

조용훈, 안재영, 황금찬
연세대학교 공과대학 전기공학과

SAW AWQPSK Modulator Using The Classical Truncated Cosine Series Functions

Y. H. Cho, J. Y. An, K. C. Whang

Dept. of Electrical Eng., Yonsei Univ.

ABSTRACT

In this paper a SAW(Surface Acoustic Wave) based AWQPSK (Amplitude Weighted QPSK) modulator using the classical truncated cosine series functions as a baseband pulse is described. A SAW AWQPSK modulator has been designed and fabricated on YZ-LiNbO3 substrates. Measured responses meet the theoretical values with tolerable amounts of deviation. This SAW-based device shows good performance as a simple AWQPSK modulator.

1. 서론

모든 통신 시스템 - AM, FM, 스펙트럼 확산 통신 방식 (spread spectrum communication) 등 - 에서 가장 중요한 문제중 하나는 주파수 제한된 채널에서 전송하는 정보의 스펙트럼 효율(spectral efficiency)을 최적화시키는 것이다. 스펙트럼 효율을 최적화 하기 위해서는 변조 신호의 에너지 대부분이 Mainlobe 에 집중되도록 해야 하며, Sidelobe 로의 에너지 확산은 최소가 되도록 하여야 한다. [1] 정보의 대역폭을 제한하기 위해서는 전송선에 대역폭과 필터에 통과시키거나, 변조기에서 전송 데이터의 펄스 형태를 변형시킨다.

기존의 BPSK 나 QPSK 변조방식 [2]에서 변조 신호의 스펙트럼은 -13dB 의 Sidelobe level 을 나타내며, 전송시 인접 channel 과의 간섭을 줄이기 위해 신호의 대역폭을 대역폭과 필터에 의해 제한할 수 있으나, 결과적으로 비트 심플에 tail 이 발생하여 인접한 심플들과의 간섭 - 즉, ISI; intersymbol interference 을 일으킨다. 이러한 ISI는 BER을 증가시켜 전반적인 시스템의 성능을 저하시킨다. ISI 에 의한 시스템의 성능 저하는, 펄스 함수로 cosine 함수를 사용하여 23dB 의 Sidelobe level 을 갖는 MSK 변조 방식의 경우에도 마찬가지이다.

MADJID. A. BELKERDID는 1985년에 발표한 논문 [1]에서 시간축 상에서 "0" 점에서의 전이가 cosine 함수보다 부드러운 함수를 기저대역 펄스(baseband pulse) 함수로 택하여, Sidelobe level 이 -63dB 로 스펙트럼 효율이 좋고, ISI 발생이 적은 AWQPSK (amplitude

wieghted quadrature phase shift keying) 변조 방식을 제안하였다. 이로써 스펙트럼 효율과 ISI 발생에 결정적인 요소는 기저대역 펄스 함수임을 알 수 있다. 즉, "0" 점에서의 전이(transition)가 부드러운 함수를 펄스 함수로 택하여, 스펙트럼 상의 Sidelobe level 을 향상시키는 것이 가능하다.

본 논문에서는 Truncated cosine 급수로 표현되는 함수에 대한 시간축 상과 주파수축 상의 특성을 검토한 후, 이 중 몇개의 함수를 기저대역 펄스 함수로 택하고, RF 의 펄스 형태를 정확하게 만들어 낼 수 있는 자점으로 인하여 복잡한 펄스 형태를 요구하는 변조기의 실현에 편리한 SAW filter 를 이용하여 직렬형 AWQPSK 변조기를 실현 할 수 있음을 보이고, 또한 기저 대역 펄스 함수에 따른 특성 주파수 스펙트럼, AM 성분, fractional out-of-band energy [3] 등 을 비교 검토하고자 한다.

2. Truncated cosine 급수 함수를 이용한 AWQPSK 변조 이론

2-1. Quadrature 변조 이론 [4]

Quadrature 변조 신호를 복소 형태로 표시하면,

$$S(t) = S_I(t) + jS_Q(t) \dots \dots \dots (1)$$

$S_I(t)$: 동상 채널(Inphase channel) 파형

$S_Q(t)$: 직각 채널(Quadrature channel) 파형

이며, 실제로 변조된 신호는

$$G(t) = \text{Re}\{S(t)e^{-j\omega_c t}\} \\ = S_I(t)\cos\omega_c t + S_Q(t)\sin\omega_c t \dots \dots (2)$$

$\omega_c = \omega_c/2\pi$: 반송 주파수(carrier frequency)

이다. 일반적으로 $S_I(t), S_Q(t)$ 파형식은

$$S_I(t) = U_I * P(t) \\ S_Q(t) = U_Q * P(t-T/2) \dots \dots \dots (3)$$

U_I, U_Q : ± 1 의 값을 갖는 쌍극성-

데이터(antipodal data)

$P(t)$: 기저대역 펄스 (baseband pulse)

로 표시된다.

