

# 개선된 고속월쉬변환 알고리즘을 이용한 직교필터 설계

論 文  
50D-6-3

## Orthogonal Filter Design Using Improved Fast Walsh Transform Algorithm

申勝權\* · 曹永鎬\*\* · 金泰勳\* · 鄭堤旭\*\*\* · 李漢錫<sup>§</sup> · 安斗守<sup>§§</sup>

(Seung-kwon Shin · Young-ho Cho · Tai-hoon Kim · Je-wook Jung · Han-seok Lee · Doo-soo Ahn)

**Abstract** - This paper developed improved fast Walsh transform based on dyadic-ordered fast Walsh transform, then regenerated signal flow graph of improved fast Walsh transform, and used it for digital filtering, and then measured fundamental frequency and harmonics for current and voltage signals of power system. Using the improved fast Walsh transform, we present a new algorithm which reduces the computational amount, and it can consequently calculate the real and imaginary components for current and voltage signals of power system in sampling intervals. The calculation amount is reduced to  $2(N-1)$  at  $N$  samples to measure full harmonics using developed algorithm. When, in single harmonic measuring, it needs only  $2(\log 2N-1)$  additions and subtractions.

**Key Words** : fast Walsh transform, digital filtering, harmonics

### 1. 서 론

과학기술의 발달로 비선형 부하를 갖는 각종 사이리스터나 반도체의 사용이 증가되어 전력계통에 파형이 왜곡된 고조파 전류가 유입됨으로써 고조파에 의한 각종 사고 및 장애요인이 날로 확산되고 있다. 그래서 고조파 발생을 규제하기 위하여 신속, 정확한 정보수집 및 처리, 분석, 제어 등의 기능들을 수행할 수 있는 원격제어 시스템인 SCADA(Supervisory Control And Data Acquisition) 시스템 내에서는 상시 온-라인으로 전력신호에 포함되어 있는 고조파 성분의 분석이 요구되고 있다[1-3]. Hope와 Malik는 푸리에 변환을 이용한 고조파 처리 기법[4-5]을 소개함으로써 푸리에 변환기법을 이용한 고조파 분석에 관한 연구가 활발히 연구되어왔다. 그러나 실제 시스템에는 미적분회로가 포함되고 또한 최근에는 새로운 반도체 소자와 스위칭 회로 등이 이용됨에 따라 많은 연산량이 필요하여 실시간 연산이 불가능하게 되는 문제들이 내포되어 있다. Horton은 이러한 문제를 해결하기 위하여 디지털 보호계전기 설계에 월쉬 함수를 이용한 직교 필터를 소개함으로써 이에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다[6]. 본 연구에서는 전력계통에서 전류·전압의 기본파 및 각 고

조파성분을 빠른 시간 안에 검출하기 위하여 곱셈의 연산이 필요 없는  $\pm 1$ 의 값을 가진 월쉬함수를 이용하였다. 또한 연산량을 감소시키고 속도를 향상시키기 위하여 펠리베열 고속월쉬변환을 샘플링된 입력 데이터가 입력 시간의 순서로 배열되게 변형함으로써 새로운 고속월쉬변환 알고리즘을 유도하였고, 이는 기존의 고속월쉬변환에서는 주기당  $N$  샘플링을 할 경우  $N \log 2N$ 의 가감산 연산으로 처리되던 것을  $2(N-1)$ 회의 가감산 연산만으로 그 수행이 가능하게 하였다. 또한 하나의 주파수만을 측정하는 경우도 첫 번째 신호흐름도에서는 1번만의 가감산이 행하여지고 그 외의 구간의 신호흐름도에서는 2번의 가감산만이 필요하게 되어  $2(\log 2N-1)+1$ 번의 가감산 연산만이 요구되어 Hope가 제시한 알고리즘보다 연산량을 크게 감소시켰다.

제시된 알고리즘을 이용하여 한 주기당 16회 샘플링하여 고조파를 검출하는 검출기를 설계, 제작하였다. 검출기는 본 알고리즘의 유용성을 검증하기 위해 16bit의 범용 원칩(One chip) 프로세서를 적용하여 설계하였고, 하드웨어를 최소화하고, 대기상태(wait state)를 최대한 억제하고 시스템의 속도를 향상시키기 위하여 CPLD(Complex Programmable Logic Device)를 적용 설계하였다. 계통의 전류와 전압 신호를 제작한 검출기가 직접 받을 수 없으므로 입력신호를 검출 가능한 신호로 변환하기 위하여 보조 CT(Current Transformer)와 PT(Potential Transformer)를 이용한 입력 변환부, 입력된 아날로그 신호를 디지털 값으로 변환하여 CPU부에 전달하는 데이터 획득부, 그리고 사용자가 계속값등 각종 정보를 확인할 수 있게 하기 위한 사용자 인터페이스부로 구성하였다. 또한 추후 타 시스템과의 연계 등을 고려하여, 차단기 등의 상태를 측정하고 제어하기 위한 디지털 입출력부, 기존의 시

\* 正 會 員 : 成均館大 電氣電子컴퓨터工學部 博士課程  
\*\* 正 會 員 : 韓國航空宇宙産業 宇宙開發센터 主任研究員  
\*\*\* 正 會 員 : 비츠로컴 首席 研究員 · 工博  
§ 正 會 員 : 부천대 컴퓨터제어과 教授 · 工博  
§§ 正 會 員 : 成均館大 電氣電子컴퓨터工學部 教授 · 工博  
接受日字 : 2001年 3月 29日  
最終完了 : 2001年 5月 14日

시스템과 연계(連繫)하기 위한 아날로그 출력부, 상위 시스템과 통신을 하기 위한 통신부 등도 설계, 제작하였다. 개발한 검출기는 새로운 고속월쉬변환 알고리즘을 이용하여 디지털 필터를 구성함으로써 범용의 프로세서에서 연산량을 감소시켜 연산에 대한 부담을 줄이고 실시간으로 전류와 전압의 기본파와 고조파를 정확하고 신속하게 계측할 수 있음을 확인하였다.

## 2. 월쉬함수 및 직교필터

월쉬함수나 하알함수와 같은 직교함수는 함수의 직교성 때문에 디지털 필터 등에 널리 이용되고 있다. Walsh는 1923년에 불완전 직교집합의 Rademacher함수로부터 구형파 형태의 완전한 직교함수 집합을 이루는 월쉬함수라고 하는 직교함수를 얻어냈다. 월쉬함수는 함수의 발생순서의 배열에 따라 세 가지 형태로 분류되는데, 시퀀시(Sequency) 혹은 월쉬(Walsh)배열, 이원(Dyadic; bit-reverse) 혹은 팰리(Paley)배열, 그리고 자연(Natural) 혹은 하다마드(Hadamard)배열로 나뉜다. 월쉬함수는 배열방식에 관계없이  $m (= 2^p, p=0, 1, 2, \dots)$ 개의 함수로 하나의 완전집합을 이룬다. 월쉬함수는 단위시간당 영점교차 수의 증가 순서대로 배열되며 푸리에 함수처럼 정현대칭과 여현대칭의 특성을 갖는 두 개의 함수로 구성되어 있는데, 정현대칭의 월쉬함수의 집합을 *Sal*함수라 하고 여현대칭의 월쉬함수의 집합을 *Cal*함수라 한다. *Cal*과 *Sal*은 월쉬함수의 우수(even)와 기수(odd)의 항으로 식(2.1)과 같이 분류된다[10-11].

