

回路設計方法

車 均 鉉*

1. 서 론

공업생산의 과정은 설계, 실험해석, 부품제조, 조립 조정, 시험 등의 여러 단계를 거쳐 이루어진다. 이 여러 단계중에 부품제조 조립 시험 등이 우선적으로 실행된다. 이것은 가격경형상 당연한 것이며 성력화(省力化)와 제품관리의 향상에 큰 효과를 거두고 있다. 생산공정의 초기단계에 속하는 설계는 우수한 설계 기술자의 창조력 판단력 및 결단력이 필요하다.

회로설계는 원래 경험적인 설계에서 수학적 모델을 이용한 설계로 바뀌고, 근래에는 컴퓨터를 이용한 설계(CAD)를 하고 있다. CAD의 중요한 의의는 고도의 판단을 요하는 부분은 설계자가 하고 세부 수치계산이나 모델실험의 대부분은 설계자의 명령에 의해 계산기가 하므로써, 기술자의 일은 고도화 되어 효율적인 설계가 가능한 데 있다.

회로설계이론의 역력은 정확히 선을 그어 언제부터 시작되었다고 말할 수 없으나 통신기기 전자기기 등 각종 전기회로 중에 독특한 분야중의 하나인 필터 설계로부터 정립되었다고 하겠다. 필터는 주파수 다중 반송장치에서 신호의 다중화 및 그 역분리 과정에서 가장 중요한 역할을 차지하며 이러한 용도으로써 통과역에서 평탄한 진폭특성을 갖고 감쇠역에서 정해진 감쇠량을 갖는 전송특성이 요구된다. 전신의 발달이나 전화의 발명(1876)에 의해 유선통신이 성해지고 먼거리까지 신호를 보내기 위해 1899년 M.I. Pupin은 유도선분(誘導線分)을 선로의 적당한 간격에 장하(裝荷)시키면 전송손실은 어느 주파수까지는 감소하지만 이 주파수를 초과하면 급격히 증대하는 저역역파작용이 있다는 것을 발견했다. G.A. Cambell은 Pupin의 장하선분의 특성에 근거하여 현재 영상파라미터필터로 알려진 연구를 시작하여 1923년 O.J. Zobel의 분포정수회로의 이론을 기초로 하는 영상파라미터필터의 이론을 완성하였다. 1924년 R.M. Foster에 의해 발표된 리액턴스 정리가, 1931년에는 W. Cauer에 의해 다단계회로망

에 확장되었고 O. Brune은 주어진 함수를 L.C.R.M으로 된 2단자 회로망으로 실현하는 문제를 해결하였다. 이러한 회로망이론이 동작파라미터 필터 설계에 반영되어 동작파라미터 이론이 도입되었다. 1937년 E.I. Norton에 의해 정입력 임피던스 분파기가 제안되었고 1939년에는 S. Darlington, W. Cauer가 특별적으로 설계이론을 완성했다. H.W. Bode는 1933년 기변동화기를 발명했고 1940년에는 절대안정계환증폭기의 회기적인 설계이론을 완성했다. 능동소자의 발명 집적회로의 발명으로 인해 회로가 대형화되고 복잡화됨에 따라 CAD가 사용되었다. 특히 전자회로는 회로망이론, 필터설계이론 과도현상이론 전송회로이론 등과 함께 회로망의 수학적 취급과 각종 능동소자의 등가회로모델이 확립되어 있어 설계규격으로부터 이와 같은 이론을 용이하게 대응시킬 수 있으므로 CAD에 매우 적합한 분야이다. 전자회로의 CAD는 고도로 발전되어 설계의 비교적 초기 단계로부터 회로부품의 선택 및 회로부품정수의 결정, 부품접속문제 등특성의 시뮬레이션과 집적회로 제조과정 및 시험단계에 이르기까지 CAD를 도입하기가 용이하다.

2. 회로설계

인간이 만든 시스템이 정교하고 크기가 커짐에 따라

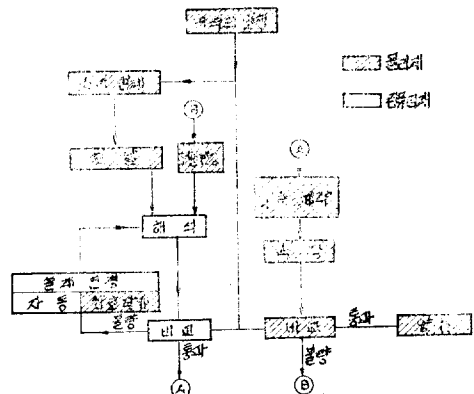


그림 1 회로설계 블록도

* 正會員; 高麗大工大 電子科副教授(當學會編修委員)

