

◦ 이 현표*, 박 인재*, 심 수보*
 숭실대학교 전자공학과*

A Study on the Implementation of Modulator for 16-QAM System

◦ Hyun-Pyo Lee*, In-Jae Park*, Soo-Bo Sim*
 Department of Electronics Engineering, Soong Sil Univ.*

ABSTRACT

In digital land mobile communications, the voice transmission techniques with a bit rate of around 8kbit/s have been mainly developed, and the digital public land mobile network(PLMN) will be commercially supported owing to such development in near future. IN the far future, however, the digital PLMN should support not only the telephone service but also other data communication services, such as facsimile and the ISDN terminals.

In this case, however, it is necessary to improve spectral efficiency to introduce high bit rate services like ISDN terminals. Moreover higher transmission performance is also required for supporting such services.

In this paper, we designed and implemented about 16-QAM modulator which is effective for largely improving the spectral efficiency.

제 1장 서론

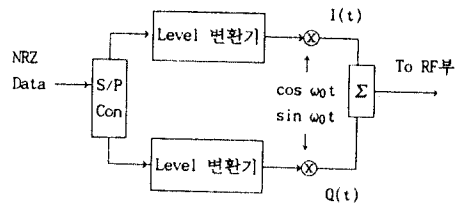
대역제한된 통신로에서, 제한된 주파수의 이용효율을 높이기 위하여 대역폭 효율이 우수한 Digital 변조기법에 대한 요구가 급속히 증가되어 왔다. 현재 고려중인 변, 복조 방식으로는 복미의 $\pi/4$ -QPSK 방식과 유럽의 GMSK 방식으로 이미 오랫동안 연구되어 왔으며 이론적 우수성이 인정되고 있다. 그러나 이동통신에서 사용되는 주파수 대역상에서는 한계가 있으며, $\pi/4$ -QPSK 방식과 GMSK 방식을 이용한 통신은 이를 극복하기에는 한계가 있다. 따라서 이 한계의 극복을 위해 선진외국에서는 주파수 이용률을 향상시켜 충분한 채널수를 확보할 수 있는 새로운 통신방식에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.

현재 고려되어지고 있는 방식중의 하나는 이미 미주지역에서 고정국간의 통신에 사용되고 있는 16-QAM 방식으로 최근 일본에서는 이방식을 이동 통신에 적용시킬 목적으로 연구활동이 시작된 상태이고 이론적으로는 주파수 이용률 및 전송률이 우수하며, 이러한 필요성에 입각하여 16-QAM 방식을 이용한 이동통신 시스템 개발을 목적으로 하는 기초 연구로서 변조부에 대한 설계 및 구현을 그 목적으로 하여, 변조부의 눈 그림(Eye Pattern), 전력 Spectrum, Gray code 로 mapping 했을때의 BER 등을 시뮬레이션 하였으며, 전송률이 64 kbps인 변조부를 단일칩화가 용이한 TTL 과 ROM을 사용하여 $a=1, 0.5, 0.25$ 인 시스템의 설계 및 구현을 하였다.

제 2장 배경이론

2.1 16-QAM의 구성

QAM의 변조부 블록도는 <그림 2.1>과 같다. 먼저 입력 데이터를 S/P변환기로 변환 시킨후 16-QAM MAPPER 에 입력 시켜서 대응규칙에 따라 신호공간에 mapping 시킨다. 이 신호의 스펙트럼 효율을 개선하기 위하여 나이퀴스트 Filter 로성형한후 직교 변조를 통하여 변조한다. 본 연구에서 입력 데이터 속도는 64 kbps 로 하였다.



<그림 2.1> QAM 변조부

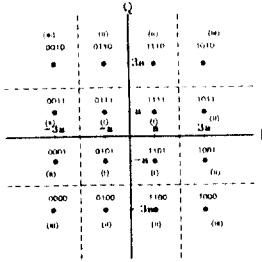
2.2 오류확률

QAM 방식은 ASK 와 PSK 를 결합함으로써 오류의 저하가 다소있으나 대역폭 효율을 향상시키기 위한 방식으로 신호는

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_s}} (\text{Aicos}\omega t + \text{Bisins}\omega t) \quad 0 \leq t < T_s \quad \dots (2.1)$$

여기서 $A_i, B_i = \pm a, \pm 3a$ ($a = \sqrt{E_b/T_s}$)이며 이것은 신호의 진폭 성분에 해당한다.

