

SLAP(Subscriber Line Audio Processing)을 爲한 디지털 필터의 構成에 関한 考察

鄭重壽 · 金在根 / 傳送器機研究室

[要 約]

디지털 加入者 交換機 및 加入者 裝置의 Subscriber Line Circuit(SLC)에서는 서비스의 質 및 價格의 저렴화 추구에 따라 디지털 信號 處理(DSP) 기술의 應用을 위한 연구가 크게 活性化되고 있다.

본 연구에서는 既存 SLC에서의 CODEC 과 필터 機能, 2線 임피던스 整合 및 transhybrid balance 機能을 DSP의 programmability 및 flexibility 를 최대로 활용, 디지털 필터에 의해서 실현할 수 있도록 그 構成을 試圖하였다.

I. 序 論

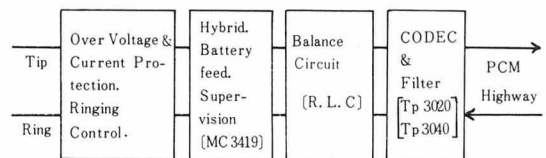
通信 분야에서는 echo 除去, 音聲合成 및 分析, bit rate 變換, transmultiplexing 등에서 DSP 기술이 應用되고 있다. SLC에서의 音聲 信號 處理를 위한 DSP의 應用은 초기 Low Pass Filter(LPF)에 試圖되었으나 經濟的인 難點때문에 이용되지 못하였으며, 최근 DSP를 최대로 활용, 音聲 서비스 質의 最適化를 위한 새로운 應用으로서 SLAP을 위한 專用 VLSI 회로(SLAC)가 등장하고 있다. [AMD83]

이러한 SLAC은 스웨덴의 AXE-10 [Eri 83], 서독의 EWSD [Len 83] 시스템에서 이 용되고 있으며, 通信網의 ISDN화 추세에 따라 가까운 장래에 SLC의 한 構成要素로 크게 이 용될 것으로 예상된다.

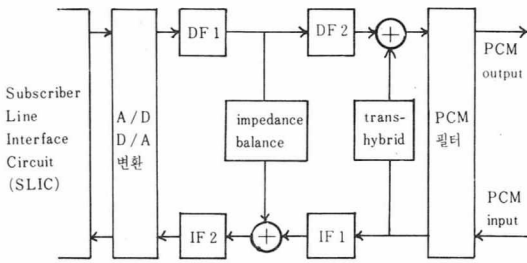
따라서 本稿에서는 SLAP을 위한 디지털 필터를 設計, 提示함으로써 SLAC칩의 특성 및 이의 이용을 極大化할 수 있도록 한다.

II. SLC에서의 SLAP

SLC의 機能은 'BORSCHT'로서 略稱되며, 여기서 SLAP 機能으로는 hybrid(H), CODEC 과 필터 [C]가 있다. Hybrid 機能 수행시 side-tone 및 echo 除去를 위한 既存의 R, L, C를 이 용한 애널로그 信號 處理 방법은 加入者 線路 狀態 變化에 따른 最適 전송특성을 얻기가 어려웠다. [Chu84]



〈그림 1〉 기존 SLC의 구성도



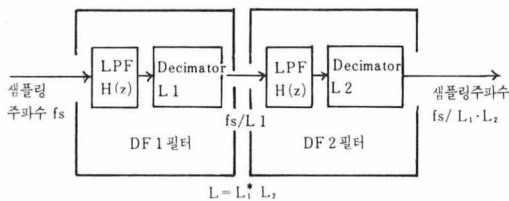
〈그림 2〉 SLAP를 위한 디지털 필터의 구성

따라서 DSP 기술을 이용하여 이의 最適 制御 및 CODEC과 필터 機能을 수행하기 위하여 디지털 필터부를 〈그림 2〉와 같이 構成하였다.

즉, A/D 변환 회로의 簡素化, 샘플링에 의한 aliasing의 極小化, 그리고 低帶域 필터링을 위해서 decimation 필터(DF1, DF2) 및 interpolation 필터(IF 2, IF 1)를 構成하여 샘플링률 변환 및 LPF 機能을 수행토록 한다. 또한 2線 加入者 임피던스 整合을 위해서 impedance balance 필터, echo 除去를 위해서 transhybrid 필터를 構成하여 最適 伝送機能을 얻을 수 있도록 한다.

Ⅲ. 送信段의 Decimation 필터부의 構成

즉, decimation 필터는 효율적인 계산을 위해서 2 단의 디지털 LPF로 構成되며, 입력 샘플링 주파수의 1/L 倍로 주파수를 變換시킨다. 이러한 機能은 decimator에 의해 每 L번째 샘플링마다 출력을 계산함으로써 수행된다.



