計算して第 3 章に示した方法により PWM パターンを合成する方法である。つまり，Fourier スペクトルから PWM パターンを合成することができる。次に，Fourier 高調波を低減するために Feedback 制御を加え，繰り返し計算を行えば，ＰWMパタンの Fourier スペクトルの低次高調波を低減することができる。この方法は繰り返し計算をするので，計算はオフラインで行っている。

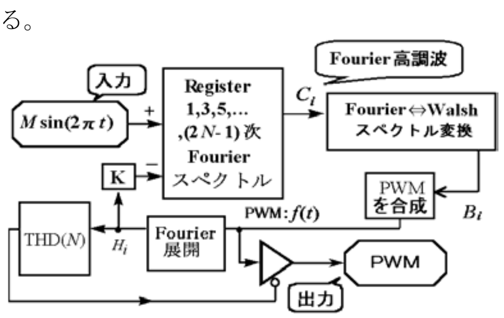


図 11 Fourier 高調波低減法
Fig. 11. Fourier harmonics reducing method

<4･2> Fourier⇔Walsh のスペクトル変換方法　変換方法は，Fourier 展開と Walsh 展開の関係を行列により表せば，行列計算式として導くことができる。

Fourier 展開（奇関数）

$$f(t) = \sum_{k=1,2,3,\ldots}^{K} C_k \sin(2\pi(2k-1)t) \quad \cdots\cdots(18)$$

$$C_k = \frac{4}{\mathrm{T}}\int_0^{\mathrm{T}/4} f(t)\sin(2\pi(2k-1)t)\mathrm{d}t \quad \cdots\cdots(19)$$

Walsh 展開（奇関数）

$$f(t) = \sum_{n=1,2,3,\ldots}^{N} B_n \mathrm{sal}(2n-1,t) \quad \cdots\cdots(20)$$

$$B_n = \frac{4}{\mathrm{T}}\int_0^{\mathrm{T}/4} f(t)\,\mathrm{sal}(2n-1,t)\mathrm{d}t \quad \cdots\cdots(21)$$

(20)を(19)に代入すると

$$C_k = \frac{4}{\mathrm{T}}\int_0^{\mathrm{T}/4}\{\sum_{n=1,2,3,\ldots}^{N} B_n \mathrm{sal}(2n-1,t)\}\sin(2\pi(2k-1)t)\mathrm{d}t$$

$$= \frac{4}{\mathrm{T}}\sum_{n=1,2,3,\ldots}^{N} B_n \int_0^{\mathrm{T}/4}\mathrm{sal}(2n-1,t)\sin(2\pi(2k-1)t)\mathrm{d}t \quad \cdot(22)$$

になる。ここで積分の項を簡略すると

$$E_{k,n} = \int_0^{\mathrm{T}/4}\mathrm{sal}(2n-1,t)\sin(2\pi(2k-1)t)\mathrm{d}t \quad \cdots\cdots(23)$$

$$\mathrm{C}_k = \frac{4}{\mathrm{T}}\sum_{n=1,2,3,\ldots}^{N} E_{k,n}B_n \quad \cdots\cdots(24)$$

になる。最高高調波(K,N)を有限にして波形を近似する。次に，K=N にし，(24)を行列により表す。

$$\begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ . \\ . \\ C_{N-1} \\ C_N \end{bmatrix} = \frac{4}{\mathrm{T}} \times \begin{bmatrix} E_{11} & E_{12} & . & . & E_{1(N-1)} & E_{1N} \\ E_{21} & E_{22} & & & E_{2(N-1)} & E_{2N} \\ . & & . & & & . \\ . & & & . & & . \\ . & & & & . & . \\ E_{N1} & E_{N2} & . & . & E_{N(N-1)} & E_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ \\ \\ B_{N-1} \\ B_N \end{bmatrix}$$

逆に Fourier スペクトルから Walsh スペクトルに変換するときは $[E]$ の逆行列を使えば良い。

$$[B] = \frac{\mathrm{T}}{4}[E]^{-1}[C] \quad \cdots\cdots(25)$$

<4·3> Fourier 高調波低減法の動作　次に，図 11 の動作を説明する。正弦波$M\sin(2\pi t)$を基本波として Register に入力する。Register は全ての Fourier 高調波 C_i を貯えるものとする。C_i を指令値とし，Fourier⇔Walsh のスペクトル変換式(25)に入力して Walsh スペクトル B_i を計算し，PWM パターンを合成する。