$$Wal(2p-1, t) = Sal(p, t), \quad p = 1, 2, \dots, \frac{m}{2} \quad (2.1)$$

$$Wal(2p, t) = Cal(p, t), \quad p = 0, 1, \dots, \frac{m}{2} - 1$$

월쉬함수를 이산월쉬변환 하면 각각 식(2.2)와 같다.

$$X_n = \frac{1}{m} \sum_{i=0}^{m-1} x_i Wal(n, i) \quad (2.2)$$

단,  $n=0, 1, \dots, m-1$

그림 2.1에서 보면 월쉬함수 각각의 차수(order)는 각 조파수의 기준파를 나타내고 있음을 알 수 있다. 그러므로 월쉬함수의 각 차수를 계측하고자 하는 고조파 성분의 기준파로 사용하여 이 기준파와 입력신호와의 상관관계(correlation)에 의해 각 고조파 성분의 실수성분과 허수성분을 추출하고 또한 실수성분과 허수성분의 파워 스펙트럼(power spectrum)을 구하면 입력신호에 포함되어 있는 각 고조파 성분의 크기를 구할 수가 있다. 따라서 입력 신호를  $x(t)$ 라하고 이 신호를 월쉬함수로 표현하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$x(t) = a_0 Wal(0, t) + \sum_{n=0}^{N-1} a_n Wal(n, t) \quad (2.3)$$

여기서  $a_0, a_n$ 은 식(2.4)와 같다.

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{T} \int_0^T x(t) Wal(0, t) dt \\ a_n &= \frac{1}{T} \int_0^T x(t) Wal(n, t) dt \end{aligned} \quad (2.4)$$

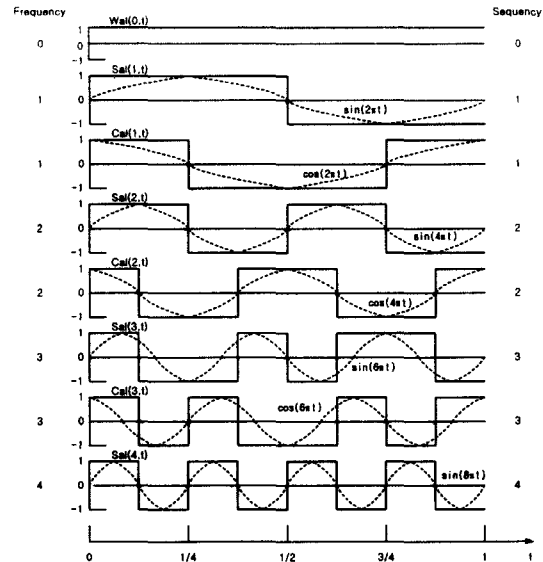


그림 2.1 월쉬함수와 푸리에 함수

Fig. 2.1 Walsh functions and Fourier functions

식(2.3)과 식(2.4)를 푸리에 함수와 비교하기 위하여 월쉬함수를 *Cal, Sal*함수로 표현하면

$$x(t) = a_0 Wal(0, t) + \sum_{i=1}^{N/2} \sum_{j=1}^{N/2-1} (a_i Sal(i, t) + b_j Cal(j, t)) \quad (2.5)$$

이고, 여기서  $a_i, b_j$  은 식(2.6)과 같다.

$$a_i = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) Sal(i, t) dt \quad (2.6)$$

$$b_j = \frac{1}{T} \int_0^T x(t) Cal(j, t) dt$$

여기서  $i, j=1, 2, \dots, N-1$

$a_i, b_j$  는 월쉬함수의 직교성 때문에 각 고조파 성분의 실수 성분과 허수 성분을 나타내게 된다. 기준이 되는 *Cal, Sal* 기본파의 저장된 샘플치와 입력신호의 한 주기의 샘플 데이터를 상관관계를 취하면 원하는 주파수 성분의 신호의 실수성분과 허수성분을 추출할 수 있다. 입력신호를 기준파 주기당  $N$ 번 샘플링하고 관측창(observation window)을 1주 "기로 할 때 *Cal, Sal* 기준파와 이산화된 신호  $\{x(n)\}$ 의 상호 상관관계(cross-correlation)은 다음과 같이 표시된다.

$$y_n(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(k-n) Cal(j, k-n) \quad (2.7)$$

$$y_{ij}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(k-n) Sal(j, k-n) \quad (2.8)$$

여기서,  $k=0, 1, \dots, N-1, \quad j=1, 2, \dots, N/2$

식(2.7)과 식(2.8)을 이용하여 월쉬함수를 16항으로 전개하고 샘플을 주기당 16번하였을 경우 각 고조파 성분들에 대한 특

성을 보면, 기본파는 다음 식에 의해 검출된다.

$$y_{r1}(k) = \frac{1}{16} \sum_{n=0}^{15} x(k-n) \text{Cal}(1, k-n) \quad (2.9)$$

$$y_{i1}(k) = \frac{1}{16} \sum_{n=0}^{15} x(k-n) \text{Sal}(1, k-n) \quad (2.10)$$

여기서,  $k=0, 1, \dots, 15$

기본파에 대한 주파수 응답 특성은 그림 2.2, 그림 2.3과 같다.

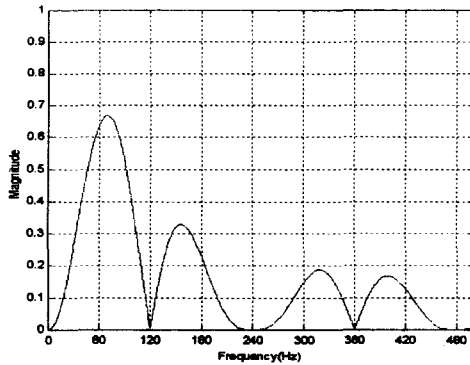


그림 2.2 기본파 실수부의 주파수 응답 (N = 16)  
Fig. 2.2 Frequency response of real part for fundamental frequency(N=16)

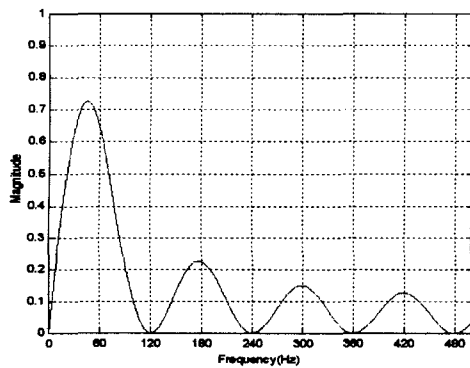


그림 2.3 기본파 허수부의 주파수 응답 (N = 16)  
Fig. 2.3 Frequency response of imaginary part for fundamental frequency(N=16)

3조파는 식(2.11), 식(2.12)와 같고 주파수 응답 특성은 그림 2.4, 그림 2.5와 같다.

$$y_{r3}(k) = \frac{1}{16} \sum_{n=0}^{15} x(k-n) \text{Cal}(3, k-n) \quad (2.11)$$

$$y_{i3}(k) = \frac{1}{16} \sum_{n=0}^{15} x(k-n) \text{Sal}(3, k-n) \quad (2.12)$$

이와 같이 윌쉬함수를 적용하여 원하는 주파수를 추출할 수 있다. 그러나 각 고조파 성분을 추출하기 위하여 각각의 주파수당 30번의 가감산의 연산을 수행하여야 한다. 그러나 전력신호는 3상의 신호를 갖고 있고 또한 전력을 해석하기 위해서는 전류와 전압의 신호를 검출해야 함으로 각 고조파를

해석할 경우는  $30 \times 3 \times 2$ 의 가감산 연산이 필요하게 된다.