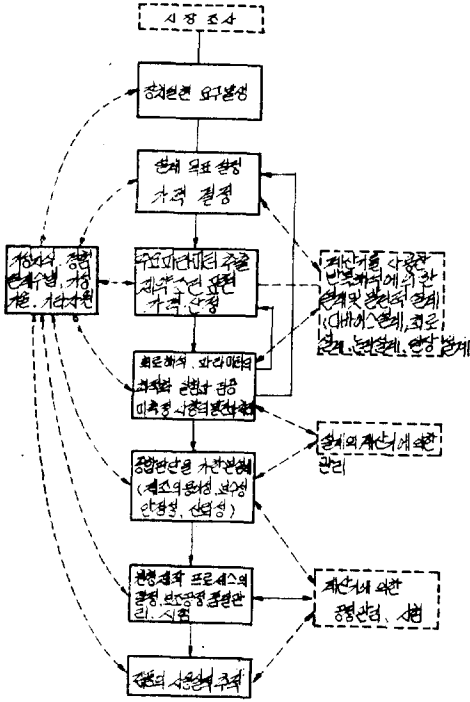


그림 2 전자회로의 CAD와 제조의 관계

제작에 앞서 시스템의 최적설계가 필요하다. 특히 20~50개의 부품을 갖는 이산회로에서 300~3,000개의 부품이 포함된 집적회로의 설계에 있어서는 원형회로설계에 많은 노력을 들이지 않으면 안된다. 회로설계에 대한 블록도가 그림 1에 표시되어 있고, 그림 2는 전자회로의 CAD와 제조와의 관계를 표시한 것이다. 우선 회로설계에 주안한다면 설계상 고려해야 할 점은 회로, 산법, CAD시행으로 나눌 수 있는데 세분하면 표 1과 같다.

기성지식과 경험 설계수법을 이용하여 초기설계가 되던 해석을 하여 비교하게 된다. 해석은 직류, 과도, 교류, 감도해석으로 나눌 수 있다.

직류해석은 트랜지스터, 다이오드의 비선형을 고려한 정상전압과 전류를 구하는 것으로서 능동소자 등의 바이어스 전압을 결정하기 위해 필요하다.

교류해석은 아나로그 신호를 취급하는 전자회로에서는 소신호정현파신호에 대한 회로응답의 주파수특성을 구하는 것이 보통이므로 이것을 계산기로 실행시키는 교류해석프로그램은 대단히 중요하다. 이때 연산내용은 복소변수를 이용한 선형미분방정식의 해를 구하는 것이 기본이 된다.

과도해석은 펄스와 디지털 전자회로에서 소정 펄스 신호에 대한 과도응답의 시간파형을 구하는 프로그램

표 1 회로설계의 고려사항

1. 회로	
설계규격	DC 해석, 과도해석, 교류해석 감도
모 델	선형, 비선형, 대신호, 소신호 직류, 다이내믹, 집중, 분포, 시변, 시불변
2. 산 법	
방정식구성	응답해석, 감도해석
수 치 해	매트릭스방법, 반복방법 적분방법, 근사방법
자 동 설 계	오차합수, 무게합수, 제약조건
3. CAD시행	
프로그램준비	신평수목적프로그램 기존일반목적프로그램
설계모드	시행오차, 자동
상호작용	텔레타이프라이터, 도서

이 유용하다. 이와같은 과도해석 프로그램은 여러가지 개발되어 있으며 주요 내용은 상태변수법에 의한 것이다.

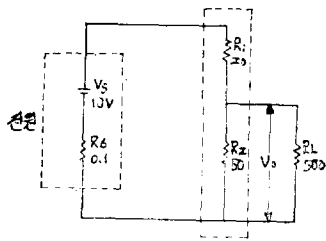
감도는 출력의 특정 부품에 대한 변화를 나타내는 것으로서 Tellegen 정리에 의한 감도해석 프로그램이 있다.

회로의 운락이 잡히고 부품의 공칭치가 결정이 되면 부품값이 허용치 내에서 변화할 때 시스템의 규정성능이 유지되도록 설계를 해야 하는데 이러한 설계법에는 최악조건법 2개파라미터동시변화법(Two-at-a-time parameter), 모멘트법(moment), 몬테칼로법(Monte Carlo)과 경험법(Empirical)이 있다. 설계방법을 예들 들어 설명한다.

[예제 1] 그림 3과 같이 500Ω 부하에 내부저항 0.1Ω의 10V 전원으로 부터 7.0±0.75V의 전압을 공급하려 한다. 부하저항은 ±20%의 변화를 갖는다.