合成したＰWMパターンに残った入力波形の Fourier スペクトルとの誤差を低減させるため，H_iを-**K** 倍して Register に加える。この段階は Feedback 制御である。よって，H_i がだんだん低減する。このプロセスを繰り返し，THD が非常に小さい値になった時点で繰り返しを停止し，最終的な PWM パターンを出力する。

K は制御系の Loop-gain を調整するための定数であり，**K** の値は N によって変わり，試行錯誤により求めた結果を表 1 に示す。表 1 に示す **K** の値を使えば THD の値が振動せずに単調に減少する。**K** の値を表 1 より大きく設定すると，THD 特性が振動し始める。逆に値を小さく設定すると，THD の変化は小さくなるが収束時間が長くなる。

表 1 **K** の値
Table 1. **K** parameter

N	**K**	N	**K**
2	1	16	0.5
4	1	32	0.05
8	0.8	64	0.01

<4·4> Fourier 高調波(THD)低減するプロセス　図 12 は図 11 の計算プロセスを示す。計算は N=4,M=1.0 で 8 回までの計算状態を示し，PWM パターン，THD(N)，Register に貯えた指令値の Fourier 高調波 C_i，ＰWMパターンの Fourier 高調波 H_i を示す。

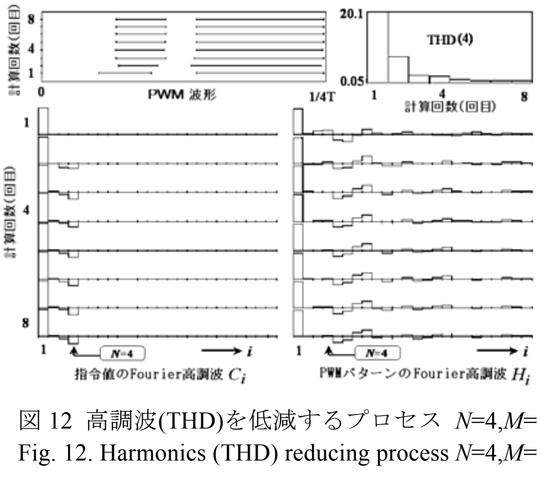
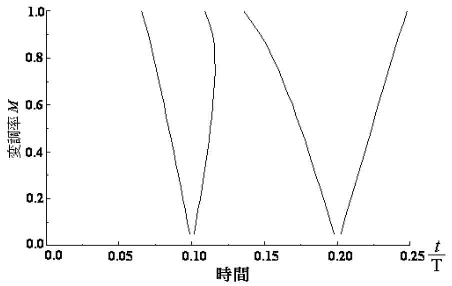


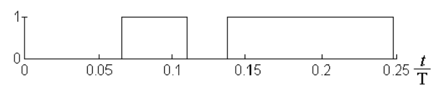
図 12 高調波(THD)を低減するプロセス N=4,M=1.0
Fig. 12. Harmonics (THD) reducing process N=4,M=1.0

図 12 の PWM 波形では，初めの 1〜3 回の変化が大きい。しかし，計算回数が増えると変化しなくなり，一定になる。THD では 20.1[%]から約 0.05[%]に低減し，これより計算回数を増やすことにより 0 に近づく。H_i の第 4 個目以下の高調波を低減できることが分かる。

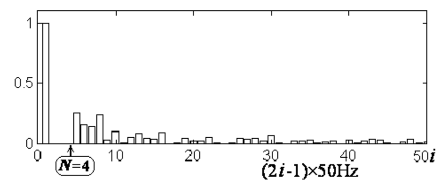
<4·5> 計算結果　図 13 は N=4，図 14 は N=16 の計算結果を示す。結果により，スイッチングタイミング[α]と変調率 M の特性は M=1.0 に近いほど曲線になる。図 13(c)では，図 6(c)では残っていた第 4 個目までの Fourier 高調波を低減することができる。Fourier 高調波は M=1.0 のときしか示していないが M が 1.0 以下も同じ結果であった。