〈그림 3〉 Decimation 필터의 構成

DF 1 은 512kHz의 입력 샘플링 주파수를 32 kHz로 감소시키며, 그의 伝達函数 $h(n)$ 은 16 kHz의 遮断 주파수(정규화된 디지털 주파수: $\pi/16$)를 갖는다. 여기서 伝達函数 $h(n)$ 의 Fourier 變換 $H(e^{j\omega})$ 는,

$$H(e^{j\omega}) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \pi/16 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \dots\dots (1)$$

$$\text{그러므로 } h(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi/16}^{\pi/16} e^{-j\omega n} d\omega$$

$$= \begin{cases} \sin(\pi n/16) / \pi n, & n \neq 0 \\ 0.0625, & n = 0 \end{cases} \dots\dots (2)$$

여기서 rectangular window를 적용, 21단 FIR(Finite Impulse Response) 필터로 構成했으며, 계산된 계수는 〈表 1〉과 같다.

$h_0 = .0625$	$h_6 = .0446$
$h_1 = .0621$	$h_7 = .0398$
$h_2 = .0609$	$h_8 = .0349$
$h_3 = .0589$	$h_9 = .0294$
$h_4 = .0563$	$h_{10} = .0241$
$h_5 = .0491$	

〈表 1〉 DF 1 필터의 계수

DF 2 는 32kHz의 샘플링 주파수를 16kHz로 감소시키며, 그의 伝達函数 $h(n)$ 은 8 kHz의 遮断 주파수를 갖는다.

$$h(n) = \begin{cases} \sin(\pi n/2) / \pi n, & n \neq 0 \\ 0.5, & n = 0 \end{cases} \dots\dots (3)$$

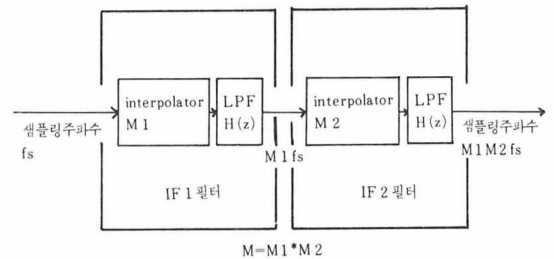
여기서 $h(n)$ 은 5단 FIR 필터로 構成했으며, 계산된 계수는 〈表 2〉와 같다.

$h_0 = .0500$	$h_2 = .0000$
$h_1 = .0289$	

〈表 2〉 DF 2와 IF 1 필터의 계수

Ⅳ. 受信段의 Interpolation 필터부 構成

Interpolation 필터의 구성은 〈그림 4〉와 같으며 decimation 필터와 雙対性 關係를 갖는다.



〈그림 4〉 Interpolation 필터의 구성

즉, 입력 샘플링 주파수를 interpolation에 의해 M배만큼 증가 시키며, 이는 interpolator에 의해 각 입력 샘플링 사이에 M-1번의 '0' 입력을 삽입하여 LPF를 통과시킴으로써 수행된다. 伝達函數 h(n)은 입력 샘플링 주파수의 1/M의 遮斷 주파수를 갖는 LPF이다.

IF 1은 16kHz의 샘플링 주파수를 32kHz로 증가시키며, 따라서 그의 伝達函數 h(n)은 전술한 DF 2 필터의 특성과 같다.

IF 2는 32kHz의 샘플링 주파수를 256kHz로 증가시키는 디지털 LPF로서 16kHz의 遮斷 주파수를 갖는다. 이의 伝達函數 h(n)은

$$h(n) = \begin{cases} \sin(\pi n/8) \pi n, & n \neq 0 \\ 0.125, & n = 0 \end{cases} \dots\dots\dots (4)$$

여기서 h(n)은 11단 FIR 필터로 構成했으며, 그의 계수는 <表 3>과 같다.

$h_0 = .1250$	$h_3 = .0795$
$h_1 = .1218$	$h_4 = .0588$
$h_2 = .0981$	$h_5 = .0375$

<表 3> IF 2 필터의 계수

V. Impedance Balance 필터의 構成

Impedance balance 필터는 加入者 線路의 임피던스 整合用으로 쓰이며 4단 FIR 필터로 구성하였다. 이는 sidetone의 制御에 매우 중요하며 SLIC회로의 入力 임피던스를 융통성있게 변화시킬 수 있도록 해준다. 이 필터의 伝達函數 $H_t(Z)$ 는 다음과 같다.

$$H_t(Z) = \frac{Z_{in} - R_0}{DF1(Z) \cdot IF2(Z) \cdot Z_{in}} = \frac{Z_{in} - R_0}{Z_{in}} \cdot B_z \dots\dots\dots (5)$$

Z_{in} 은 加入者 線路의 임피던스

R_0 은 SLIC의 출력 임피던스

(보통 600 Ω)

윗 식에서 보아 필터의 특성은 加入者 線路의 임피던스에 따라 變化됨을 알 수 있으며, 여기서 B_z 를 (6)식과 같이 놓음으로써,

$$B_z(Z) = a_0 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + a_3z^{-3} \dots\dots (6)$$

으로 표현할 수 있다. $B_z(z)$ 의 계수는 音聲 주파수 帶域에서만 해석하여 계산된 계수는 <表 4>와 같다.