즉, Quadrature 변조 신호 $G(t)$ 는 동상 성분 (in phase) 과 직각 성분(Quadrature-phase) 의 데이터를 반송자로 변조시킨 두 펄스열 - 가수변 폐 데이터를 변조시킨 채널과 우수변 폐 데이터를 변조시킨 채널 - 의 합으로 설명할 수 있다.

이러한 Quadrature 변조 신호의 구성도는 다음

그림(1)과 같다.

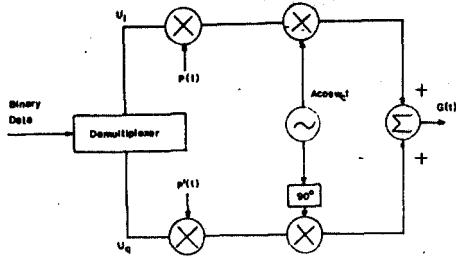


그림 1 Quadrature 변조기 시스템 구성도

이러한 Quadrature 변조 방식에서 스펙트럼 효율과 ISI 방지에 결정적인 영향을 주는 요소는, 다중기저대역 펄스인 $P(t), P'(t)$ 함수이다. 기저대역 펄스인 $P(t)$ 로 사용될 수 있는 Weighting 함수에는 여러가지 종류가 있다. 본 절에서는 Hamming, Blackmann, Cosine 함수 등을 포함하고 있는 Truncated cosine 함수 함수 등을 기저대역 펄스 함수로 적용하였다.

2.2. Weighting 함수로서의 Truncated cosine 함수 함수

Weighting 함수는 필터 설계에 있어서 광범위하게 사용되어 오고 있다. 이러한 함수 중 하나는 Truncated cosine 함수 함수를 들 수 있는데, 그 종류로서는 Hamming, Blackmann 함수 등 여러가지가 있다. 이 절에서는 Truncated cosine 함수 함수의 시간폭 상과 주파수폭 상의 특징을 살펴봄으로써, Quadrature 변조 방식의 Weighting 함수로서의 이용 가능성을 살펴보고자 한다.

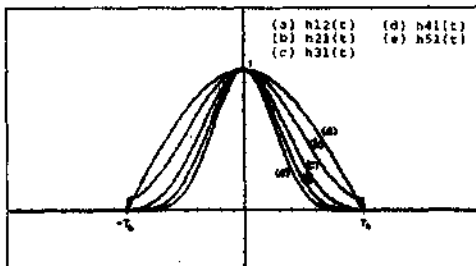
Orthonormal basis sets 으로부터 합 term의 개수가 5이하 일때, Truncated cosine 함수의 계수는 표 1과 같다.

표 1 Truncated cosine 함수 함수의 계수 (N=5)

N	1	2	3	4	5
h11	1				
h12	1				
h21	0.54348	0.45652			
h22	0.79545	0.20455			
h31	0.42659	0.49656	0.07685		
h32	0.69055	0.27707	0.03238		
h41	0.36295	0.48860	0.13730	0.01115	
h42	0.61835	0.30873	0.06836	0.00456	
h51	0.32120	0.47006	0.17732	0.02992	0.00150
h52	0.56510	0.32190	0.09852	0.01368	0.00059

2.2.1. 시간 영역

그림(2)은 표 1에서 h12와 h21, h41까지의 함수를 전형적인 시간 대역에서 본 Weighting 함수들의 graph이다.