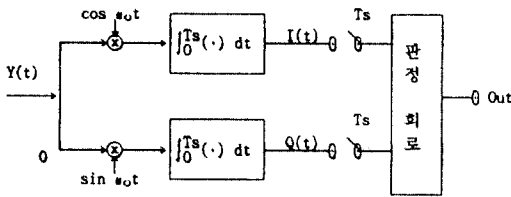
채널은 AWGN 이라 가정하고 최소 오율을 얻기 위한 최적신호 공간도는 <그림 2.2>와 같다.



< 그림 2.2 > 16-QAM의 신호공간도와 판정영역.

<그림 2.2>에서의 2진 표현은 I 채널과 Q 채널을 Gray code 로 mapping 한것으로 인접한 영역에 대해 1 bit의 오류 만을 발생시키도록 한 것이다.

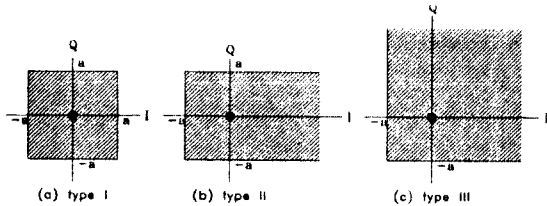
복조기 및 검파는 동기복조기를 사용함으로써 수행되며 <그림 2.3>과 같다.



<그림 2.3> QAM 복조기 구조

신호들이 전송되었을 경우 올바르게 정보를 판정하는 영역의 형태는 다음 세가지로 된다.

1. Type I: 신호점이 0111, 0101, 1101, 1111 인 4가지 경우 < 그림 2.4 > (a)
2. Type II: 0001, 0011, 0110, 1110, 1011, 1001, 1100, 0100 인 8가지 경우 < 그림 2.4 > (b)
3. Type III: 신호점이 0000, 0010, 1010, 1000 인 4가지 경우 < 그림 2.4 > (c)



< 그림 2.4 > 16-QAM 의 판정영역의 3가지 형태.

조건부 확률을 사용하여 평균 오율을 구하면

$$P(E) = 1 - [4/16 P(C|I) + 8/16 P(C|II) + 4/16 P(C|III)] \quad \dots (2.2)$$

여기서 $P(C|X)$: X가 발생하였을 때 바르게 수신할 확률이다. I 및 Q 채널에 분산이 $N_0/2$ 인 가우시안 잡음이 각각 존재하며 각 채널을 독립적이므로 Type I의 경우

$$P(C|I) = \left\{ \text{erf} \left(\frac{a}{\sqrt{N_0}} \right) \right\}^2 = \left\{ 1 - 2Q \left(\sqrt{\frac{2a^2}{N_0}} \right) \right\}^2 \quad \dots (2.3)$$

여기서 $\text{erf}(x) = 1 - 2Q(\sqrt{2} \cdot x)$

$P(C|II)$ 와 $P(C|III)$ 를 같은 방법으로 각각 구하고, 심볼에너지를 bit 에너지로 표현하면 bit 오율식은 식 (2.2)에 의해

$$P(E) = 1 - \left[\frac{4}{16} \left\{ 1 - 2Q \left(\sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}} \right) \right\}^2 + \frac{8}{16} \left\{ 1 - 2Q \left(\sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}} \right) \right\} \right. \\ \left. + \frac{4}{16} \left\{ 1 - 2Q \left(\sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}} \right) \right\}^2 \right] \quad \dots (2.4)$$

가 되며, 여기서

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{1}{\log_2 M} \cdot \frac{E_s}{N_0} = \frac{5a^2}{2N_0} \quad \dots (2.5)$$

이다.

2.3 펄스 성형 (Pulse Shaping)

2진부호에 대한 펄스열은 신호의 전력 Spectrum이 주기함수로서 무한대의 대역폭을 갖지만, 실제의 전송채널은 제한된 대역폭을 갖는다. 이로인하여 펄스와 중첩되어 부호간 상호간섭 (ISI : Inter Symbol Interference)을 일으키게 된다.