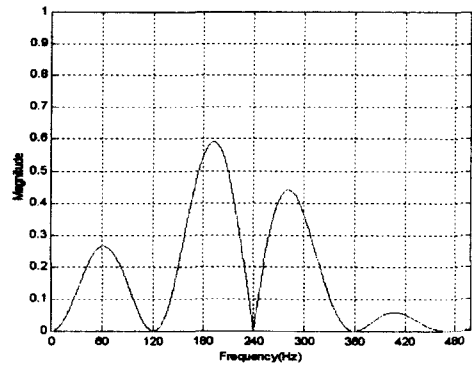


그림 2.4 3조파 실수부의 주파수 응답 (N = 16)  
Fig. 2.4 Frequency response of real part for 3rd harmonics frequency(N=16)

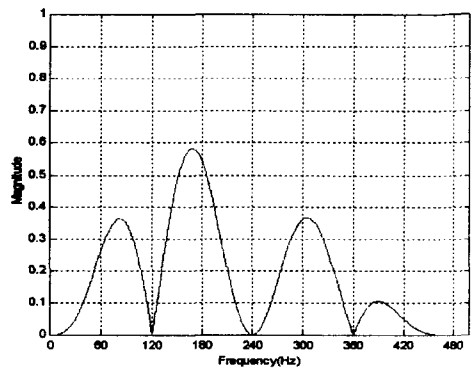


그림 2.5 3조파 허수부의 주파수 응답 (N = 16)  
Fig. 2.5 Frequency response of imaginary part for 3rd harmonics (N=16)

이 연산량은 고속윌쉬변환을 이용하여 더욱 줄일 수 있다. 윌쉬함수  $m$ 항전개를 이용하는 경우 고속윌쉬변환은  $p (= \log_2 m)$ 개의 단계가 필요하고 각 단계에서  $m$ 번의 가·감산이 필요하므로 총  $m \log_2 m$ 번의 가·감산을 통하여 이루어진다. 또한 Manz, Larsen 등의 여러 학자에 의해 다양한 고속윌쉬변환이 연구되어 왔다[12,13]. 본 연구에서 이러한 팔리배열의 윌쉬배열을 새롭게 수정된 고속윌쉬배열을 유도할 것이다.

### 3. 개선된 고속윌쉬변환 알고리즘 유도

기존의 고속윌쉬변환을 적용한다면 주기당  $m$ 샘플을 하였을 경우  $m \cdot \log_2 m$ 번의 가감산 연산을 수행하여야 한다. 그러나 본 연구에서는 주기당  $m$ 샘플을 하였을 경우 이를 2 ( $m-1$ )번의 가감산 연산만을 수행할 수 있도록 연산량을 크게 감소시킬 수 있는 새로운 고속윌쉬변환 알고리즘을 유도하였다.

연산속도를 개선하기 위해서는 입력 신호가 시간의 흐름으로 배열되어야 하며, 또한 신호흐름도가 일반적인 나비선도의 모양을 갖추어야 한다. 따라서 신호흐름도가 일반적인 나비선도 모양을 갖춘 펠리배열이 가장 적합함으로 기본적인 고속변환은 펠리배열에 의하여 행하여진다. 그러나 주파수성분을 추출하기 위해서는 월쉬배열이 적당함으로 펠리배열에 의해 얻어진 값을 다시 월쉬배열로 재배열하게 하였다. 펠리배열, 월쉬배열 그리고 배  $Cal \cdot Sal$  열 사이에는 표3.1과 같은 상호변환관계가 있다.

표 3.1 펠리,  $Cal \cdot Sal$  그리고 월쉬의 상호변환 관계(N=16)  
Table 3.1 Conversion for Paley linear progression (N=16)

Paley 배열	Cal, Sal 배열	Walsh 배열
Pal(0,t)	Cal(0,t)	Wal(0,t)
Pal(1,t)	Sal(1,t)	Wal(1,t)
Pal(3,t)	Cal(1,t)	Wal(2,t)
Pal(2,t)	Sal(2,t)	Wal(3,t)
Pal(6,t)	Cal(2,t)	Wal(4,t)
Pal(7,t)	Sal(3,t)	Wal(5,t)
Pal(5,t)	Cal(3,t)	Wal(6,t)
Pal(4,t)	Sal(4,t)	Wal(7,t)

펠리배열을 적용하여 연산량을 개선하기 위해서는 그림 3.1에 나타난 신호흐름도를 그대로 적용할 수가 없다. 왜냐하면 비트 반전(bit-reverse)에 의하여 신호흐름도의 입력신호가

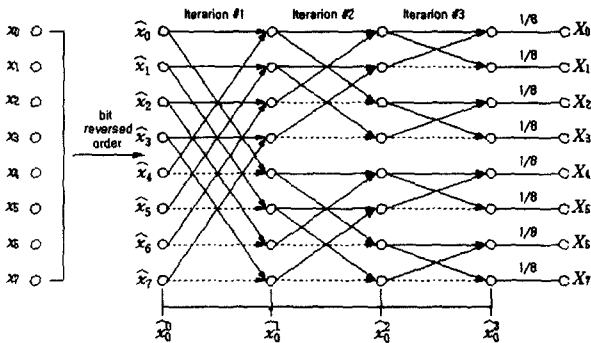


그림 3.1 펠리배열 고속월쉬변환 신호 흐름도  
Fig. 3.1 FWT signal flow graph of Paley order

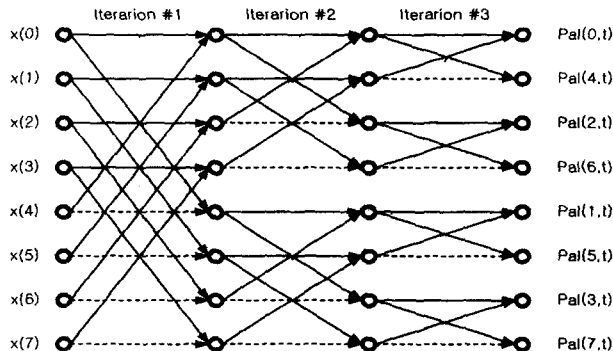


그림 3.2 펠리배열의 새로운 고속변환 신호흐름도  
Fig. 3.2 New FWT signal flow graph of Paley order  
시간의 흐름에 맞추어 배열되지 않기 때문이다. 따라서 그림

3.1의 신호흐름도를 그림 3.2에 나타난 것과 같이 변형하였다. 즉, 비트 반전을 처음에 수행하는 것이 아니라 변환을 수행한 후 최종단에서 수행을 한다. 비트 반전을 처음에 수행하면 이 비트 반전은 매번 고속월쉬변환을 수행할 때마다 수행하여야 한다. 그러나 최종단에서의 비트 반전은 프로그램 작성시 처음 초기화부분에서 참조 테이블을 작성하여 원하는 데이터의 위치를 찾기만 하면 되는 장점이 있다. 따라서 비트 반전 수행이 필요 없어진다. 변형된 신호 흐름도를 그림 3.3에 나타내었다.