이러한 요구조건 하에서 설계자는 간단한 분압기를 연상할 것이다. 부하변화에 대한 출력전압을 안정시키기 위하여 부하저항의 1/10의 공칭저항을 갖는 병렬가지를 만들고 분압기와 직렬로 연결하는 저항은 20Ω이 된다. 회로설계는 R₁, R₂에 대한 허용치규격을 제외하고는 초기회로 설계는 완성된 것이다. 경제상 저항의 허용차는 큰 것일수록 값이 싸므로 큰 것을 택하려 할 것이나, 너무 크면 출력전압이 규격치와 맞지 않을 것이다.

첫째 단계는 적합한 수학적 모델을 만드는 것이다.



- V_0 7.0VOLTS \pm 0.75 VOLTS
- V_s 10.0VOLTS \pm 5PER CENT
- R_s 0.1 OHMS \pm 30PER CENT
- R_L 500 OHMS \pm 20 PER CENT
- R_1 20 OHMS \pm 10 PER CENT
- R_2 50 OHMS \pm 10 PER CENT

그림 3 간단한 분압기 (4가지 수학적 방법으로 가 변해석을 하려한다.)

출력전압에 대한 수학적 모델은

$$V_0 = \frac{V_s R_2 R_L}{(R_2 + R_L)(R_s + R_1) + (R_2 + R_L)} \dots\dots(1)$$

이 된다.

위 식을 이용하여 출력의 공칭치를 계산하던

$$V_0 = \frac{10 \times 50 \times 500}{(50 + 500)(0.1 + 20) + 50 \times 500} = 6.933V \dots\dots\dots(2)$$

이다.

복잡한 회로에 대해서는 전류 또는 전압에 대한 선립방정식을 풀어야 한다.

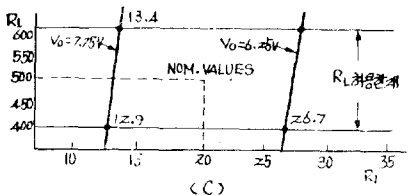
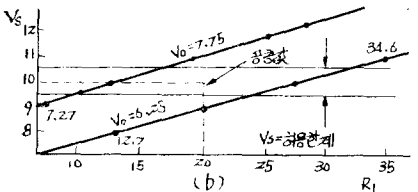
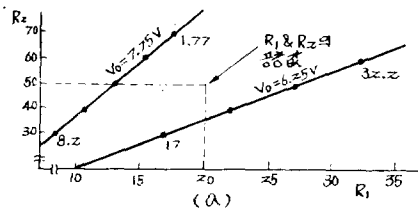


그림 4 예제 1에 대한 schmoos도

(i) 2개 파라미터 동시변화법

이 방법은 초기 허용공차를 결정하는 데 아주 좋은 방법이다. R_1 을 다른 파라미터와 차례로 변화시킨다. R_1 과 R_2 , R_1 과 V_s , R_1 과 V_L 에 대해 점철한 것이 Schmoos plot이다(그림 4). 그림에서 선은 회로가 허용차 내에 들도록 하는 범위를 나타낸다. 각 그림의 안전영역 중심에는 공칭치가 존재한다. 파라미터가 공칭치로부터 멀어지면 전체적인 출력전압 V_0 는 점차적으로 허용차에 접근한다. Schmoos 그림의 왼쪽 선은 V_0 가 7.75V일 때의 파라미터 값이고 오른쪽 선은 V_0 가 6.25V일 때의 파라미터값이다. 이 두선간의 모든 조합이 만족한 동작을 나타낸다. 이 그림에서 R_1 이 가질 수 있는 값은 표 2와 같다. 표에서 *표시는 아직 정하지는 않았으나 R_2 허용치에 의한다는 것을 표시한다. R_1 의 적당한 값은 16.3 Ω 이다. 이 값은 공칭치에서 -3.7 Ω 한 값으로 \pm 18.5%이다. \pm 18.5% 허용치를 그림 4의 (a)에 적용하면 R_2 의 허용범위는 43에서 63 Ω 로서 -14에서 26%이다. 불변파라미터는 공칭치에 놓고 허용치를 구한 것이므로 R_1 R_2 의 허용공차는 \pm 10%로 하는 것이 적합하다.

표 2 R_1 의 허용치

R_1 min	R_1 min	비교파라미터
16.3	24.0	V_s
13.4	26.7	R_L
*	*	R_2

(ii) 최악조건법

허용치가 정해지면 최악조건 시험에 합격하는가를 시험해 본다. 최악조건해석은 출력전압에 대한 식 (1)을 각 파라미터로 편미분한다. 편미분은 출력전압의 파라미터에 대한 편미분치에다 파라미터의 공칭 전압을 곱해주면 정규화 편미분치가 얻어진다(표 3참조). 정규화는(출력전압의 값을 결정하는 데 있어서) 각 파라미터간의 상대적인 중요성이 편미분치의 절대값을 비교하므로써 부과되게 한다.

