

평면 구조의 마이너스 군지연 회로 설계

A Planar Implementation of a Negative Group Delay Circuit

정용채 · 최흥재 · Girdhari Chaudhary · 김철동* · 임종식**

Yongchae Jeong · Heungjae Choi · Girdhari Chaudhary · Chul Dong Kim* · Jongsik Lim**

요 약

본 논문에서는 기존에 제안된 일반적인 집중 소자 마이너스 군지연 회로가 설계시 사용 가능한 소자 값이 제한되어 있다는 점에 착안하여 마이너스 군지연 회로(Negative Group Delay Circuit: NGDC)를 평면 구조로 설계할 수 있는 방법에 관하여 제안한다. 몇 가지 형태의 집중 소자 회로를 해석하여 마이너스 군지연 특성을 얻을 수 있는 조건을 분석하고, 이를 수식화하여 설계에 이용할 수 있도록 하였다. 또한 전송 선로 공진기의 개념을 도입하여 집중 소자를 분산 소자로 변환할 수 있도록 하였다. 설계 예시로써, 군지연 시간이 -8 ns인 집중 소자 및 평면 구조의 1단 NGDC를 설계하여 비교하였다. 상용 주파수 대역 내에서 엄격한 평탄도 요구 조건을 만족시키는 마이너스 군지연 응답을 얻기 위하여, WCDMA(Wideband Code Division Multiple Access) 하향 대역에서 총 군지연 시간이 -5.6 ns, 삽입 손실이 -0.2 dB, 대역폭이 30 MHz($2.125 \sim 2.155$ GHz)이며, 해당 대역 내에서 삽입 손실 평탄도가 0.1 dB, 군지연 평탄도가 0.5 ns 이내인 평면 구조 2단 NGDC를 제작하였다. 제안하는 NGDC의 유용성을 검토하기 위하여 간단한 신호 상쇄 루프에 대한 실험을 수행하였으며, 뛰어난 신호 상쇄 효과를 얻을 수 있었다.

Abstract

In this paper, a planar structure negative group delay circuit(NGDC) is proposed to overcome the limited availability of the component values required for the prototype lumped element(LE) NGDC design. From the prototype LE circuit analysis, general design equations and the conditions to obtain the NGD are derived and illustrated. Then the LE circuit is converted into the planar structure by applying the transmission line resonator(TLR) theory. As a design example, the LE NGDC and the proposed planar structure NGDC are designed and compared. To estimate the commercial applicability, 2-stage reflection type planar NGDC with -5.6 ns of total group delay, -0.2 dB of insertion loss, and 30 MHz of bandwidth together with 0.1 dB and 0.5 ns of the magnitude and group delay flatness, respectively, for Wideband Code Division Multiple Access(WCDMA) downlink band is fabricated and demonstrated. Also, to show the applicability of the proposed NGDC, we have configured a simple signal cancellation loop and obtained good loop suppression performance.

Key words : Negative Group Delay, Planar Structure, Signal Cancellation, Transmission Line Resonator

I. 서 론

최근에 마이너스 군지연이라는 흥미로운 개념에 대한 실험적인 입증과 전기전자 회로를 통한 접근

「이 논문은 2008년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국학술진흥재단의 지원을 받아 수행된 연구임(KRF-2008-313-D00805), 전북대학교 정보통신공학과 및 반도체설계교육센터(IDEC WG)(Dept. of Info. & Comm. Engineering, Chonbuk National University) *세원텔레텍(주)(Sewon Teletech. Inc.)

**순천향대학교 정보기술공학부(Dept. of Information Technology, Soonchunhyang University)

· 논문 번호 : 20091029-125

· 교신저자 : 정용채(e-mail : ycjeong@chonbuk.ac.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 1월 7일