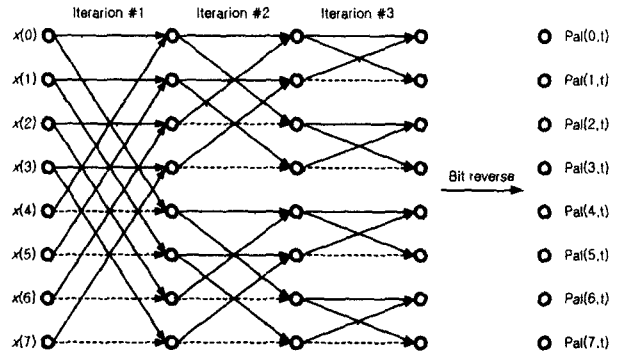


그림 3.3 변형된 신호 흐름도  
Fig. 3.3 Modified signal flow graph

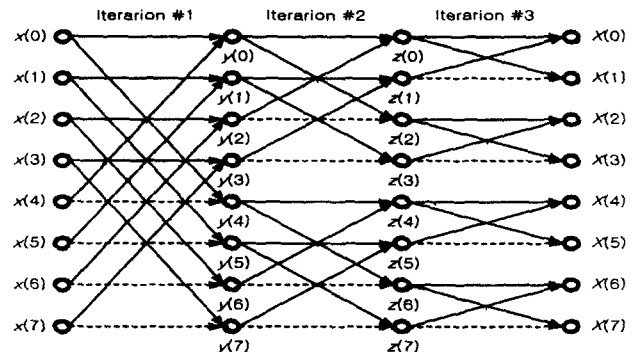


그림 3.4 고속월쉬변환 신호 흐름도 (N=8, n=7)  
Fig. 3.4 FWT signal flow (N=8, n=7)

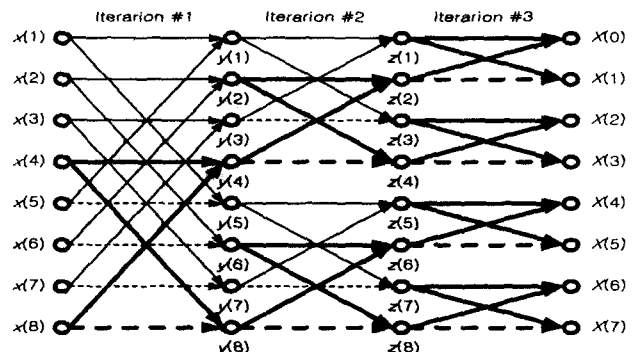


그림 3.5 고속월쉬변환 신호 흐름도 (N=8, n=8)  
Fig 3.5 FWT signal flow graph (N=8, n=8)

또한  $x(n-N+1), x(n-N+2), \dots, x(n)$ 을  $n$ 샘플 시간에서 창에 포함된  $N$ 개의 샘플 값들이라고 하자. 그림

3.4은  $n=7$ 인 시간에서의 창 고속윌쉬변환의 신호 흐름을 나타낸 것이다. 다음으로 새로운 샘플 데이터  $x(8)$ 이 새로운 창으로 들어가면 가장 오래된 값  $x(0)$ 는 창에서 제외된다. 이것은  $n=8$ 에 대한 그림 3.5에 나타낸 것처럼 첫 번째 반복에서 단순히 위의 방향으로 이동(shifting)시킴으로써 이루어진다. 그림 3.4와 그림 3.5에서 편의를 위해 중간의 모든 변수들도 즉, iteration #1, iteration #2, iteration #3의 변수들도 모두 이동시켰다.

그림 3.4와 그림 3.5을 비교하면, 각 iteration의 변수들 중에는 이전 샘플링 순간에 연산된 결과가 변하지 않으므로 다시 연산을 하지 않아도 되는 변수들이 존재한다. 첫 번째 iteration을 구성하는 4개의 나비선도들을 이동시키면 이전 샘플링순간에서  $x(0)$ 와 쌍을 이루었던  $x(4)$ 는  $x(8)$ 과 결합되어야만 한다. 그래서 그림 3.5의 첫 번째 iteration에 두꺼운 선으로 표현한 나비선도만 다시 계산하면 된다.

따라서 두 번째 iteration에서는 2개의 나비선도만이 다시 계산되면 되고, 마지막으로 세 번째 iteration에서는 4개의 나비선도가 다시 계산되면 된다. 요약해보면 고속윌쉬변환의 moving-window내에는 12개의 나비선도 중에 단지 7개의 나비선도만이 변화해 됨을 알 수 있다. 여기서 다시 계산되어야만 하는 나비선도들을 보면 2진 트리를 구성함을 알 수 있다. 이 트리는 왼쪽에서 오른쪽으로 확산되는 형태이다.

입력의 값  $N$ 에 대하여, 새로운 고속윌쉬변환을 얻기 위해 다시 계산하여야하는 나비선도의 갯수는 기존의 고속윌쉬변환에서의  $\frac{N}{2} \cdot \log_2 N$ 개의 나비선도 대신에 다음에 나타낸 것과 같은 나비선도의 개수를 다시 계산하면 된다.

$$1 + 2 + 4 + \dots + \frac{N}{2} = N - 1 \quad (3.1)$$

따라서 전체 연산량은  $2(N-1)$ 회의 가감산 연산만을 수행하면 된다. 이와 같이 연산량을 개선하기 위해서는 앞에서 설명한 것처럼 샘플링되어 들어온 입력 데이터들이 시간의 흐름 순서에 맞추어 이동하여야 하므로 기존에 사용하였던 것처럼 입력 부에서 비트 반전을 먼저 수행하면 나비선도의 이동 이전의 연산 결과 값을 이용할

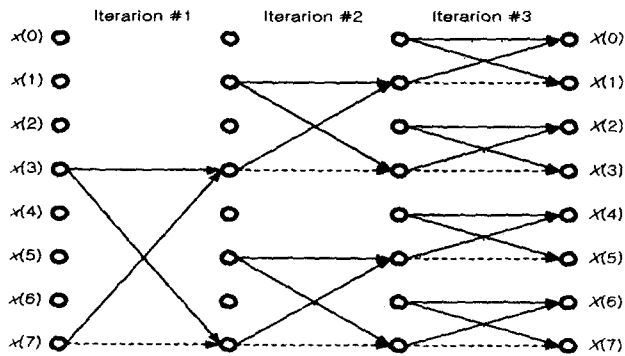


그림 3.6 개선된 고속윌쉬변환 신호흐름도 (N=8)

Fig. 3.6 Improved FWT signal flow graph (N=8)

수가 없게 된다. 그러므로 입력 신호가 샘플링 되어 입력된 시간 순서에 따라 배열될 수 있도록 하기 위해서 그림

3.1의 신호흐름도를 변형하였다. 즉, 고속윌쉬변환이 이루어진 후에 원하는 결과 값을 취득하면 되므로 비트 반전을 고속윌쉬변환이 완료된 후에 수행하였으며, 또한 새로운 고속윌쉬변환에서는 최종단의 비트 반전은 프로그래밍을 수행하는데 있어서는 원하는 성분의 연산 결과 값만의 위치를 확인하는 것으로 이용하면 되므로 수행을 하지 않아도 된다. 이렇게 해서 최종적으로 얻어진 새로운 고속윌쉬변환의 신호흐름도는 그림 3.6과 같다.

또한 Walker는 DFT에서  $N$  샘플링에 대하여 유효한 계수는  $N/4$ 조파까지의 계수라고 밝혔다. 즉, 디지털 필터를 수행하기 위해서는 연속함수를 이용할 경우에는 하나의 주파수를 검출하기 위해서는 샘플링 주파수가 최소한 검출하고자 하는 주파수의 2배 이상이어야 하고, 이산함수를 이용할 경우에는 검출 주파수의 4배 이상의 샘플링 주파수를 가져야 한다[5]. 따라서  $N/4$ 의 고조파 성분에 대한 변환을 수행하면 되므로 연산량은 더욱 감소한다.

이와 같이 연산량이 중요한 것은 그림 3.7과 같이 창을 샘플 단위로 이동하면서 구성하면 샘플링과 샘플링 사이에 모든 연산이 완료되어야 하기 때문이다.