표 3 출력전압의 각 파라미터에 대한 편미분치

파라미터	편미분치	정규화편미분치
V_s	+0.694	6.94
R_s	-0.1057	-0.01057
R_1	-0.1057	-2.114
R_2	0.0386	1.93
R_L	0.000389	0.1945

최대 V_0 에 대한 최악조건회로는 정의 편미분치를 갖는 파라미터에 대해 허용치의 상한값을 선택하고 부의 편미분치에 대해 허용치의 하한값을 선택하여 구성할 수 있다. 최소 V_0 를 갖는 회로에 대해서는 위와 반대 허용치를 사용하면 된다. 이와 같이 하여 얻은 파라미터 값은 표 4와 같고 이 값을 식 (1)에 대입하면

$$V_{0max}=7.73V \quad V_{0min}=6.13V$$

이다. V_{0max} V_{0min} 의 값을 V_0 의 규격치 7.75V 및 6.25V와 비교하면 최악조건 최대치는 허용되나, 최악조건 최소치는 규격치에서 벗어난다는 것을 알 수 있다. 이 규격치에 들지 못하는 것이 회로에 대해 심각한 것인가는 V_0 가 6.25V보다 작은 확률이 얼마인가를 알아야 결정할 수 있으나 여하간 회로를 규격치에 맞게 하려면 다음과 같이 수정한다.

표 4 최악조건 해석을 위한 파라미터값

파라미터	편 미 분 부 호	최대 V_0 에 대한 최악조건	최소 V_0 에 대한 최악조건
V_s	+	10.5	9.5
R_s	-	0.05	0.15
R_1	-	18	22
R_2	+	55	45
R_L	+	600	400

최악조건 시험에 합격시키려면 허용오차를 줄이던가 공충치를 바꾸어야 한다. 공충치를 변화시키는 것이 허용차를 줄이는 것보다 경제성 면에서 유리하다.

표 3에서 분압저항 R_1, R_2 중에서 R_1 에 관한 편미분 값의 절댓치가 크다는 것을 알 수 있다. 다시 말하면 R_1 이 R_2 보다 V_0 에 큰 영향을 주므로 최악조건시험에 회로가 합격하려면 R_1 을 조정해야 한다는 것을 알 수 있다. 가령 R_1 의 허용차를 $\pm 5\%$ 로 하면 V_0 는 7.62V와 6.25V이므로 최악조건시험에 합격하게 된다.

(iii) 모멘트법

모멘트법은 다음 식과 같은 분산전파식(propagation of Variance)에 근거한다.

$$\sigma_{v_0}^2 = \sum_{j=1}^N \left(\frac{\partial V_0}{\partial P_j} \right)_{\bar{P}_j}^2 \sigma_{P_j}^2 + 2 \sum_{r=1}^{N-1} \sum_{s=r+1}^N \rho_{rs} \sigma_{P_r} \sigma_{P_s} \left(\frac{\partial V_0}{\partial P_r} \right)_{\bar{P}_r} \left(\frac{\partial V_0}{\partial P_s} \right)_{\bar{P}_s} \dots \dots \dots (3)$$

- $\sigma_{v_0}^2 = V_0$ 의 분산
- N = 부품파라미터의 수
- $\sigma_{P_j}^2$ = 부품파라미터의 분산
- \bar{P}_j = 부품파라미터 P_j 의 평균치
- ρ_{rs} = 부품 P_r, P_s 간의 상관계수

$$\left(\frac{\partial V_0}{\partial P_j} \right) = \text{부품의 평균치에서 구한 } V_0 \text{의 파라미터에 관한 편미분}$$

식 (3)은 파라미터와 시스템간에 다음 관계를 표시한다.

a. 시스템성분의 가변도(Variability)는 각 파라미터로부터 가변도 기여의 화이다.

b. 각 파라미터의 기여는 편미분과 분산의 함수이다 모멘트나 몬테칼로법의 단점의 하나는 부품의 가변도를 나타내는 통계자료의 결핍이다.