그림(2) h12(t)와 h41(t)의 파형 (N=5)

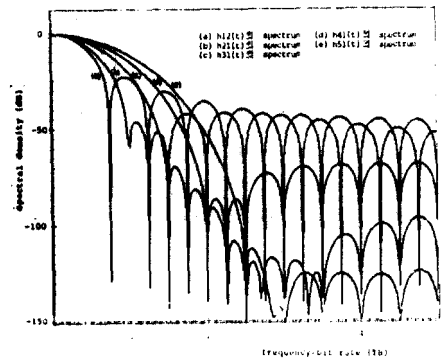
이들 함수의 일반적인 이용과 표현은

$$\begin{aligned}
 h11(t) &= 1 && [\text{rect}] \\
 h12(t) &= \cos \pi t/T && [\cos] \\
 h21(t) &= 0.54348 + 0.45652 \cos 2\pi t/T && [\text{Hamming}] \\
 h31(t) &= 0.42659 + 0.49656 \cos 2\pi t/T + && \\
 & 0.07685 \cos 4\pi t/T && [\text{Blackmann}] \\
 h41(t) &= 0.36295 + 0.48860 \cos 2\pi t/T + && \\
 & 0.13730 \cos 4\pi t/T + 0.01115 \cos 6\pi t/T && (4)
 \end{aligned}$$

이며, 이들 함수의 손상은 $(1 < T < T+2T)$ 이다. 그림(3)의 시간 함수를 살펴보면, 급수 함수의 함수가 증가하면서 파형이 1T에 접근함에 따라, 0의 근방으로의 약간의 진폭 분포의 변화를 알 수 있다.

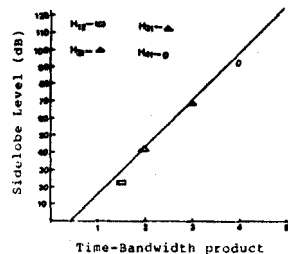
2.2.2. 주파수 영역

cosine 분포함수 함수에 대한 주파수 응답은 그림(4)과 같다. 그림(4)의 함수의 증가함에 따라 4T의 Bandwidth는 증가하고, 진폭 분포의 side lobe level은 감소해 보일 것으로 보인다.



그림(3) 관련 밀도 스펙트럼

$N < 4$ 일때, cosine 함수 함수에 대해 TE 용에 가장 높은 Side lobe level의 관계는 그림 4에서 보여진다. Reference로서의 solid line은 Dolph Chebyshev Window 함수를 사용했을때의 결과이다.

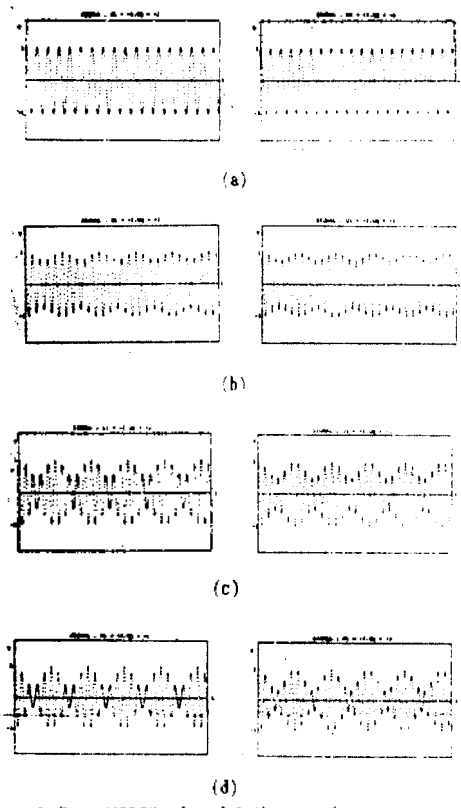


그림(4) cosine 함수에 대한 side lobe level 정도

2.3. WQPSK 변조기의 특성

2.3.1. AM 성분

WQPSK에서 발생하는 문제점은 QPSK와 MSK와는 다르다. 그림(5)에서와 같이 변조 신호에 AM 성분을 갖고 있다는 것이다.

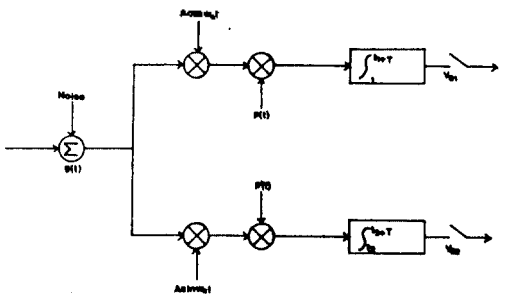


그림(5) AWQPSK 변조신호의 simulation
 (a) h12(t) (b) h21(t)
 (c) h31(t) (d) h41(t)

AM 성분은 비록 연속된 bit 의 데이터에 관계없이 일정하나, 항수가 증가함에 따라 AM 성분이 증가함을 알 수 있는데 이에 따라, 위성 통신 (satellite communication) 과 같은 nonlinearity channel 에서는 distortion 이 발생하여 스펙트럼의 집중도를 떨어뜨릴 수 있다. 따라서 nonlinearity channel 에서는 이러한 변조 방식이 적당치 않음을 알 수 있다. 그러나 Cochannel interference 와 Intersymbol interference 가 중요한 문제로 대두되는 channel 에서는 이 변조 방식이 아주 낮은 Sidelobe level 을 보이므로 적합한 방식이 될 수 있다. 그러므로 스펙트럼 효율이 좋으면서 AM 성분을 감소시킬 수 있는 새로운 변조 방식이나 다른 펄스 형태를 찾는 것이 요청된다.