2.3.1 상승 여현 여파기(Raised-Cosine Filter)

협대역화와 ISI가 "0"이 되기 위하여 Nyquist 제 1 조건을 만족시키는 직각 여파기(brick-wall Filter)는 최소대역폭($B=1/T$)을 갖지만 구현상의 어려움이 있다.

따라서 초과대역폭을 허용하여서라도 완만한 경사를 갖는 주파수 특성이 요구되며, 이러한 Nyquist 제1조건을 만족하는 파형 중에서도 가장 실용적인 여파기는 상승 여현 여파기로 응답특성은 다음과 같다.

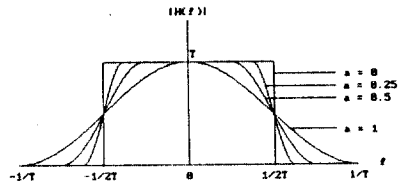
$$g(t) = \frac{\sin(\pi t/T)}{\pi t/T} \cdot \frac{\cos(\pi t/T)}{1 - (2at/T)^2}$$

$$G(f) = \begin{cases} T & 0 \leq |f| \leq \frac{1-a}{2T} \\ \frac{T}{2} \cdot [1 - \sin \left(\frac{\pi T}{a} \left(f - \frac{1}{2T} \right) \right)] & \frac{1-a}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+a}{2T} \end{cases}$$

여기서 a 는 0 ~ 1의 값을 가지며 협대역화에 절대적인 영향을 미치는대역폭은

$$B = (1+a) \cdot \frac{1}{T}$$

로 된다.

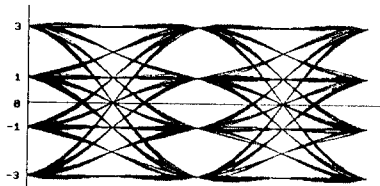


<그림 2.5> 상승 여현 여파기의 주파수 특성

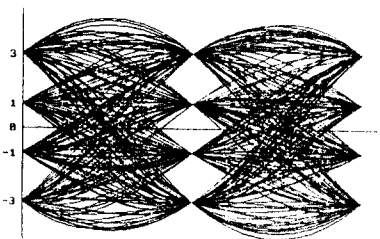
제 3장 시뮬레이션 및 결과

3.1 눈 그림 및 신호공간도

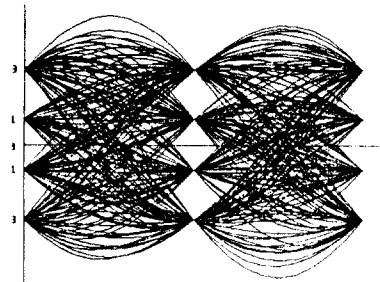
다음의 <그림 3.1>은 $\alpha=1.0, 0.5, 0.25$ 에 대한 시뮬레이션 결과이며 각 부의 표본점이 등간격으로 정확히 구별됨을 알 수 있다. 이때 α 값에 따라 진폭에 큰 차이를 보이며 α 값이 작을수록 궤적의 변화가 큰 것을 알 수 있다.



(a) $\alpha = 1.0$



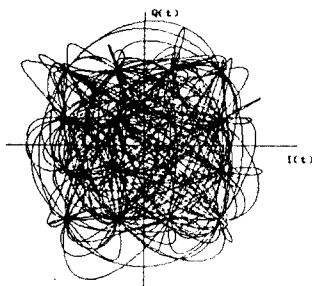
(b) $\alpha = 0.5$



(c) $\alpha = 0.25$

<그림 3.1> α 값에 따른 눈 그림

16-QAM 의 신호공간도는 <그림 3.2>와 같으며 x 축을 I 채널 y 축을 Q 채널로 하였다. 이들의 궤적은 불규칙하지만 한 심볼 주기동안 반드시 16개 신호점 중에 하나를 지닌다.