방법이 제안되었다. 마이너스 군지연(Negative Group Delay: NGD)은 일반적인 신호 전달 조건에서는 나타나지 않는 독특하고 때로는 혼동되는 개념이기도 하다. 이와 유사한 현상에 관하여 비정상적인 확산 특성이 일어나는 특정 주파수 대역에서 군속도가 진공 상태에서 빛의 속도 c 보다 크거나 심지어 음의 값을 갖는 현상이 관찰되었으며, 이를 초광속 효과라고 정의하였다^{[1]~[4]}. 이러한 초광속 현상을 전기전자 회로에 적용하고자 하는 다양한 시도가 보고되었다^{[5],[6]}. 또한 참고문헌 [7]에서는 마이너스 군지연 시간을 갖는 마이너스 군지연 회로(Negative Group Delay Circuit: NGDC)를 피드포워드 증폭기 시스템에 적용한 연구 결과가 보고되었다. 그러나 중심 주파수가 500 MHz인 대역에서 2 MHz의 주파수 폭을 갖는 2-tone 신호로 이루어진 이 실험은 신호대역폭이 상용 기지국용으로는 너무 좁고, NGDC의 입/출력 반사 특성이 불량하였으며, 집중 소자로 구현된 NGDC의 소자 값을 상용 소자로 정확히 구현할 수 없다는 단점이 존재하였다. 또한 정성적인 설계만이 소개되었고, NGD를 얻을 수 있는 일반적인 회로 합성식이 제시되지 않은 문제점도 있었다.

본 논문에서는 기존의 NGDC의 문제점을 극복하기 위하여, 먼저 집중 소자를 이용한 몇 가지 형태의 회로를 분석하여 마이너스 군지연 특성을 얻을 수 있는 조건을 유도하였다. 또한 전송 선로 공진기의 개념을 적용하여 평면 구조의 분산 소자 마이너스 군지연 회로 설계 방법을 제안하였다. 마지막으로 반사 계수 특성을 개선하기 위하여 90° 하이브리드를 이용하여 반사형 구조의 NGDC를 설계하고 그 결과를 제시하였으며, NGDC의 유용성을 보이기 위해 간단한 신호 상쇄 루프를 제작하여 신호 상쇄 특성을 보였다.

II. 반사형 NGDC의 해석 및 합성

ϕ 가 회로의 전달 위상 응답, ω 는 각주파수라고 할 때 NGD는 군지연 시간을 표현하는 식 $\tau_g = -d\phi/d\omega$ 의 부호가 음의 값을 갖는다는 사실을 의미한다. 이는 양의 군지연 시간을 갖는 일반적인 회로와 임의의 마이너스 군지연 시간을 갖는 NGDC를 합성할 경우, 시스템을 통과하는 신호의 전달 시간을 조절할

수 있다는 사실을 의미한다. 신호 전달 시간 조절은 여러 마이크로웨이브 및 초고주파 회로 및 시스템 설계에 있어서 다양하게 응용될 수 있을 것이다.

전달형 transmittive parallel(TP) 구조와 전달형 transmittive series(TS) 구조의 마이너스 군지연 회로에 대한 설계식은 참고문헌 [8]에서 분석이 되어 있다. 그림 1에 나타난 것과 같이 전달형과 반사형 사

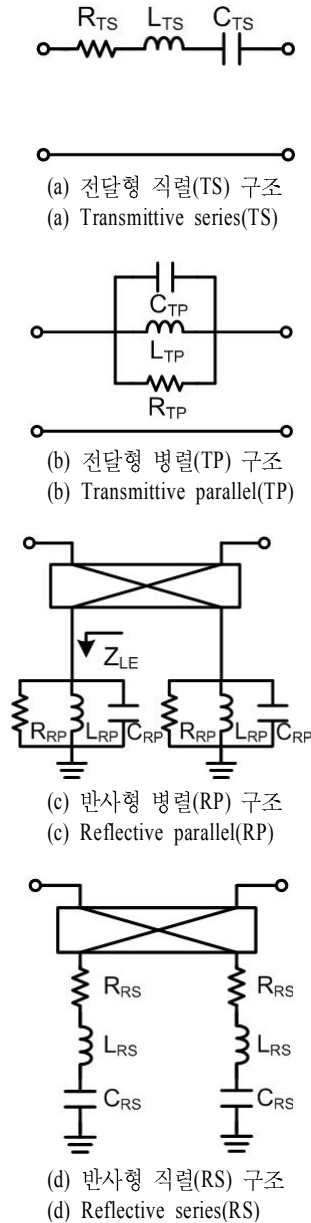


그림 1. 집중 소자 마이너스 군지연 회로
Fig. 1. Various types of lumped element NGDC.

이의 주요한 차이점은 전달형은 2단자 회로이므로 π 형 또는 T형 회로의 형태로 구현이 가능하나, 반사형은 1단자 회로이므로 90° 하이브리드 또는 서큘레이터와 함께 구현되어야 한다는 점이다. 기존 연구 결과를 보면 전달형은 입/출력 반사계수 특성이 좋지 못한 반면에, 반사형은 광대역 회로 설계에 적합하도록 입/출력 정합 특성이 매우 뛰어나다.