2-3-2. Correlator receiver 를 채용했을 경우의 probability of error
 수신단에 사용한 receiver 가 그림(6)과 같은 correlator receiver 일때, AWGN(additive white gaussian noise)에 대한 AWQPSK 의 probability of error P_e 는 QPSK 나 MSK 에서 얻어진 것과 똑같은 식(5) [1]으로 얻어졌다. [1]

$$P_e = 2Q(\sqrt{E_s/N_0}) \dots \dots \dots (5)$$

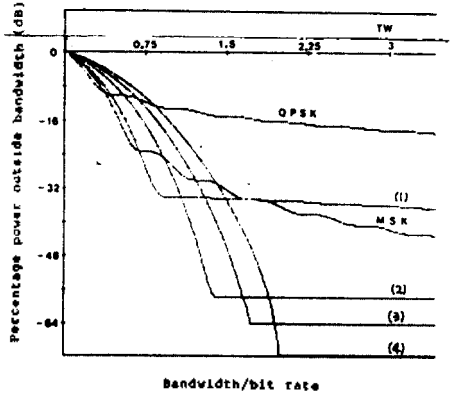


그림(6) correlator receiver 의 block diagram

2-3-3. 스펙트럼 효율(spectral efficiency) [3]
 각 Weighting 함수에 대한 energy 의 분포도를 알기 위해, 임의의 주파수 W 밖에서의 energy 분포 정도를 Parseval's theorem 을 사용하여 simulation 하였다. 전체 energy 에 대한 임의의 주파수 W 밖에서의 energy 비율을 out-of-bandwidth energy 라 정의 할 때, 이는

$$\Delta E = \frac{\int_{\omega} |x(f)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} |x(f)|^2 df} \dots \dots \dots (6)$$

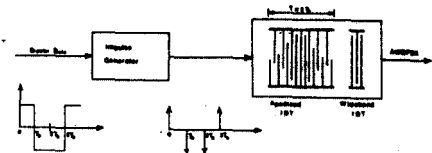
로 표시된다. 따라서 각 Weighting 함수에 대한 out-of-bandwidth energy 는 그림(7)과 같다.



그림(7) 주파수 대역 밖에서의 energy 분포
 (1) h21(t)를 사용한 AWQPSK
 (2) h31(t)를 사용한 AWQPSK
 (3) h41(t)를 사용한 AWQPSK
 (4) h51(t)를 사용한 AWQPSK

3. SAW AWQPSK 변조기 이론 및 설계

본 연구에서는 식(4)과 그림(2)에서 주어진 펄스 형태를 임펄스 응답 h(t) 로 갖는 SAW filter를 설계, 제작하였으며 AWQPSK 변조기 시스템 구성은 그림(8)과 같다



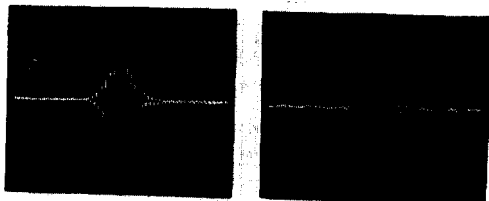
그림(3) SAW AWQPSK 변조기의 구성도

입력 쌍극성 데이터는 임펄스 generator에 의해 데이터 clock 주파수와 같은 비율의 임펄스 열로 변환되며, 각 임펄스는 각각 비정규형 IDT를 입력으로 정규형 IDT를 출력으로 갖는 반성표면파 소자를 구동하게 된다. 입력 비정규형 IDT는 AWQPSK 펄스 형태를 임펄스 응답으로 강도폭 설계했으며, 출력 정규형 IDT를 광대역으로 설계하여 유한 전기변환율을 통해 변조된 신호를 출력하도록 하였다.