$a_0 = 1.000$	$a_2 = 1.194$
$a_1 = -2.145$	$a_3 = .911$

<表 4> Impedance balance 필터의 계수

VI. Transhybrid 필터의 構成

Transhybrid 필터는 受信된 信號가 送信路를 타고 되돌아 가는 echo를 除去하기 위한 필터로서 그의 伝達函數 $H_t(z)$ 는 다음 식과 같이 놓을 수 있다.

$$H_t(Z) = -DF1(Z) \cdot DF2(Z) \cdot IF_1(Z) \cdot IF_2(Z) \cdot G \dots\dots\dots (7)$$

G는 SLIC의 Transhybrid 이득

여기서 DF 2와 IF 1 필터는 16kHz, DF 1과 IF 2 필터는 32kHz의 샘플링 주파수를 가지므로 $H_t(Z)$ 는 時變관계가 성립한다.

Transhybrid 필터는 8 단 FIR 필터로 構成했으며, (7)식을 다시 쓰면,

$$H_t(Z) = -G \sum_{n=0}^7 d_n Z^{-n} \dots\dots\dots (8)$$

이다. $H_t(Z)$ 의 필터 계수는, DF 1과 IF 2 필터는 main lobe의 5 단, DF 2와 IF 1 필터는 main lobe의 3 단을 취하여 $H_t(Z)$ 의 필터 계수를 rectangular window를 사용하여 계산한 결과는 <表 5>와 같다.

$d_0 = .00517$	$d_4 = .02811$
$d_1 = .00212$	$d_5 = .02521$
$d_2 = .01112$	$d_6 = .01711$
$d_3 = .01712$	$d_7 = .00211$

<表 5> Transhybrid 필터의 계수

VII. 結 論

SLC에서의 音聲 信號處理를 最適化 시키기 위해서 echo 除去, 2線 임피던스 整合, 低帶域 필터링용 디지털 필터를 設計, 提示하였으며, 이의 일부는 모의 데이터에 의해 컴퓨터 시뮬레이션하여 만족스런 結果를 얻었다.

SLIC과 SLAC을 활용하여 SLC를 構成할 경우, 실제로 적용될 임피던스 및 transhybrid

필터의 계수는 加入者 線路 抵抗, SLIC의 출력 임피던스, SLIC의 transhybrid 이득을 고려하여 쉽게 계산될 수 있다.

SLAC 칩과 processor interface 시, 계산된 디지털 필터의 계수를 RAM 메모리에 기억시켜 SIO를 통해 SLAC의 메모리에 기억시킨다. 최종 출력은 8kHz이기 때문에 SLAC의 데이터 클럭으로 2,048MHz를 사용함으로써 한 개의 출력을 계산하기 위해서는 256演算이 가능하며, 이는 일반적인 microprocessor를 사용하면 약 64개의 명령을 수행할 수 있기 때문에 實時間 계산이 가능하다.

본 연구는 현재 개발중인 加入者 裝置의 SLIC에의 이용을 고려하고 있으며, CCITT에서 勸告하고 있는 sound program (7.5kHz, 15kHz) 伝送用 SLC 構成의 한 方向으로서 발전시켜 나갈 수 있을 것으로 기대된다.

参 考 文 献

[Chu 84] 鄭重壽, 金在根, "MC3419 SLIC과

Am 7901 SLAC을 이용한 가입자회로 설계 방안에 대한 고찰,"KETRI TM 84-234-4, 1984.

[Cro 83] Crochiere R. E. and L. R. Labiner, Multirate Digital Signal Processing, Prentice-Hall, pp13-58, 1983.

[AMD 83] AMD Data Manual. Am7901 SLAC Chip.

[Eri 83] Gunnar Eriksson and Tommy Svensson, "Line Circuit Component SLAC for AXE 10,"Erisson Review No. 4, 1983.

[Can 82] Cand M, P. L. Seen and A. Roset, "A Single Chip Digital Signal Processor,"IEEE Globecom '82, 1982.

[Opp 75] Oppenheim A. V. and R. W. Schaffer, Digital Signal Processing, Prentice Hall, pp 39-250, 1975.

[Len 83] Lencher H. L, "Voice Signal Processing in Digital Local Exchange,"IEEE Globecom '83, 1983.