표 5는 전원에 대한 내부저항과 전압의 측정치이고 그림 5는 주상도표이다. 주상도표는 평균치 근방에 분포된 값으로 윤곽을 볼 수 있으나 파라미터간의 상관관계를 나타내지 못한다. 그림 6은 R_1, R_2, R_L 의 주상도표이다. 이 그림이 그림 5와 다른 점은 발생도수

표 5. 27개 전원의 측정치

Set Number	V_s volts	R_s ohms
1	10.20	0.091
2	10.06	0.087
3	9.76	0.109
4	10.10	0.093
5	9.66	0.127
6	9.84	0.097
7	9.91	0.123
8	10.07	0.112
9	9.82	0.139
10	10.45	0.074
11	7.80	0.120
12	9.91	0.103
13	9.50	0.125
14	9.94	0.105
15	10.01	0.146
16	9.77	0.083
17	9.96	0.117
18	9.88	0.131
19	10.02	0.093
20	9.78	0.147
21	9.76	0.115
22	9.60	0.101
23	10.07	0.142
24	10.15	0.057
25	9.86	0.133
26	9.98	0.128
27	10.27	0.099

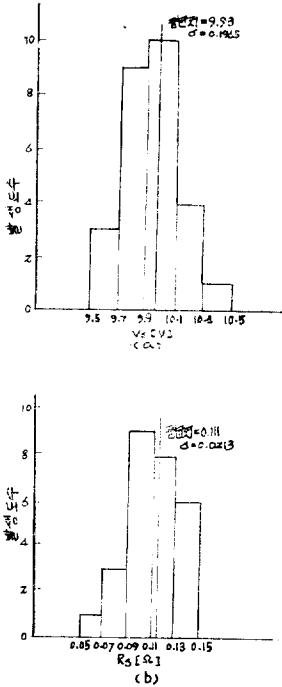


그림 5 표 5의 데이터로 그린 전원의 주상도표
(a) 전압 (b) 내부저항

를 정규화한 것인데 이것은 각 셀(Cell)의 도수를 전체 샘플크기로 나누는 것이다.

모멘트해석을 하려면 각 파라미터의 평균치 분산 상관계수 등을 구해야 한다. 이 데이터는 표 6과 같고 평균치와 표준편차는 그림 5와 6에서 얻은 것이다.

정규화편차는 표준편차를 평균치로 나눈 것이다. 정규화분산은 정규화편차의 제곱이다. 전원의 상관계수는 표 5로부터 구했다.

파라미터의 평균치를 식(1)에 대입하면 출력의 평균치 6.893V를 얻는다. 보기의 분산전파식을 구하기 위한 계산 데이터가 표 7과 같다.

V_0 의 전체 분산은 $0.0368V^2$ 이고 표준편차는 0.1918V이다. 제일 오른쪽 열의 분산은 바로 옆 열의 분산을 전체 분산으로 나눈 것이다. 이 열에서 V_0 의 분산에 제일 많이 기여하는 것은 전원($51.38+0.01-0.37=51.76\%$)이다.

R_2 의 분산은 27.18%로서 R_1 의 분산 20.99%보다 크므로 V_0 의 분산에 더 많이 기여한다. 부하저항은 V_0 의 가변도에는 큰 영향을 미치지 못한다.

모멘트해석의 결과를 해석함에 있어서 출력변수는 정규분포라 가정한다. 이러한 가정은 필요하다. 왜냐하면 평균치와 분산만으로는 도수분포를 결정하기에는 충분하지 못하기 때문이다. 분포가 정규분포라고 가정한다면 불명확물은 규격과 평균치 사이의 차이를 표준편차에 관해 표현함으로써 계산할 수 있다.

$$\text{상한} = \frac{7.75 - 6.893}{0.1918} = \frac{0.857}{0.1918} = 4.47\sigma$$

$$\text{하한} = \frac{6.893 - 6.25}{0.1918} = \frac{0.643}{0.1918} = 3.35\sigma$$

정규분포에 대한 표준표는 특정한 종 모양의 곡선에서 4.47σ 이상의 면적은 0.0000039이고 3.36σ 이하의

표 6. 모멘트해석을 위한 데이터

파라미터	평균치	표준편차	정규화 표준편차	정규화 분산	상관계수
V_s	9.93 volts	0.1965	0.0198	0.000393	-0.4474
P_s	0.111 ohms	0.0213	0.1915	0.0367	
R_1	19.90 ohms	0.829	0.0416	0.00173	
R_2	50.16 ohms	2.59	0.0518	0.00268	
R_L	480.5 ohms	38.8	0.0808	0.00652	