16 샘플링을 하여 주어진 전기신호를 검출 한 경우 기존의 방법과 제시한 방법에 대하여 연산량을 비교하면 다음 표 3.2와 같다.

여기서 더 많은 고조파 성분을 추출하기 위해서는 샘플링 수를 증가시켜야 하는데 이렇게 샘플링 수가 증가하면 기존의 방법으로는 실시간으로 처리가 불가능하다.

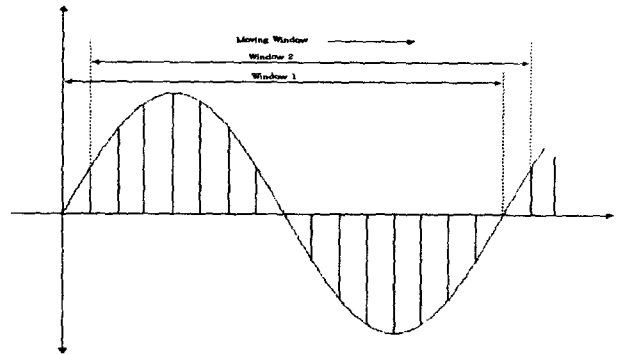


그림 3.7 이동 데이터 창

Fig. 3.7 Moving data window

표 3.2 16샘플에 대한 연산량 비교

Table 3.2 Comparison of computation for 16 sample

성분	윌쉬변환 (WT)	고속윌쉬변환 (FWT)	제안한 방법
기본파	가감산 : 30	가감산 : 46	가감산 : 21
2조파	가감산 : 30		
3조파	가감산 : 30		
4조파	가감산 : 30		
계	가감산 : 120	가감산 : 46	가감산 : 21

하지만 본 논문에서 제시한 방법은 단지  $N$  샘플링에

대하여 최대 2(N-1)번의 가·감산만 수행하면 되므로 기존의 다른 알고리즘을 이용하는 것보다는 실시간 처리가 더욱 가능하다.

4. 디지털 직교필터 설계

본 절에서는 앞에서 소개한 알고리즘을 전력신호인 전류와 전압의 기본파 및 고조파 성분을 계측하여 표시하기 위하여 배전반의 전력신호 계측기를 제작하여 적용 시험하였다. 배전반의 각 기능을 수행하기 위하여 각각의 아날로그 계기 및 실장 품으로 구성된 기존의 배전반과는 달리 본 연구에서는 마이크로프로세서에 의하여 관장되는 단일의 제어 시스템에 의하여 계측, 표시, 감시, 제어 기능을 수행한다. 또한 본 장치를 이용하여 전력감시제어시스템과 같은 통합시스템의 아날로그 입력모듈로서도 개발이 가능하다고 판단된다.

본 연구에서 개발한 장치의 전체 블록다이어그램은 그림 4.1과 같다. 크게 기능별로 나누어서 전력계통의 주 CT 및 PT로부터 입력되는 신호를 장치에 적합한 신호의 크기로 변환하며 입력된 아날로그 신호를 디지털 값으로 변환하여 CPU부에 전달하는 AD변환부, 입력된 신호의 디지털 값을 이용하여 고속 윌쉬 변환 및 연산을 함으로서 고조파성분을 사용자에게 전달하거나 상황에 따른 다양한 제어신호를 발생하는 중앙제어부로 구성되어 있다. 또한 추후의 확장성을 고려하여, 현장 기기의 상태를 계측하고 제어하기 위한 디지털 입출력부, 기존의 시스템과 연계(連繫)하기 위한 아날로그 출력부, 상위 시스템과 통신을 하기 위한 통신부도 추가로 개발하였다.

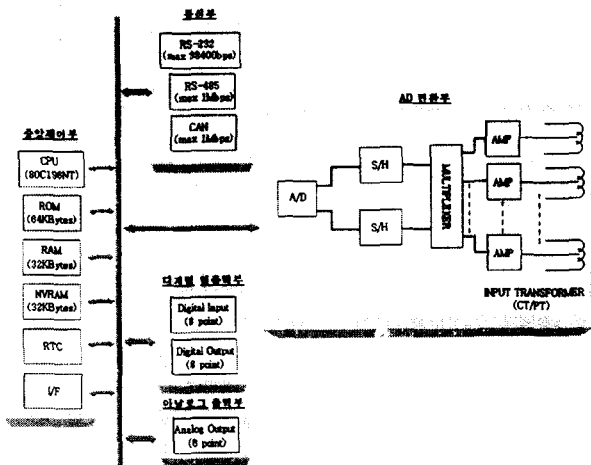


그림 4.1 전력신호 검출기의 전체 블록다이어그램

Fig. 4.1 Whole diagram of measuring instrument

마이크로프로세서는 일반적으로 널리 사용하고 있는 범용의 원칩 프로세서인 인텔사의 80C196NT 20MHz를 단일로 사용하였다. 계통의 전압과 전류는 일반적으로 주 CT와 PT로부터 정격 5A, 110V로 개발된 장치에 입력된다. 이때 개발된 장치는 5A, 110V의 신호를 장치 내부에서 처리가 가능한

신호의 레벨로 변환하고, 이렇게 변환된 신호를 증폭회로를 통해 A/D 변환기로 공급한다. 마이크로프로세서는 80C196NT의 연산속도 특성을 고려하여 주기당 16 샘플을 적용하였으며, 계통의 주파수인 60Hz의 한 주기를 16 샘플을 하기 위하여 매 1.0416[ms] 마다 샘플/홀더를 유지시키고 A/D 변환기로 하여금 변환을 수행하게 하였다. 이때 A/D 변환기는 마이크로프로세서가 A/D 변환 완료까지의 시간동안 연산 및 기타의 작업을 수행하도록 하기 위해 A/D 변환 완료 신호를 마이크로프로세서의 인터럽트 입력으로 출력한다. 마이크로프로세서는 A/D 변환 완료 인터럽트 신호에 의해 인터럽트 처리 루틴에서 양자화된 데이터를 읽고 새로운 고속윌쉬변환 알고리즘을 수행하여 각 고조파 성분을 계산한다. 디지털 필터를 수행하기 위해서는 연속함수를 이용할 경우에는 하나의 주파수를 검출하기 위해서는 샘플링 주파수가 최소한 검출하고자 하는 주파수의 2배 이상이어야 하고, 이산함수를 이용할 경우에는 검출 주파수의 4배 이상의 샘플링 주파수를 가져야 한다[5]. 따라서 60Hz의 경우에는 샘플링 주기가 240Hz 이상 되어야 정확히 검출할 수 있으며, 16샘플을 할 경우는 60Hz에 대하여 샘플링 주파수가 960Hz이고, 이 샘플링 주파수는 60Hz에 대한 4조파의 4배의 주파수인 960Hz와 같다. 따라서 기본파 주파수인 60Hz를 이동창으로 하여 주기당 16샘플을 할 경우에는 4조파까지의 연산 데이터가 유효하게 된다.