2.1 집중 소자 반사형 병렬 / 반사형 직렬 NGDC

그림 1(c)는 집중 소자(Lumped Element: LE)로 이루어진 반사형 병렬(Reflective Parallel: RP) NGDC, 그림 1(d)는 반사형 직렬(Reflective Series: RS) NGDC를 보여준다. NGDC의 기본적인 구조는 LC 병렬 또는 직렬 회로에 신호 감쇄를 통해 NGD를 얻기 위한 저항 R 이 연결된 구조이다. 직렬과 병렬 회로의 해석 과정이 유사하기 때문에 본 연구에서는 반사형 병렬 NGDC만을 다룰 것이다. 그림 1(c)에서 90° 하이브리드의 종단 어드미턴스를 Y_0 라고 가정할 때 $R_{RP}L_{RP}C_{RP}$ 회로의 입력 어드미턴스(Y_{LE})는 식 (1)과 같이 유도된다.

$$Y_{LE} = \frac{\omega L_{RP} - jR_{RP}(1 - \omega^2 L_{RP}C_{RP})}{\omega L_{RP}R_{RP}} \quad (1)$$

식 (1)을 이용하여 $R_{RP}L_{RP}C_{RP}$ 회로에 대한 반사 계수 Γ_{LE} 의 진폭과 위상 성분을 식 (2)와 같이 각주파수 ω 에 대한 일반식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \Gamma_{LE} &= \frac{Y_0 - Y_{LE}}{Y_0 + Y_{LE}} \\ &\cong \left| \frac{Y_0 - Y_{LE}}{Y_0 + Y_{LE}} \right| \angle \phi_{LE} \\ &= \frac{\sqrt{[(R_{RP}Y_0 - 1)\omega L_{RP}]^2 + [(\omega^2 L_{RP}C_{RP} - 1)R_{RP}]^2}}{\sqrt{[(R_{RP}Y_0 + 1)\omega L_{RP}]^2 + [(\omega^2 L_{RP}C_{RP} - 1)R_{RP}]^2}} \angle \phi_{LE} \end{aligned} \quad (2)$$

이때 간략화된 반사 계수의 위상 성분은 식 (3)으로 표현된다.

$$\begin{aligned} \phi_{LE} &= -\tan^{-1} \left(\frac{(\omega^2 L_{RP}C_{RP} - 1)R_{RP}}{(R_{RP}Y_0 - 1)\omega L_{RP}} \right) \\ &\quad - \tan^{-1} \left(\frac{(\omega^2 L_{RP}C_{RP} - 1)R_{RP}}{(R_{RP}Y_0 + 1)\omega L_{RP}} \right) \end{aligned} \quad (3)$$

군지연을 구하기 위하여 식 (3)을 각주파수 ω 에 대하여 미분을 취한 후 공진 주파수 조건($\omega_o^2=1/L_{RP}C_{RP}$)을 대입하면 식 (4)와 같은 군지연 시간을 얻을 수 있다.

$$\tau_{LE} \Big|_{\omega=\omega_o} = - \frac{d\phi_{LE}}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_o} = \frac{4R_{RP}^2 Y_0 C_{RP}}{(R_{RP}Y_0)^2 - 1} \quad (4)$$

공진 주파수에서 군지연 시간은 저항 R_{RP} 과 캐패시터 C_{RP} 에 대한 함수로 표현되며, NGD는 식 (4)가 0보다 작은 경우이므로, $0 < R_{RP}Y_0 < 1$ 인 조건이 만족될 때에 NGD를 얻을 수 있다. Y_0 는 일반적인 90° 하이브리드의 종단 어드미턴스로서 $Y_0=1/50$ mho이며, 결과적으로 NGD를 얻기 위한 조건인 $0 < R_{RP} < 50$ 을 유추해낼 수 있다. $R_{RP} > 50$ 인 범위에서는 일반적인 양의 군지연 특성이 나타난다. 또한 공진 주파수($\omega = \omega_o$)에서 $R_{RP}L_{RP}C_{RP}$ 회로의 반사 계수 값을 식 (2)로부터 식 (5)와 같이 저항 R_{RP} 에 대한 함수로 표현할 수 있다.

$$\Gamma_{LE} \Big|_{\omega=\omega_o} = \frac{1 - R_{RP}Y_0}{1 + R_{RP}Y_0} \quad (5)$$