(a) スイッチングタイミング[α]
(a) Switching Timing [α]

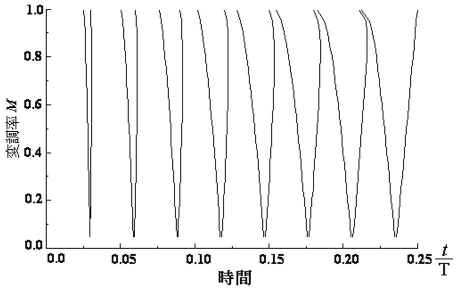


(b) ＰWMパターン M=1.0
(b) PWM Pattern M=1.0



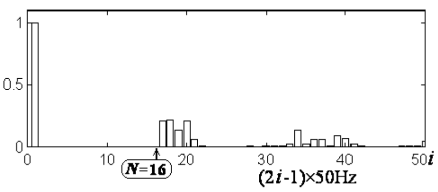
(c) Fourier スペクトル M=1.0
(c) Fourier Spectrum M=1.0

図 13 PWM パターンの合成結果 N=4
Fig. 13. Synthesis result of PWM pattern N=4



(a) スイッチングタイミング[α]
(a) Switching Timing [α]

(b) ＰWMパターン M=1.0
(b) PWM Pattern M = 1.0



(c) Fourier スペクトル M=1.0
(c) Fourier Spectrum M=1.0

図 14 ＰWMパターンの合成結果 N=16
Fig. 14. Synthesis result of PWM pattern N=16

5. まとめ

Walsh 関数を適用することにより，ＰWMパターンのスイッチングタイミング[α]と Walsh スペクトルの関係を線形な関数にして行列計算で高調波の少ないPWM パターンを合成することができる。±1 の Walsh 関数の値により，(14)のような非常に簡単な行列計算を導くことができ，正弦波の Walsh スペクトルから PWM パターンを直接合成することができる。この方法で合成したＰWMパターンは，図 8, 9 に示したように三角波比較法より THD が少ない。

さらに，Fourier 高調波と Walsh 高調波の変換法を使って，Fourier スペクトルから PWM パターンを合成し，繰り返し計算して，PWM パターンの Fourier スペクトルの低次高調波を低減することができる。この高調波低減法では，表 1 のように N 値に従って修正ゲイン **K** を決定すれば良く，他の工夫が不要である。

（平成 10 年 6 月 15 日受付，平成 10 年 11 月 16 日再受付）

文献

(1) T.J. Liang, R.G. Hoft: "Walsh Function Method of Harmonic Elimimation", pp. 847-853, proceedings APEC conf., March 1993

(2) J.A. Asumadu, R.G. Hoft: "Microprocessor-Based Sinusoidal Waveform Synthesis Using Walsh and Related Orthogonal Function", pp. 234-241, IEEE Trans. Vol. 4 NO. 2, April 1989

(3) I. Takahashi, H. Mochikawa: "A New Control of PWM Inverter Waveform for Minimum Loss Operation of an Induction Motor Drive", pp. 580-587, IEEE Trans. on IA, Vol. IA-21, No. 4, 1985

(4) S. Kondo, K. Choeisai: "Walsh Function Based Synthesis Method of PWM Pattern for Full-Bridge Inverter", pp. 271-276, PCC-Nagaoka conf., O9-3, August 1997

チオエイサイ　クリット　（学生員）タイ国生まれ。

32＊26 mm

平成8年3月長岡技術科学大学電気・電子システム工学課程卒業。平成10年3月長岡技術科学大学電気・電子システム修士課程卒業。同年4月長岡技術科学大学大学院工学研究科博士後期課程エネルギー・環境工学専攻入学。電力変換器の研究に従事。

近藤　正示　（正員）愛知県生まれ。昭和48年3月名古屋大学工学部電子工学科卒業。日立製作所，東京大学生産技術研究所を経て，平成3年11月長岡技術科学大学助教授。工学博士。電動機ならびに電力変換器の制御および応用に関する研究に従事。計測自動制御学会，IEEE会員。

32＊26 mm