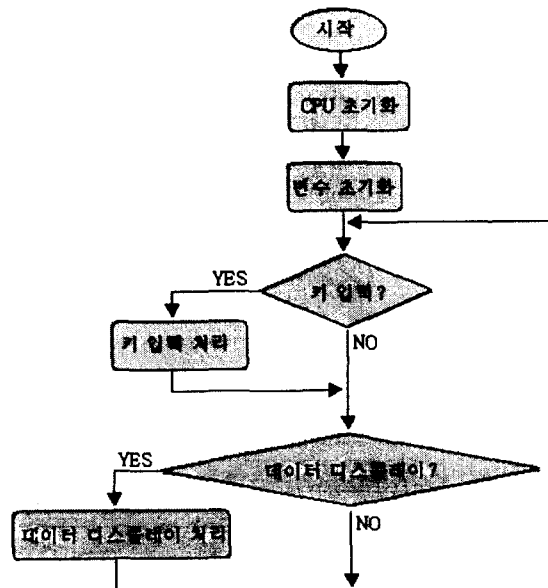


그림 4.2 주 프로그램 흐름도

Fig. 4.2 Main routine flowchart

또한 윌쉬함수의 특성상 2n의 형태로 샘플링을 하여야 하므로 CPU의 특성도 함께 고려하여 주기당 16샘플을 선택하였다. 제작된 시스템을 운영하는 소프트웨어는 크게 메인루틴, 디스플레이 처리, A/D 변환 및 새로운 고속윌쉬변환 연

산처리, 현 정보의 상위에 전달하는 통신, 제어신호 전달, 각 기기들의 상태감시 등으로 이루어져 있다. 다음절에서 행하여지는 실험에 중요한 부분만을 언급하면 다음과 같다. 메인루틴은 중요한 서비스가 수행되고 남은 시간에 처리하는 작업을 할당하였으며, 프로세서의 각종 레지스터들, 변수들을 초기화하면서 키 입력 상태를 계속적으로 감시하여 키 입력이 있을 경우 이에 대한 처리를 행하고 디스플레이할 데이터의 유무를 판단하여 결과를 표시창에 디스플레이 하는 서비스들로 구성되어 있다. 이에 대한 순서도는 그림 4.2와 같다.

메인루틴이 실행 중에 인터럽트 루틴에 의하여 아날로그 값을 계측하고 이 값을 이용하여 개선된 고속월쉬변환을 수행함으로써 고조파를 계측하는 작업은 다음과 같이 수행된다.

- [1] 196NT의 타이머 인터럽트에 의해 1.0416[ms] 마다 인터럽트를 발생하여 A/D 변환을 수행함으로써 주기당 16 샘플을 수행한다.
- [2] 타이머 인터럽트가 발생하면 샘플/홀더는 홀딩(holding)하여 A/D 변환기에 의하여 변환을 수행한 후 인터럽트 루틴을 종료한다.
- [3] A/D 변환기는 변환이 완료되었음을 CPU에게 인터럽트를 통하여 알리고 이때 CPU는 A/D 변환 값을 읽어와서 메모리에 저장한 후 소프트웨어 인터럽트 플래그를 세팅하고 루틴을 종료한다.
- [4] 이 루틴이 종료된 후 CPU는 소프트웨어 인터럽트 루틴에서 고속 월쉬 변환을 수행 기본파 및 각 고조파 성분의 크기를 아래와 같은 루틴에 의하여 계산한다.

```

/***** First Iteration *****/
l = (ptr_start + 8) & 0xf;
t1[l] = (long)samp_data[l] +
(long)samp_data[ptr_start];
it1[ptr_start] = (long)samp_data[l] -
(long)samp_data[ptr_start];

```

```

/***** Second Iteration *****/
k = (ptr_start + 12) & 0xf;
j = (ptr_start + 4) & 0xf;

it2[k] = it1[k] + it1[l];
it2[l] = it1[k] - it1[l];
it2[j] = it1[j] + it1[ptr_start];
it2[ptr_start] = it1[j] - it1[ptr_start];

```

```

/***** Third Iteration *****/
m = (ptr_start + 14) & 0xf;
n = (ptr_start + 10) & 0xf;
o = (ptr_start + 6) & 0xf;
p = (ptr_start + 2) & 0xf;

it3[m] = it2[m] + it2[k];

```

```

it3[k] = it2[m] - it2[k];
it3[n] = it2[n] + it2[l];
it3[l] = it2[n] - it2[l];
it3[o] = it2[o] + it2[j];
it3[j] = it2[o] - it2[j];
it3[p] = it2[p] + it2[ptr_start];
it3[ptr_start] = it2[p] - it2[ptr_start];

```

```

/***** Fourth Iteration *****/
for (i = 0; i < 16; i = i + 2)
{
    j = (ptr_start + i) & 0xf;
    it4[j] = it3[j + 1] - it3[j];
    it4[j + 1] = it3[j + 1] + it3[j];
}

```

### 5. 실험 및 고찰

본 연구에서 개발한 새로운 고속월쉬변환 알고리즘의 유용성을 검증하기 위하여 그림 5.1과 같이 전력신호 검출기의 실험장치를 구성하였다. 전체적으로 계통의 주 CT 및 PT의 출력을 발생시키는 AC 전류/전압 발생기, 오실로스코프, 개발한 검출기 그리고 전력 분석기등으로 이루어져있다. 샘플링은 4절에서 설명한 것과 같이 한 주기에 16 샘플링을 하였다.

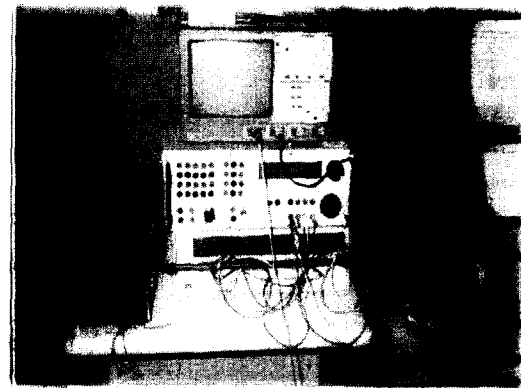


그림 5.1 성능 시험중인 고조파 검출 시험모습  
 Fig. 5.1 The photographs of harmonics measurement during performance test

그림 5.2는 연산이 샘플링과 샘플링 사이에 수행되는지 여부를 판별하기 위하여 샘플링 주기와 연산시간을 오실로스코프로 측정한 결과이다. 연산시간은 CPU의 한 포트(port6.1)를 할당함으로써 측정하였는데 그림에서 보면 채널 1은 1.0416[ms] 마다 샘플/홀더를 제어하는 신호로써 샘플링의 주기를 측정한 것이고 채널 2는 CPU의 연산 시간을 측정한 것이다.

그림5.2에서 채널 1의 주기를 보면 1.0416[ms]의 주기를 가

짐을 보여 주었고, 채널 2에서는 연산시간이 약 332[μs]가 소요되는 것을 확인할 수 있다. 따라서 샘플링과 샘플링 사이에서 연산이 완료됨을 확인할 수 있었다.

실험은 입력으로 기본파, 2조파, 3조파, 4조파에 해당하는 60[Hz], 120[Hz], 180[Hz], 240[Hz]의 주파수별로 전류를 각각 1[A]와 5[A]로 나누어 입력하여 실험하였다.

표 5.1부터 표 5.16까지는 1[A]에 대한 각 주파수별로의 검출 결과를 나타낸 것이다. 허수부와 실수부는 AD변환기에서 양자화 된 값을 새로운 고속윌쉬변환을 이용한 디지털필터의 결과 값으로 1/16을 곱하기 이전의 값이다 이는 각각에 대하여 1/16을 곱하는 것보다는 최종 계통의 전압 및 전류를 표현하기 위한 연산을 할 때

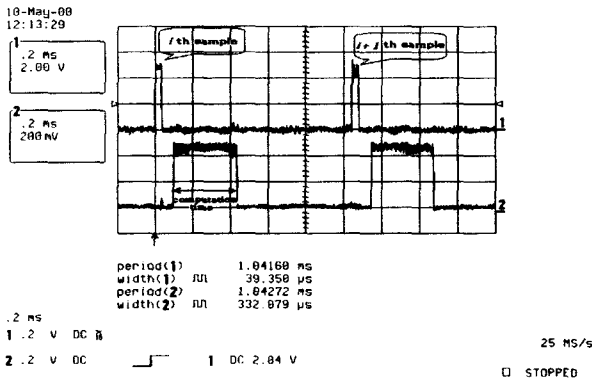


그림 5.2 샘플링 주기와 연산시간

Fig. 5.2 Sampling period and computation time

함께 처리하면 연산시간이 단축되기 때문이다. 또한 2n형태에 대한 곱셈이나 나눗셈 연산은 이동(shift) 연산으로 수행이 가능하기 때문에 연산시간이 오래 걸리는 곱셈이나 나눗셈을 연산을 직접 수행하는 것보다 연산시간에서 큰 이득을 볼 수 있다.