<그림 3.2> $\alpha = 0.25$ 일때 신호 공간도

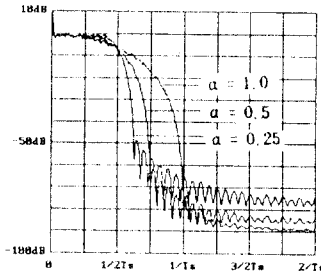
3.2 전력 Spectrum

전력 Spectrum은 α 값에 의해 점유대역폭이 결정되고 관찰구간과 양자화 bit수에 의해 부엽(side lobe)이 큰 영향을 받게 된다. 양자화 오차에 대한 Level은 m bit로 양자화 할때 $-20 \log_{10} 2^{-(m+1)} \approx -6(m+1)$ dB가 되며 각 m 값에 대한 잡음 Level은 <표 1>과 같다.

m	잡음 Level	m	잡음 Level
3	-24.08 dB	10	-66.23 dB
4	-30.10 dB	11	-72.25 dB
5	-36.12 dB	12	-78.27 dB
6	-42.14 dB	13	-84.29 dB
7	-48.16 dB	14	-90.31 dB
8	-54.19 dB	15	-96.33 dB
9	-60.21 dB	16	-102.35 dB

<표 1> 양자화 bit수와 잡음 level

<그림 3.2>는 α 가 각각 1.0, 0.5, 0.25 이고 관찰 구간은 전후 8단이며 $m = 14$ bit일때 2048 point FFT를 100회 수행하여 집합 평균을 취하여 구했다.

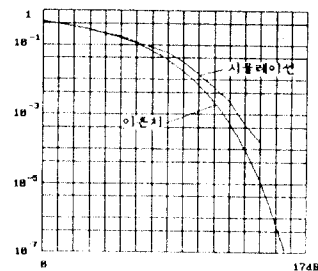


<그림 3.2> $\alpha = 1.0, 0.5, 0.25, k = 8, m = 14$ 일때 전력 Spectrum

3.3 오류 확률

송신 data 는 Gray code 에 의해 mapping 되고 $\alpha = 0.5$ 로 펄스 shaping 한 후 변조하였다. Clock 재생과 수신부 Filter 는 이상적인 경우로 가정하여 수행하였으며, 전송로상에 AWGN 을 부가하였다. 송신 bit 는 frame 당 60 bit 이고 SNR 이 낮을때 200 frame, SNR 이 높을때 2000 frame 에 대해 수행하였다.

<그림 3.3>은 2.2 절에서 유도한 식(2.4)와 실제의 data 전송시 오류율을 비교하였다.

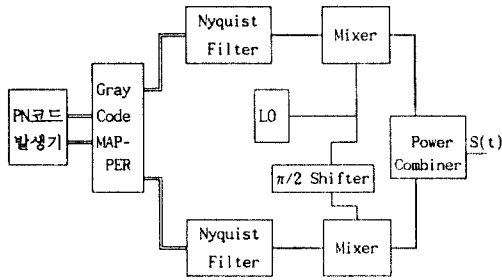


<그림 3.3> 16-QAM BER

제 4장 변조부 설계 및 구현

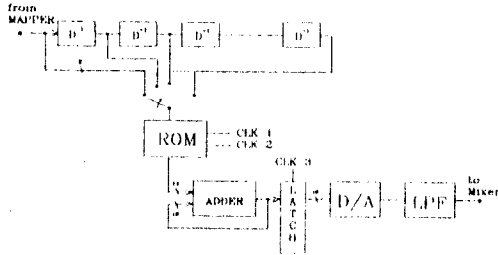
4.1 변조부 설계

16-QAM 변조부의 구성은 시뮬레이션결과에 따라 parameter를 선정하였고 one chip화의 용이성을 고려하여 설계하였다. Random Data의 발생은 16단 PN code 발생기를 사용하였고 생성 계열은 8진으로 120021이 된다. 구현된 변조기의 구성도는 <그림 4.1>과 같다.



<그림 4.1> 구현된 변조기의 구성도

<그림 4.2>는 펄스 성형을 위한 Nyquist Filter의 구성도이며 memory용량을 줄이고 고속으로 처리하기 위하여 Convolution을 4 구간을 하나의 묶음으로 구성하여 처리하였다.