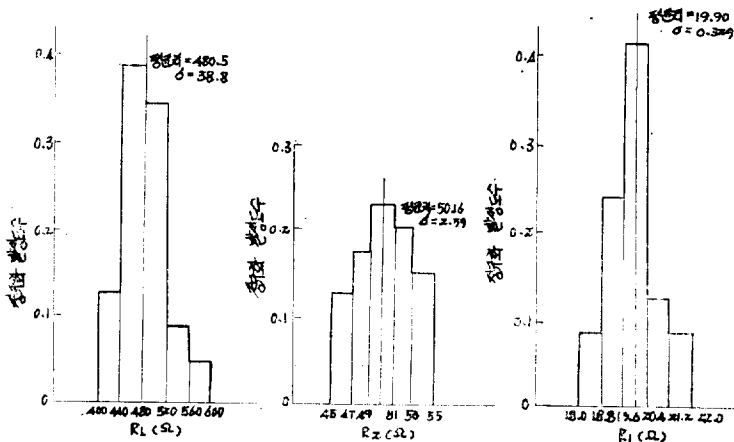


그림 6. 분압기의 각부품의 주상도표

표 7. 분산전파식의 계산

	A	A ²	B	C	A ² BC	A ² BC
파라미터	$\left(\frac{\partial V_0}{\partial P_N}\right)_n$		$(\sigma^2 P_N)_n$	상관계수		$\sigma^2 V_0$
V _s	+6.94	48.1	0.000393	—	0.0189	0.5138
R _s	-0.01057	0.0001116	0.0367	—	0.0000041	0.0001
R ₁	-2.114	4.47	0.00173	—	0.00774	0.2099
R ₂	+1.98	3.73	0.00268	—	0.010	0.2718
R _L	+0.1945	0.0378	0.00652	—	0.0000247	0.0007
V _s	+6.94		0.1965*	-0.4474	0.00012977	0.0037
R _s	-0.01057		0.0213*			
					$\sigma^2 V_0=0.03681$	1.000
*표준편차					$\sigma V_0=0.1918$	

면적은 0.0004041이다. 그러므로 불량확률 P_f는

$$P_f = 0.0000039 + 0.0004041 = 0.000408$$

이고 성공확률 P_s는

$$P_s = 1 - P_f = 0.999592$$

이다.

이 회로에 대한 성공확률을 파라미터값을 조정하므로서 약간 개선시켜 0.75/0.1918=3.91σ P_f=0.0000524 P_s=0.9999476 만큼 가장 큰 편미분값을 갖는 R_L을 변화시키면 감도는

$$\Delta R_L = \frac{\Delta V_0}{\left[\frac{\partial V_0}{\partial R_L}\right]_n} = \frac{7.00 - 6.893}{-2.114} = \frac{0.107}{-2.114} = -0.0506$$

이므로 R_L을 5% 감소시키면 새 공칭치 19Ω을 갖게되며 V₀는 약 7.00V가 된다.

설계자는 R₁의 허용차를 10%에서 5%로 감소시켜 설계를 개선시킬 수 있다. R₁의 분산은(도수분포를 모른다고 가정) 3σ를 허용차로 놓고 계산할 수 있다.

이것은 만약 분포가 정규분포라면 전체 수의 99.73%가 허용차 내에 든다는 것을 의미한다. 그러므로

$$\sigma/R_1 = 0.05/3 = 0.0167 \quad \sigma^2/R_1 = 0.000277$$

인 새 값을 0.00173 대신에 분산전파식을 계산하는 데 사용하면 전압의 전체분산은 0.0303V²이고 표준편차는 0.174V이다. 새로운 분포범위는

$$0.75V/0.174V = 4.30\sigma$$

이고 P_s는 0.999983이다. 이렇게 구한 P_s는 비교를 위한 것이고 신뢰도를 구하기 위한 것은 아니다.

(iv) 몬테칼로법

몬테칼로해석은 랜덤하게 선택한 부품으로 이루어진 다수회로의 경험적 구성에 대한 컴퓨터 시뮬레이션이

다. 몬테칼로 해석을 하려면 실제 분포로 채워진 통(bin)으로부터 구성부품을 랜덤하게 선택하는 과정을 시뮬레이션하는 방안이 고안되어야 한다. 단(單)파라미터부품에 대해서는 0과 1간의 랜덤수를 발생하는 것이다. 이 랜덤수는 누적도수분포로부터 셀(cell)을 선택한다. 이 셀의 중간값이 파라미터 값이다.

표 8은 분압기에 의한 단파라미터부품에 대한 누적도수분포이다.