직관적 이해를 위해 식 (4)와 (5)를 이용하여 C_{RP} 와 R_{RP} 에 따른 군지연 시간과 반사계수를 MATLAB으로 연산하였고, 이를 3차원 표현으로 그림 2에 나타냈다. 그림 3(a)와 (b)는 R_{RP} 와 C_{RP} 의 범위 중에서 NGD를 얻을 수 있는 사분면만을 표현한 그림이다. 각 변수들과 NGD 사이의 상관 관계를 파악하기 위하여 그림 2의 R_{RP} 축과 C_{RP} 축에 대한 단면을 그림 3에 도시화 하였다. 앞에서 예상한 바와 같이 NGD의 절대값은 $R_{RP} < 50$ 였던 범위 내에서 R_{RP} 와 C_{RP} 에 비례한다.

그림 1(c)의 $R_{RP}L_{RP}C_{RP}$ 회로의 반사계수는 RP NGDC의 전달 계수를 뜻하므로, 식 (5)에 표현된 반사 계수가 반사형 병렬 NGDC의 삽입 손실을 의미한다. 식 (4) 또는 그림 3에 의하면 NGD의 절대값은 저항값 R_{RP} 에 비례하며, 식 (5)에 의하면 반사형 병렬 NGDC의 삽입 손실 또한 저항값 R_{RP} 에 비례함을 알 수 있다. 따라서, NGDC 설계시 삽입 손실과 요구되는 NGD의 값에 따라 적절한 trade-off가 이루어져야 한다. 그러나 NGDC에서 발생하는 신호의 감쇄 또는 삽입 손실은 소신호 이득 증폭기로 보상이 가

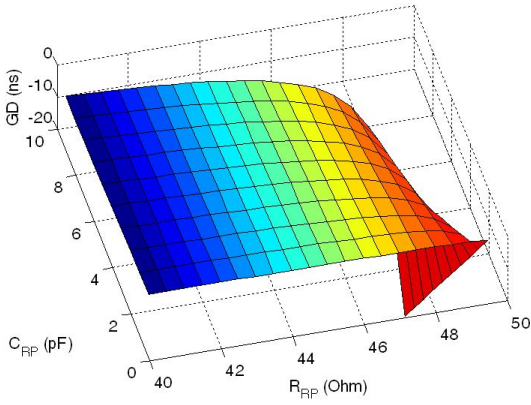


그림 2. 저항(R_{RP})과 커패시턴스(C_{RP}) 조건 변화에 따른 반사형 병렬 구조 NGDC의 마이너스 군지연 응답

Fig. 2. Group delay response of the reflective parallel NGDC according to R_{RP} and C_{RP} .

능하다. 본 연구에서는 +0.5 ns 이하의 작은 군지연 시간을 발생시키는 소신호 이득 증폭기 소자를 선택함으로써, 소신호 이득 증폭기로 손실이 보상된 NGDC의 전체 전달 시간이 여전히 마이너스 값을 갖도록 만들어 주었다. 상용 집중 소자를 이용한 초고주파 회로의 단점은 회로 구현 시 사용 가능한 소자 값이 제한된다는 점이다. 본 논문에서는 공진 특성을 갖는 LC 회로를 사용하므로, 전송 선로 공진기의 개념을 이용하여 집중 소자를 분산 소자 형태로 변환하였다.

2-2 평면 구조 반사형 병렬 / 반사형 직렬 NGDC

초고주파 회로 설계에서, 종단이 개방 또는 단락된 $\lambda/4$ 또는 $\lambda/2$ 길이의 전송 선로는 파장에 대응되는 특정 주파수의 공진기로 이용될 수 있다^[9]. 그림 4(a)와 (b)는 분산 소자로 변환된 평면 구조 반사형 병렬 및 반사형 직렬 NGDC를 보여준다. 그림 4(a)의 회로는 그림 1(a)의 $L_{RP}C_{RP}$ 회로가 분산 소자로 등가 변환된 회로이며, 그림 4(b)의 회로는 그림 1(b)의 $L_{RS}C_{RS}$ 회로가 분산 소자로 등가 변환된 회로이다. 회로의 크기 때문에 $\lambda/2$ 길이의 전송 선로는 제외하고 $\lambda/4$ 길이를 이용하는 경우만 고려했다. 일반적으로 개방/단락 종단의 두 경우 $\lambda/4$ 의 홀수 배에 해당되는 전기각을 갖지만 회로의 소형화를 위하여 $n=1$ 로 제한하였다.