입력 데이터 임펄스는 실제로는 유한폭을 갖게 되므로 비정규형 IDT에서 여기되는 편스 형태에 distortion을 일으키게 된다. 즉, 임펄스 폭이 충분히 작지 않은 경우 주파수축 상의 스펙트럼은 임펄스폭에 의해 고주파쪽에서 roll off이 일어난다. 그러므로, 여러개의 sine 함수로 이루어지는 AWQPSK 주파수 스펙트럼에, 중심 주파수 f_c 를 중심으로 저주파쪽과 고주파쪽에 각각 적당한 보상 상수를 곱해 주므로써, 비정규형 IDT의 형태만을 변화시킬수므로써, 유한폭을 갖는 임펄스에 의해 발생하는 distortion을 보상할 수 있다.

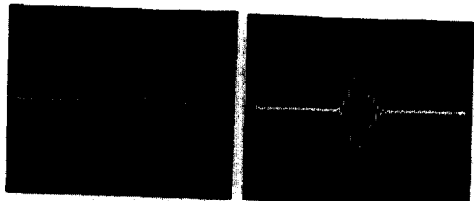
4. 실험 및 결과 고찰

본 논문에서는 반송 주파수 f_c 가 21MHz 이며, 한 bit의 길이 T_b 가 250ns에 인 변조기를, 반성 표면파 소자를 이용하여 설계하였다. 입력 비정규형 IDT는 $T = 2T_b$ 의 길이를 강도폭 설계하였으며 IDT의 Weighting 값들은 펄스 함수 $P(x)$ 를 반송 주파수로 sampling 하여 구했다. 출력 정규형 IDT는 광대역 응답을 갖는 2쌍의 IDT로 설계했다. 이와 같이 제작된 SAW AWQPSK 변조기의 임펄스 응답과 주파수 응답은 그림(9), 그림(10), 그림(11)과 같다.



Hor. 0.2 usec/div
Ver. 0.2 V/div
(a) h12(t)

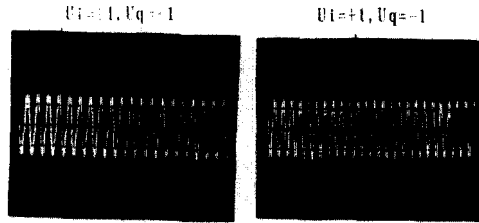
Hor. 0.2 usec/div
Ver. 0.2 V/div
(b) h21(t)



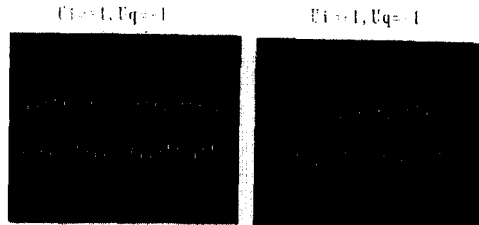
Hor. 0.2 usec/div
Ver. 0.2 V/div
(c) h31(t)

Hor. 0.2 usec/div
Ver. 0.2 V/div
(d) h41(t)

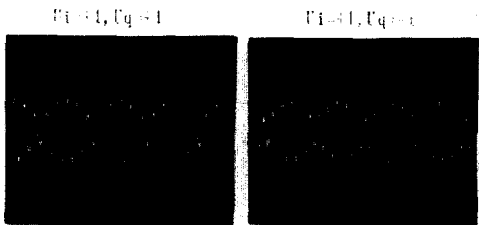
그림(9) 반성 표면파 AWQPSK 변조기 임펄스 응답



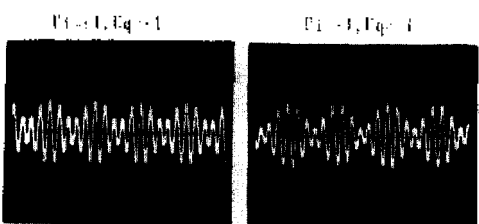
(a) h12(t)



(c) h21(t)

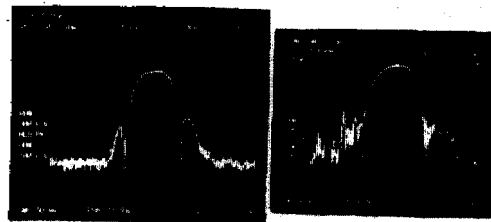


(e) h31(t)