표 8. 예제 회로에서 단파라미터부품에 대한 누적도수분포

파라미터	셀 한계	셀중앙값	누적도수분포
R ₁	18.0—18.8	18.4	0.087
	18.8—19.6	19.2	0.348
	19.6—20.4	20.0	0.783
	20.4—21.2	20.8	0.913
	21.2—22.0	21.6	1.000
R ₂	45.47	46	0.143
	47.49	48	0.343
	49.51	50	0.600
	51.53	52	0.829
	53.55	54	1.000
R _L	400—440	420	0.130
	440—480	460	0.522
	480—520	500	0.870
	520—560	540	0.957
	560—600	580	1.000

R_1 에 대한 랜덤수가 0.603이라면 이 수는 0.348과 0.783사이에서 떨어지므로 이것은 셀(set)에 대한 도수분포의 하한과 상한이며 중간 값은 20Ω이다. 이 값이 수학모델에 넣는 값이다. 선택과정은 각 파라미터부품에 대해 반복된다.

이 과정은 다(多)파라미터부품에 대해서는 만족하지 못한다. 왜냐하면 파라미터간의 내부의존을 제공하지 못하기 때문이다. 다 파라미터 부품에 대해서는 이들 파라미터값을 셀트루 묶어기록하므로써 상관을 선택과정에 넣는다. 일련번호를 셀의 전체수로 나누어 0과 1사이의 인덱스수(index number)를 만든다. 랜덤하게 발생한 수는 가장 가까운 인덱스수를 선택하는데 사용하고 인덱스수로 한 셀의 값을 얻게 된다.

결국 랜덤하게 선택한 파라미터 값을 수식모델에 넣어 요구하는 회로성능 파라미터를 풀게되며 본 예제에서는 V_0 를 구하게 된다.

컴퓨터가 이 루틴을 자동적으로 여러번 반복하여 회로출력에 대한 분포를 구성하는데 충분한 가변도 데이터가 얻어진다. 이 분포의 모양으로부터 설계자는 회로 성능의 가변도에 대한 비교적 완전한 정의를 내릴 수 있다.

그림 7은 분압회로의 몬테칼로 해석을 주상도표로 나타낸 것이다. 503셀의 파라미터를 랜덤하게 선택하여 V_0 를 503번 계산한 것이다. 출력전압은 6.40에서 7.50V 사이에 있으므로 규격치 내에 있다. V_0 의 평균치는 6.878이므로 모멘트해석에서 얻은 평균치 6.893과 거의 비슷하다.

표준편차 0.205도 모멘트법으로 얻은 0.1918과 거의 비슷하다. 몬테칼로해석에서는 결과의 해석이 특정 분포의 모양에 의존하지 않는다. 왜냐하면 모양이 분명히 정의되기 때문이다.

몬테칼로해석은 분압기가 적당한 신뢰도를 갖는다는 것을 보여준다. 만약 신뢰도가 적당하지 않다면 몬테칼로 해석은 어디서부터 파라미터값을 수정해야 하는

지에 대한 정보는 적다.

지금까지 간단한 회로를 예제로 회로모델과 규격으로부터 초기설계방법과 오차해석 및 감도해석과 재설계에 이르기까지 설계순서를 설명하였다. 간단한 회로에 대해서는 수학적모델을 세우기 용이하나 복잡한 회로에 대해서는 그래프이론을 이용하여 매트릭스로 수학모델을 세운다. 그래프이론을 이용한 회로해석방법은 참고(1)에 자세히 설명되어 있으며 이책을 참고하기 바란다.

3. CAD 최적화설계

고전회로합성방법은 실제적설계규격을 따라 단계적으로 설계하게 되며 설계자가 결정해야할 사항은 지탄되어 있다. 근래에는 능동소자의 개발로 인하여 고전적인 설계방법을 택하지 않고 반복최적기법을 택하고 있다. 회로에서 최적이란 최소수의 소자로 표시된 회로의 경제성을 말한다. 설계자가 고전적방법대신에 최적기법을 택하는 이유는 무엇인가? 여기에 대한 간단한 해답은 모든규격이 고전적인 방법으로는 전부만족될수 없기 때문이다. 예를들면 동화기의 감쇠나 지연은 시스템의 측정손실이나 지연왜곡을 보상하도록 설계해야 한다. 이러한 왜곡은 수포나 그래프로 제시되는 불규칙주파수함수이다. 이러한 조건을 만족하는 처방은 없다.

더욱 난처한 입장은 설계규격이 고전적인 방법으로 설계할 수 있는 범위에 든다하더라도 회로는 회로구성이나 소자의 제약조건을 만족해야 한다. 공통제약조건은 기생발진 스트레인커패시턴스, 스트레인인덕턴스 등이다. 트랜지스터 터널라이오드 등이 있는 능동회로만의 설계시에는 등가회로가 개입되어야 하고 모노리틱 집적회로의 설계시에는 10~50,000Ω의 저항과 5~1,000PF의 커패시터의 수동소자가 존재하므로 이러한 회로를 고전적인 회로설계방법으로는 설계할 수 없다.