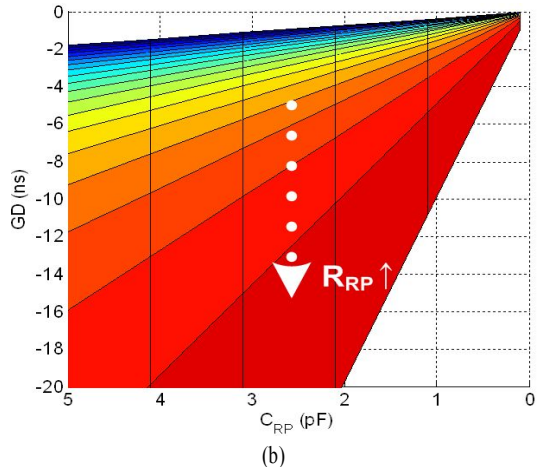
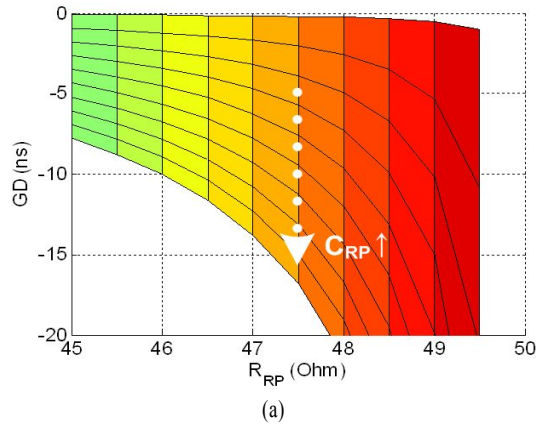


그림 3. (a) $R_{RP}-C_{RP}$ 변화에 따른 NGD 추세, (b) $C_{RP}-R_{RP}$ 변화에 따른 NGD 추세

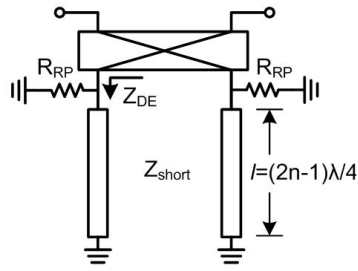
Fig. 3. (a) NGD according to $R_{RP}-C_{RP}$ variation, (b) NGD according to $C_{RP}-R_{RP}$ variation.

그림 4(a)는 $\lambda/4$ 단락 전송 선로로, (b)는 $\lambda/4$ 개방 전송 선로로 정의한다. α 가 감쇄 상수, β 가 전파 상수를 나타낼 때 임의의 길이 l 을 갖는 단락 전송 선로의 입력 임피던스는 다음과 같이 표현된다.

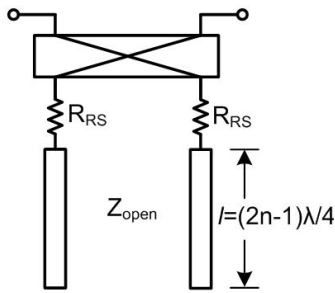
$$\begin{aligned} Z_{DE} &= Z_{short} \tanh(\alpha + j\beta)l \\ &= Z_{short} \frac{1 - j \tanh \alpha l \cot \beta l}{\tanh \alpha l - j \cot \beta l} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $\omega = \omega_0$ 일 때 $l = \lambda/4$ 이고, $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$ 라고 하면, 코탄젠트 함수는 식 (7)과 같이 변환할 수 있다.

$$\begin{aligned} \cot \beta l &= \cot \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\pi \Delta \omega}{2\omega_0} \right) \\ &= -\tan \frac{\pi \Delta \omega}{2\omega_0} \cong \frac{-\pi \Delta \omega}{2\omega_0} \end{aligned} \quad (7)$$



(a) 반사형 병렬(RP) 구조
(a) Reflective parallel(RP) structure



(b) 반사형 직렬(RS) 구조
(b) Reflective series(RS) structure

그림 4. 분산 소자 반사형 마이너스 균지연 회로
Fig. 4. Distributed element reflective NGDC.

여기서 $x \ll 1$ 일 때 $\tan(x) \approx x$ 인 근사화 조건을 이용하였다. 식 (6)과 (7)을 이용하여 구한 전송 선로의 입력 임피던스는 식 (8)과 같이 정리된다.