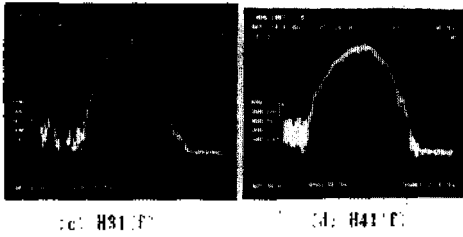
(g) h41(t)

Hor. 0.2 usec/div Ver. 0.2 V/div
그림(10) 반성 표면파 AWQPSK 변조기 출력 신호



(a) H12(f)

(b) H21(f)



Hor. 2 MHz/div Ver. 10 dB/div
 그림 11) 한성 변조와 AWQPSK 변조의 주파수 응답

5. 결론

본 논문에서는 Orthonormal basis sets 으로부터 Truncated cosine 함수 항수를 유도하여 한성 변조와 AWQPSK 변조기의 baseband pulse 에 적용하였다. 이러한 변조기를 제작한 후, 그 특성을 측정할 결과 다음과 같은 결론을 얻었다.

AWQPSK 변조기에 입력되고 있는 임펄스는 유한폭의 펄스폭을 갖고 있다. 또한 입력 IDT 의 폭이 중심 주파수 f_c 에 비해 너무 좁게 설계된 관계로 임펄스 응답에 약간의 distortion 을 가져왔으며, 이에 따라 변조 신호의 포락선의 AM 성분은 시뮬레이션 결과와 다소의 차이를 보이고 있다. 또한 주파수축 상에서의 스펙트럼 sidelobe level 은 시뮬레이션 결과와 같이 항수가 증가함에 따라 현저히 감소된다. 위와 같은 이유로 인해 항수의 증가에 따라 스펙트럼이 좁아져 행되며, 또한 null-null bandwidth N 역시 감소되는 결과를 보였다.

이러한 문제점을 해결하기 위해서, 임펄스의 유한폭에 의한 distortion 은 설계시 입력 IDT 의 주파수 스펙트럼을 보강하며, 또한 입력 IDT 의 길이를 출력 IDT 의 길이 보다 상대적으로 길게 설계하면 이러한 영향을 무시할 수 있다.

SAW 변조기의 입력 Apodized IDT 는 정해진 펄스를 발생시킬 수 있으므로 복잡한 형태의 펄스가 요구되는 RF 변조기로 매우 유용하게 이용할 수 있으며, Truncated cosine 함수 항수를 가지며 항수도 작은 AWQPSK 변조기는 펄스 함수의 가장의 계수를 조정함으로써 Sidelobe Level, better frequency spectral confinement 을 결정할 수 있으며, 설계 channel 의 요구 특성, sidelobe level 에 따라 최적의 파라미터 설정을 결정할 수 있다. 또한 항수 증가에 따라 sidelobe level 이 감소할 수 있다. 따라서 carrier 위상 항수를 사용한 AWQPSK 변조기는 AM 성분 때문에 bandwidth channel 에 의한 손실이 감소되고, bandwidth confinement 이 better level 이므로, 더욱 우수한 특성을 나타내며, 또한 이 시스템에서는 매우 우수한 변조 방식이 됨을 알 수 있다.

참고 문헌

- [1] M.A. Belkaid, D. C. Malocha, "Amplitude-Weighted Quadrature Phase Shift Keying Using SAW Technology," IEEE Trans. Sonics Ultrason., Vol. 32, pp. 791-793, Sep. 1985.
- [2] M.K. Simon, "A generalization of minimum-shift keying(MSK) type signal based upon input data symbol pulse shaping," IEEE Trans. Commun., Vol. 24, pp. 345-356, Aug. 1976.
- [3] R.E. Ziener, R.L. Peterson, "Digital Communications and Spread Spectrum Systems," Macmillan, pp. 53-62, 1985.
- [4] M.C. Austin, M.C. Chang, "Quadrature overlapped raised-cosine modulation," IEEE Trans. Commun., Vol. 29, pp. 237-249, Mar. 1981.
- [5] F.J. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete fourier transform," Proc. IEEE, Vol. 66, pp. 51-83, Jan. 1978.
- [6] D. C. Malocha, C. D. Bishop, "The Classical Truncated Cosine Series Functions with Applications to SAW Filters," IEEE Trans. Ultrason. Ferro. Vol. 34, pp. 75-85, Jan. 1987.
- [7] D. C. Malocha, J. H. Goll, and M. A. Heard, "Design of compensated SAW filter used in a widespread MSK waveform generator," Proc. IEEE Ultrason. Symp., pp. 513-522, 1979.