표 5.1 60[Hz], 1[A]에 대한 기본파 검출 결과

Table 5.1 fundamental harmonics measuring result for 60[Hz], 1[A]

구분 횟수	허수부 (Wal(1))	실수부 (Wal(2))	실효치 표시(A)	오차(%)
1	801	1825	0.996	-0.4
2	540	1884	0.996	-0.4
3	479	1935	0.996	-0.4
4	1042	1700	0.996	-0.4
5	892	1782	0.996	-0.4
6	740	1854	1.004	0.4
7	577	1905	0.996	-0.4
8	-1115	1647	0.996	-0.4
9	982	1742	1.004	0.4
10	811	1821	0.996	-0.4

표 5.2 120[Hz], 1[A]에 대한 2조파 검출 결과

Table 5.2 2nd harmonics measuring result for 120[Hz], 1[A]

구분 횟수	허수부 (Wal(3))	실수부 (Wal(4))	실효치 표시(A)	오차(%)
1	-1390	1486	1.004	0.4
2	-1614	1222	0.996	-0.4
3	-610	1930	0.996	-0.4
4	-943	1797	0.996	-0.4
5	-1236	1606	0.996	-0.4
6	-1504	1368	1.004	0.4
7	-444	1980	0.996	-0.4
8	-766	1886	1.004	0.4
9	-1091	1715	1.004	0.4
10	-1361	1495	0.996	-0.4

표 5.3 180[Hz], 1[A]에 대한 3조파 검출 결과

Table 5.3 3rd harmonics measuring result for 180[Hz], 1[A]

구분 횟수	허수부 (Wal(5))	실수부 (Wal(6))	실효치 표시(A)	오차(%)
1	-921	1405	1.000	0
2	559	1587	1.000	0
3	131	1683	1.000	0
4	-313	1653	1.000	0
5	-720	1518	0.990	1
6	-1091	1285	1.000	0
7	355	1649	1.000	0
8	-506	1608	1.000	0
9	168	1684	1.009	0.9
10	-276	1656	1.000	0

표 5.4 240[Hz], 1[A]에 대한 4조파 검출 결과

Table 5.4 4th harmonics measuring result for 240[Hz], 1[A]

구분 횟수	허수부 (Wal(7))	실수부 (Wal(8))	실효치 표시(A)	오차(%)
1	-1977	-941	1.002	0.2
2	-1559	-1527	1.002	0.2
3	-931	-1981	1.002	0.2
4	-199	-2191	1.000	0
5	-1820	-1230	1.000	0
6	-1294	-1762	1.002	0.2
7	-605	-2107	1.002	0.2
8	-2194	-156	1.000	0
9	-2012	-876	1.000	0
10	-1614	-1484	1.000	0



표 5.5 60[Hz], 5[A]에 대한 기본파 검출 결과  
Table 5.5 fundamental harmonics measuring result for 60[Hz], 5[A]

구분 횟수	허수부 (Wal(1))	실수부 (Wal(2))	실효치 표시(A)	오차(%)
1	-4752	8742	4.991	-0.18
2	-1901	9781	5.000	0
3	-2737	9573	4.991	-0.18
4	-3552	9306	5.000	0
5	-4327	8961	4.983	-0.34
6	-2263	9707	4.991	-0.18
7	-3092	9464	5.008	0.16
8	-3804	9164	5.008	0.16
9	-4669	8791	4.991	-0.18
10	-1800	9796	5.000	0

표 5.6 120[Hz], 5[A]에 대한 2조파 검출 결과  
Table 5.6 2nd harmonics measuring result for 120[Hz], 5[A]

구분 횟수	허수부 (Wal(3))	실수부 (Wal(4))	실효치 표시(A)	오차(%)
1	10073	1279	5.031	0.62
2	9710	2982	5.023	0.46
3	9049	4601	4.992	-0.16
4	1112	6096	5.000	0
5	9456	3712	5.031	0.62
6	9757	2817	5.015	0.3
7	9140	4428	5.007	0.14
8	10012	-1614	5.023	0.46
9	10146	1224	4.992	-0.16
10	8760	5120	5.015	0.3

표 5.7 180[Hz], 5[A]에 대한 3조파 검출 결과  
Table 5.7 3rd harmonics measuring result for 180[Hz], 5[A]

구분 횟수	허수부 (Wal(5))	실수부 (Wal(6))	실효치 표시(A)	오차(%)
1	-7970	2738	5.019	0.38
2	-8269	-1581	5.009	0.18
3	-7591	-3655	5.000	0
4	-7504	3834	5.000	0
5	-8250	1772	5.009	0.18
6	-6882	4862	5.009	0.18
7	7910	2916	5.028	0.56
8	-8305	-1371	5.019	0.38
9	-8091	-2341	5.009	0.18
10	-7840	3122	5.028	0.56

표 5.8 240[Hz], 5[A]에 대한 4조파 검출 결과  
Table 5.8 4th harmonics measuring result for 240[Hz], 5[A]

구분 횟수	허수부 (Wal(7))	실수부 (Wal(8))	실효치 표시(A)	오차(%)
1	-1284	10898	5.014	0.28
2	9216	5950	5.007	0.14
3	6652	8700	4.992	-0.16
4	3263	10465	5.000	0
5	10140	4180	5.009	0.18
6	8175	7315	5.007	0.14
7	5126	9674	4.985	-0.3
8	1510	10866	5.014	0.28
9	10730	2244	4.992	-0.16
10	9345	5751	5.007	0.14

표의 결과를 보면 3장에서 보여준 주파수 응답 특성과 일치함을 알 수 있다. 측정된 값의 오차는 대부분  $\pm 0.4\%$ 로써 정밀도가 상당히 높다. 또한 기존의 방법들은 윈도우를 주 기단위로 샘플링하여 계산을 하였으며, 이에 따라 측정치를 실시간으로 표시할 경우 계측값을 인식하기 어려울 정도로 측정값이 바뀌어 경우에 따라서는 여러주기 동안의 값을 평균 내어 표시하는 경우가 많고, 오차 또한  $\pm 1\%$  정도를 가졌으나 제안한 알고리즘은 기존의 방법으로는 범용의 프로세서를 사용할 경우에는 불가능했던 샘플단위의 윈도우를 가지고 계산을 할 뿐 아니라 정확도도 훨씬 향상되었고 계측값의 변화도 없었음을 알 수 있다. 기본 주파수 입력에 대하여 짝수 고조파 성분은 각각의 입력된 짝수 고조파 성분의 결과에만 좌우된다. 그러나 홀수 고조파 성분은 3장에서 보여준 것처럼 다른 홀수 고조파 성분이 나타남을 볼 수 있다. 이것은 그림 3.2에 나타난 것과 같이 홀수의 고조파 성분들을 상관관계를 하는 윌쉬함수의 표현이 퓨리에함수와 같이 완벽하게 표현할 수 없었기 때문이라고 판단된다. 이러한 문제는 샘플링 횟수를 늘리면 낮은 고조파 성분에 대해서는 해결되리라고 사료된다. 샘플링 횟수를 늘리는 것은 그만큼 연산량이 많아지는 결과가 되는데, 최근에는 저가의 고속화된 프로세서들이 많이 나오고 있으며, 또한 본 논문의 연구 결과에서 나온 알고리즘을 적용한다면, 연산에 걸리는 시간이 적기 때문에 실시간 구현은 문제가 없다고 생각한다. 또한 본 연구의 새로운 고속윌쉬변환 알고리즘을 FPGA와 같은 프로그래밍 소자에 ASIC(Application Specific Integrated Circuit)화하여 구현한다면, 고속의 프로세서가 아니더라도 샘플링 횟수를 증가시켜 처리가 가능하다.