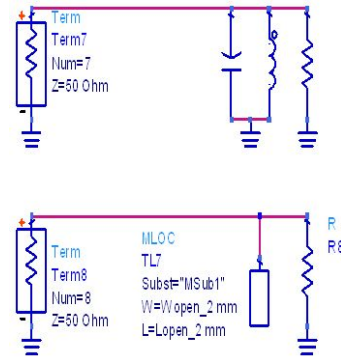
$$Z_{DE} = \frac{Z_{short}}{\alpha l + j\pi\Delta\omega / 2\omega_0} \quad (8)$$

식 (8)을 식 (1)과 비교함으로써 변환된 $\lambda/4$ 단락 전송 선로의 특성 임피던스 Z_{short} 를 식 (9)와 같이 유도할 수 있다. 같은 방식으로 $\lambda/4$ 개방 전송 선로의 특성 임피던스 Z_{open} 도 식 (10)과 같이 유도할 수 있다.

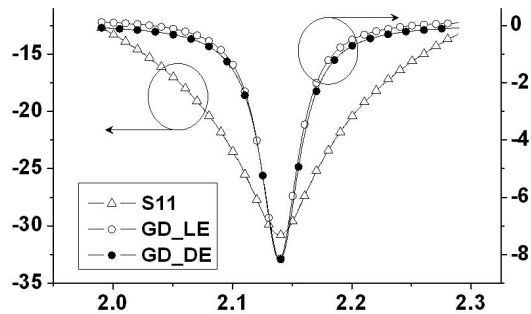
$$Z_{short} = \frac{\pi}{4\omega_0 C_{RP}} \quad (9)$$

$$Z_{open} = \frac{4\omega_0 L_{RS}}{\pi} \quad (10)$$

집중 소자 $L_{RP}C_{RP}$ 회로의 $\lambda/4$ 전송 선로 변환 타당성 검증을 위하여 그림 5(a)와 같이 회로를 설정하고, 비교 시뮬레이션을 수행하였다. 식 (4)와 그림 (3)을 이용하여, -8 ns의 균지연을 얻을 수 있는 소자값으로 $R_{RP}=47.2 \Omega$, $C_{RP}=5.0$ pF, 그리고 $L_{RP}=1.107$



(a) 시뮬레이션 회로도
(a) Simulation schematic



(b) 균지연 및 반사 손실 시뮬레이션 결과
(b) Simulated return loss and group delay characteristics

그림 5. 반사형 병렬 집중 소자 NGDC의 평면 구조 NGDC로의 변환
Fig. 5. Lumped element and planar reflective parallel NGDC.

nH를 얻었다. 이 때 중심 주파수 2.14 GHz에서 예상되는 신호 감쇄량은 31 dB임을 식 (5)를 통해서 알 수 있다. 식 (9)를 이용하여 평면 구조 $\lambda/4$ 개방 전송 선로로 변환하였으며, 계산된 임피던스는 약 60 Ω 이다. 두 회로의 성능 비교 시뮬레이션 결과를 그림 5(b)에 제시하였다. 시뮬레이션 결과로부터 집중 소자로 구현된 $L_{RP}C_{RP}$ 회로가 평면 구조 $\lambda/4$ 개방 전송 선로로 대체될 수 있음을 확인할 수 있다.

III. 제작 및 측정 결과

본 연구의 다음 단계로 본 연구에서 제안하는 마이너스 균지연 회로를 피드포워드 방식의 선형 전력 증폭기에 적용하고자 한다. 이 때 제작된 피드포워드 증폭기의 경우 혼변조 왜곡 신호 제거 루프에서 오차 증폭기 경로의 총 전달 시간이 6 ns 내외이기

때문에, 이를 보상하기 위해 본 연구에서 제안하는 마이너스 군지연 회로의 설계 목표를 -6 ns로 결정하였으며, 위상 평탄도를 고려하여 군지연 평탄도를 0.5 ns로 설정하였다.

상용 주파수 대역 내에서 엄격한 주파수 평탄도 요구 조건을 만족시키는 NGD 특성을 얻기 위하여, WCDMA(Wideband Code Division Multiple Access) 하향 대역에서 군지연 시간이 -6 ns, 삽입 손실이 0 dB, 주파수 대역폭이 30 MHz($2.125 \sim 2.155$ GHz), 동작 주파수 대역 내에서 삽입 손실 평탄도가 0.1 dB 미만, 그리고 군지연 평탄도가 0.5 ns 이내인 2단 평면 구조 NGDC를 제작하였다.