- CLK 1 : Switching Clock
- CLK 2 : Over Sampling Clock
- CLK 3 : Sampling Clock

<그림 4.2> Nyquist Filter 구성도

시뮬레이션으로 부터 관찰구간에 따른 부엽(side lobe)의 억압이 α 값이 작을수록 열화되므로 적당한 α 값과 관찰구간이 요구된다. 일반적으로 이동통신에서 요구하는 ACI 가 -60dB 이하이므로 3.2 점에서 언급한 양자화 잡음과도 밀접한 연관이 있으며 따라서 본 논문에서는 14 bit 양자화, 전후 각 8 단의 관찰구간과 $\alpha = 0.25$ 를 선택하였고 한 주기당 over sampling 수는 8로 하였다. 또한 $\alpha = 1.0$ 과 $\alpha = 0.5$ 에 대해서는 ROM의 data에 의해 결정되므로 이들은 대역폭을 허용하더라도 부엽의 더욱 큰 억압을 요구 할때 사용할 수 있을 것이다.

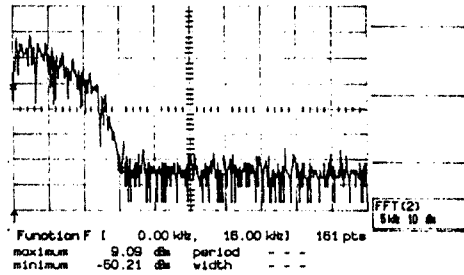
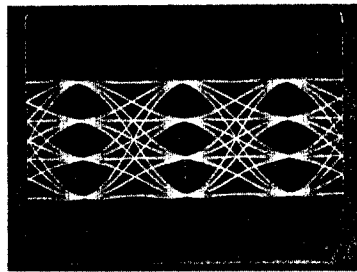
4.2 구현

사용된 소자들은 ROM과 D/A Converter를 제외한 나머지부들은 TTL의 LS Type으로 구현하였다. 각 부의 구성을 보면, Clock 부는 높은 주파수를 분주한 클럭들을, Gate로 조합하여 각 부에 공급하였고, Mapper는 EX-OR Gate로 구현 하였으며, 지연부는 16번 지연을 8 bit Shift Register를 2 단 직렬 연결하여 구성 하였다. 또한 Shift Register의 출력들을 ROM의 어

드레스에 공급하기 위하여 4-to-1 MUX를 사용했으며, Over Sampling Clock과 Switching Clock은 ROM의 상위 어드레스에 연결하였다. 여기에 사용된 ROM은 2764(8KB)로 14 bit 구성을 위하여 각 채널당 2 개씩 사용하였다. Adder 부는 Carry Look Ahead Type(74LS283)을 사용하여 고속연산을 하도록 하였고 이때 출력은 16 bit로 D/A Converter에 입력시켰다. 이때 디지털부와 아날로그부가 공존하기때문에 접지분리에 유의했다. 지역 여파기는 OP AMP를 사용한 4차 Chebyshev 여파기로 구현하였고 특히 믹서부와와의 결합을 위해 여파기의 출력 레벨과 임피던스 매칭에 특히 유의 하였다

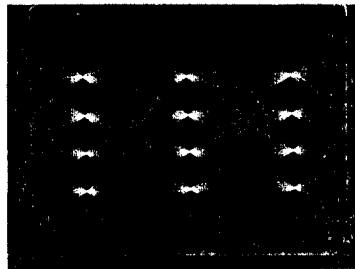
4.3 실험 결과

본 연구에서 실현한 16-QAM의 변조부는 64 Kbps 일대를 살펴 보았다. 아래 사진들에서 전력 Spectrum은 LeCroy 9410 digital scope에서 FFT한 결과를 플로터로 출력한 것이다. <사진 1>은 $\alpha = 1.0$ 일때 Eye Pattern과 전력 Spectrum이다.



<사진 1> $\alpha=1$ 일때 Eye Pattern과 전력 Spectrum

이러한 결과는 시뮬레이션과 일치하며 <사진 2>와 <사진 3>은 각각 $\alpha = 0.5$ 와 $\alpha = 0.25$ 에 대한 것이다.