반복최적화설계기법의 장점은 유연성에 있다. 이기법은 모든 제약조건을 포함시킬 수 있고 상이한무게를 갖는 여러가지조건과 화해하는 타협적인 해를 얻을 수 있고 능동소자나 비선형기생(parasitics) 및 소자의 값이나 형에부과되는 모든 제한에 적용한다.

단점은 최적화 컴퓨터프로그램의 방대함과 복잡성이다. 그리고 모든 최적화기법의 일반적인 단점은 프로그램이 절대최적(absolute or global optimum)에 수렴하느냐하는 것이다. 때로는 상대최적(local optimum)에 접근한것을 절대최적으로 오인하는 수가 있다.

고전적인 설계방법과 최적화설계의 상대적인 장단점을 요약한다면 최적화기법은 고전설계의 대치가 아니

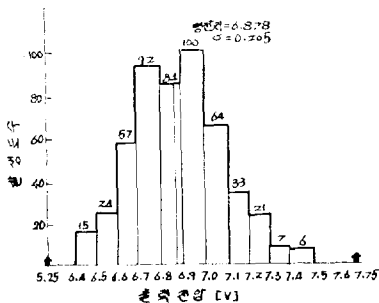


그림 7. 예제 1에 대한 몬테칼로 해석결과와 주상도표

라 보완이다.

타원필터(elliptic filter)를 최적화기법으로 설계하는 것은 경제적으로 불합리하고 집적회로멀티바이브레이터를 고전적인 합성방법으로 설계하는 것은 불가능하다.

간단히 말해서 최적화기법은 고전설계기법으로 다룰 수 없는 설계문제에 사용될 수 있다.

회로설계문제는 (i) S평면이나 극영점설계 (ii) 주파수영역설계 (iii) 비선형 DC 설계로 나눌수 있는 데 여기서는 S평면에서 계수계칭 방법으로 반복설계하는 방법을 예제를 들어 설명한다.

[예제 2] 회로망함수 T(S)가 다음과 같이 주어졌다

$$T(S) = \frac{1}{\sum_{i=0}^{n-1} a_i S^i}$$

여기서 r=n개의 회로소자를 조정하여 a_i셀의 계수를 실현하려 한다. 오차함수를 다음과 같이 정의한다.

$$f_{i+1} = a_i - b_0 \hat{a}_i \quad i=0, 1, 2, \dots, n-1 \dots\dots\dots(4)$$

여기서 b₀는 미지수이다. f=0가 되면 셀 a_i는 b₀내에서 실현된다. 식 (4)는 n개의 미지계수 a_i b₀를 갖는 n개의 비선형방정식이 된다. 이계수들은 회로소자 값 P_j의 함수라고 생각할 수 있다. 그러므로 식(4)를 선형화하여 Newton의 반복공식을 세우면

$$\sum_{j=1}^r \frac{\partial f_i}{\partial P_j} \Delta P_j + \frac{\partial f_i}{\partial b_0} \Delta b_0 = -f_i \quad i=1, 2, \dots, n \dots\dots(5)$$

또는

$$\sum_{j=1}^r \frac{\partial a_i}{\partial p_j} \Delta p_j - \hat{a}_i \Delta b_0 = -a_i + b_0 \hat{a}_i \quad i=1, 2, \dots, n-1 \quad (6)$$

이 된다.

위의 방법은 한예이고 이외에도 여러가지 방법이 있다.

4. 결 언

회로해석은 전자장치의 기본이 되는 것이며 장치가 정교할수록 회로도 복잡해지며 근래에는 IC와 스위칭 이론의 발달로인해서 회로해석 및 설계법도 점차 다양화하고 있다. 그러나 설계방법의 기초는 불변한 것이며 따라서 설계자는 Darlington, Cauer 등의 고전적 합성법으로부터 오차설계 최적설계에 이르기까지 광범위한 것을 숙지해야 할 것이다. 최적화설계에 대해서는 본지에서는 상세히 다루지 않았는데 이에 대해서는 다음 기회에 상세히 다루기로 하고 독자는 여러 참고서적이 많이 있으므로 이책들을 참고하고 바란다.

참 고 문 헌

- (1) E.S. Kuh & C.A. Desor, Basic Aicuit Theory McGraw, Hill
- (2) 電子通信學會 電子回路의 CAD, コロナ社
- (3) Calahan, Computer Aided Network Design, McGraw-Hill 1972
- (4) G.C. Temes, D.A. Calahan, Computer Aided network optimization-The State of the Ait, PROC, IEEE Nov. 1967
- (5) D.G. Mark, L.H. Stember Jr, Variability Analysis, Electrotechnology july 1965