## 6. 결 론

본 연구에서는 새로운 고속윌쉬변환 알고리즘을 유도하였으며, 이 알고리즘을 이용하여 전력신호인 전류와 전압의 기본파 및 고조파 성분을 샘플링 단위로 실시간 계측이 가능한 고조파 검출기를 제작하였으며 그 유용성을 증명하였다. 본

연구에서 얻어진 결론은 다음과 같다.

- (1) 기존의 고속월쉬변환은  $M \log_2 N$ 번의 가감산 연산이 필요하였는데, 제안한 새로운 고속월쉬변환 알고리즘으로는  $2(N-1)$ 번의 가감산 연산만으로 변환이 가능하였다.
- (2) 디지털 보호계전기와 같은 장치에 적용할 경우에는 일반적으로 하나의 주파수만을 계측하면 된다. 이러한 경우 첫 번째 나비선도에서는 1번 그 외의 나비선도에서는 2번의 가감산 연산만이 필요하게 되어  $2(\log_2 N - 1) + 1$ 번의 가감산 연산만으로 처리된다.
- (3) 새로운 고속월쉬변환 알고리즘의 유용성을 검증하기 위하여 제작한 전력신호 검출기에 1[A]와 5[A]의 기본파, 2조파, 3조파, 그리고 4조파를 유입시켜 실험을 하였다. 오차의 범위가  $\pm 0.4\%$  이내에 있어 제시된 알고리즘의 우수함을 입증하였다.
- (4) 기존의 방법들에서 범용의 프로세서로는 샘플링 단위의 이동창에서는 실시간 처리가 어려워 주기단위의 이동창을 이용하여 고조파를 검출하였다. 그러나 제안된 방법인 새로운 고속월쉬변환 알고리즘은 샘플링 단위의 이동창에서도 실시간 처리가 가능함을 실험을 통하여 입증하였다.

따라서 본 논문의 연구결과는 배전반에 장착되는 고속 디지털 보호계전기, 전류, 전압 등을 계측하는 고정밀 디지털 미터 등의 응용이나, 고조파 측정장치 및 그 외 SCADA 시스템과 같은 통합시스템에서의 전류, 전압의 기본파 및 고조파 성분, 그리고 전력 및 전력량 등의 계측에 적용이 가능할 것으로 사료된다. 또한 본 알고리즘을 FPGA와 같은 프로그래밍 소자에 적용한다면 저가의 고기능 제품을 개발하는 데에도 크게 도움이 될 것이다.

#### 참 고 문 헌

- [1] O.P. Malik, P.K. Dash, G.S. Hope, "Digital Protection of a Power Transformer", IEEE Publication 76CH1075-1 PWR, Paper No. A76 191-7, IEEE PES Winter meeting, New York, January 1976, pp. 1-7.
- [2] F. Dahlmark, "Integration of protection and control", Protection System Engineers Association, November, 1998
- [3] 정제욱, 계문호, "배전자동화용 단말장치 기술 개발 및 전원 구성에 관한 연구", 대한전기학회 하계학술대회 논문집(B), pp.902-904, 7월, 1993.
- [4] G.S. Hope, V.S. Umamaheswaran, "Sampling for Computer Protection of Transmission Lines", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. 93, No. 5, September/October 1974, pp. 1522-1533.
- [5] G.S. Hope, O.P. Malik, "Sampling Rates for Computer Transmission Line Protection", IEEE Publication No. 75CH1034-8 PWR, Paper No. A 75 544-7, IEEE PES Summer Meeting, San Francisco, July 1975, pp 1-7.
- [6] J.W. Horton, "The Use of Walsh Functions for High Speed Digital Relaying", IEEE Publication No. 75CH1034-8 PWR, Paper No. A 75 582 7, IEEE PES Summer Meeting, San Francisco, July 1975, pp. 1-9.
- [7] G. Ott, L.N. Walker, "Transmission Line Fault Locator", Annual Conference of Protective Relay Engineers, Texas A&M University, College Station, TX, April 1974.
- [8] A.M. Ranjbar, B.J. Cory, "An Improved Method for the Digital Protection of High Voltage Transmission Lines", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. 94, No. 2, March/April 1975, pp. 544-550.
- [9] P.G. McLaren, M.A. Redfern, "Fourier-Series Techniques Applied to Distance Protection", Ibid, pp. 1301-1305.
- [10] 안두수, "직교함수와 응용", 북두출판사, 1997
- [11] K.G. Beauchamp, "Applications of Walsh and Related Functions", Academic Press, 1984
- [12] J.W. Manz, "A sequency-ordered fast Walsh transform", IEEE Trans. Audio Electroacoust, AV-20, 1972, pp 204-205.
- [13] H. Larsen, "An algorithm to compute the sequency-ordered Walsh transform", IEEE Trans. Acoust., Sp. Sig. Proc. ASSP-24, 1976, pp 335-336.

#### 감사의 글

본 연구는 2000년도 63학술 연구지원본부의 지원에 의하여 이루어진 연구로서, 관계부처에 감사 드립니다.

저 자 소 개



신 승 권 (申勝權)

1972년 6월 17일 생. 1995년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업. 현재 동 대학원 전기전자 컴퓨터공학부 박사수료

Tel : 031-290-7167, Fax : 031-290-7101  
E-mail : newsk2@ece.skku.ac.kr]



조 영 호 (曹永鎬)

1973년 8월 1일 생. 1996년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기전자 컴퓨터공학부 박사수료. 현재 한국항공우주산업 우주개발연구센터 주임 연구원

Tel : 042-939-3561, Fax : 042-939-3500  
E-mail : choyh@koreaaero.com]



김 태 훈 (金泰勳)

1971년 2월 1일 생. 1995년 성균관대 공대 전기공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기전자 및 컴퓨터 공학과 졸업(석사). 1999년~현재 동 대학원 전기전자 및 컴퓨터 공학과 박사과정

Tel : 0331-290-7167  
E-mail : taihoon@netsgo.com

정 제 옥 (鄭堤旭)

1965년 8월 20일 생. 1988년 성균관대 전기공학과 졸업. 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1999년~현재 (주)비츠로컴 책임연구원

Tel : 02-460-2280, Fax : 02-465-2700  
E-mail : jewook@vitzrocom.com



이 한 석 (李漢錫)

1966년 1월 11일 생. 1990년 성균관대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1997년~1999년 한국원자력연구소 Post DR. 현재 부천대 컴퓨터

제어과 전임강사.

Tel : 032-610-3374  
E-mail : 2lseek@hangil.bucheon.ac.kr]



안 두 수 (安斗守)

1937년 6월 9일 생. 1960년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1964년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1982년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1971~현재 성균관대 전기전자 및 컴퓨터공학부 교수

Tel : 0331-290-7101  
E-mail : dsahn@ece.skku.ac.kr