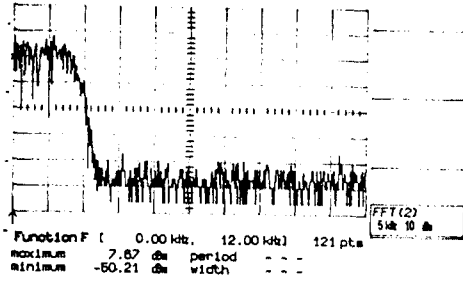


5장 결론

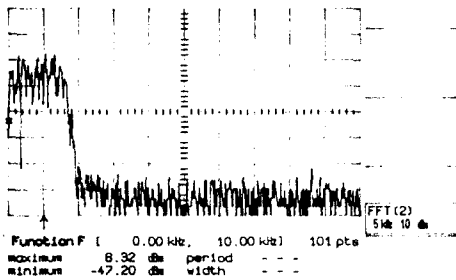
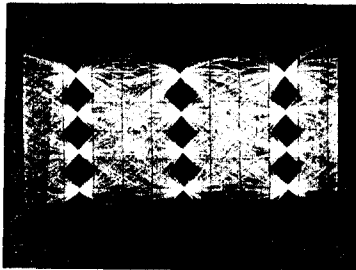
본 논문에서는 시스템 분석과 송신부 구현에 중점을 두었으며, 눈 그림, 전력 Spectrum 을 Computer 상에서 시뮬레이션하여 구현된 변조부와 비교, 분석한 결과 만족할 만한 결과를 얻을 수 있었다.

정적 환경하에서 동기복조의 오율 성능을 시뮬레이션 한 결과는 이론치에 대해 약 1dB 열화 되었다. 이것은 각부의 digital 화에 기인한 것으로 생각되며, 본 연구에서 설계된 변조기는 별다른 수정없이 최대 645K bps의 전송속도를 내지만(TTL-LS Type, ROM-150ns 일때) 보다 빠른 소자 특히 고속 ROM을 사용할 경우 수 M bps까지 가능하게 될것이다.

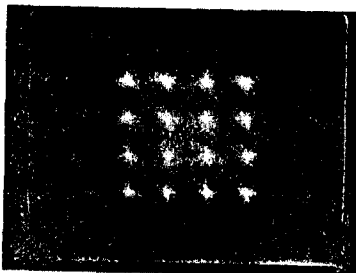
앞으로 수신부의 설계 및 TCM 과의 결합이 요구되며, 더 나아가 fading 보상회로가 요구된다. 이에 따라 16-QAM 방식이 이동통신 서비스에 활용된다면 디지털 PLMN (Public Land Mobile Network)은 전화 서비스뿐만 아니라 FAX 와 같은 ISDN 터미널들의 data 전송 서비스에도 기여하게 될것이다.



<사진 2> $\alpha=0.5$ 일때 Eye Pattern 과 전력 Spectrum



<사진 3> $\alpha=0.25$ 일때 Eye Pattern 과 전력 Spectrum



<사진 4> $\alpha=0.25$ 일때 신호 공간도

참고 문헌

- [1]. Izumi HORIKAWA, Yoichi SAITO, "16-QAM Carrier Recovery with Selective Gated Phase Locked Loop", IECE, Vol. J63-B No. 7, July, 1980
- [2]. Proakis Digital communication, McGraw-Hill Company, 1989
- [3]. Peterson, W.W., "Error Correcting Codes", MIT Press, Cambridge, Mass, 1961, Appendix C.
- [4]. Yoshihiko Akaiwa and Yoshinary nagata, " Highly Efficiency Digital Mobile Communications with a Linear Modulation Method", IEEE Journal on Selected Areas in Commun., Vol. SAC-5, No. 5, June, 1987.
- [5]. Chia-Liang Liu and Dr. Kamilo Feher, "Noncoherent Detection of $n/4$ -QPSK Systems in a CCI-AWGN Combined Interference Environment", 39th Veh. Technol. Conference Vol. 1, 1989, IEEE
- [6]. K. Murota, K. Hirade, "GMSK modulation for digital mobile radio telephony", IEEE Trans Comm., Vol. Com-29, PP. 1044-1050, July 1981.
- [7]. Shigeru One, Noriaki Kondoh, and Yoshihito Shimazaki, "Digital Cellular System with Linear Modulation", Conf. Record of the IEEE Vehicular Technology Conference, VTC-89, May 1989.
- [8]. Ulrich L. Rohde, T.T.N. Bucher, Communications Receivers, McGraw-Hill Company, 1988.
- [9]. P.M. Maryin, A Batman, J. McGeehan and J.D. Marvill, "The implementation of a 16-QAM mobile data system using TTIB-based fading correction techniques", Proc. 38th, IEEE Vehicular Technology Conference, pp. 71-76 (June 1988)