그림 6에 2단 평면 구조 반사형 NGDC의 회로도 를 나타냈다. 제안하는 회로는 90° 하이브리드와 중심 주파수가 각각 2.125 GHz, 2.155 GHz인 평면 구조 반사형 NGDC(#1과 #2)들로 구성되어 있다. 중심 주파수가 다른 두 개의 NGDC를 연속으로 연결하여 평탄한 신호 전달 및 군지연 응답을 얻고자 하였다. 이 때 신호 감쇄도 NGDC의 연속 연결에 의하여 두 배가 되어 동작 주파수 대역에서 약 60 dB의 신호 감쇄가 발생하였으며, 이는 그림 6에서 G 로 표현된 소신호 증폭기로 보상이었다. 각 소신호 증폭기는 Mini-Circuits사의 ERA-5SM을 2단으로 하여 제작하였다. 앞에서 설명한 바와 마찬가지로 본 연구에서 사용된 소신호 증폭기는 0.5 ns 이내의 작은 군지연 시간을 갖고 있으므로 시뮬레이션 시 이득 성분과 1 ns의 군지연을 고려하였다. NGDC에 추가된 보상 커패시터(C_{COMP})는 회로 제작 과정에서 칩 저항 R_{RP} 의 기생 인덕턴스 성분을 상쇄하기 위하여 부착되었다.

그림 7은 제작된 2단 평면 구조 반사형 NGDC의 시뮬레이션 및 측정 결과를 보여준다. 측정 결과는

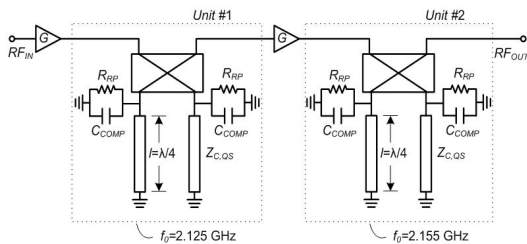


그림 6. 2단 평면 구조 반사형 NGDC의 회로도
Fig. 6. Circuit diagram of 2-stage planar reflective NG-DC.

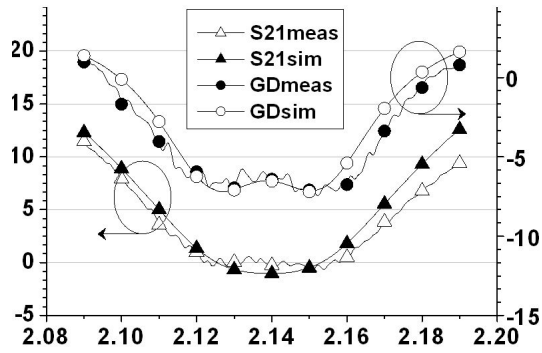


그림 7. 2단 평면 구조 반사형 NGDC의 군지연 및 삽입 손실 측정 결과
Fig. 7. Measured results of 2-stage planar reflective NG-DC.

시뮬레이션 결과와 거의 일치하였으며, 30 MHz 대역에서 -5.6 ns의 군지연 응답, -0.2 dB의 삽입 손실을 얻을 수 있었다. $2.09 \sim 2.12$ GHz 대역과 $2.16 \sim 2.19$ GHz 대역 사이의 시뮬레이션과 측정 결과 사이에 차이에 미세한 비대칭이 발생한 이유는 그림 6의 Unit #1과 Unit #2에 동일한 저항을 사용하더라도 주파수에 따른 실효 저항값이 틀려서 중심 주파수가 높은 Unit #2에서 미세하게 큰 마이너스 군지연 값이 얻어지기 때문이다. 그로 인하여 삽입 손실, 군지연에 미세한 비대칭이 발생한다. 회로망 분석기의 마키로부터, 군지연과 삽입 손실은 동작 주파수 대역에서 각각 -5.65 ± 0.25 ns와 -0.21 ± 0.06 dB를 나타냈다. 초기 시뮬레이션을 통하여 얻은 예상 값과 차이가 나는 이유는 몇 가지로 분석이 되는데, 첫째로 상용 칩 저항의 저항값 오차로 인한 NGD 오차, 둘째로 Z_0 인 전송 선로와 $\lambda/4$ 단락 전송 선로 그리고 칩 저항 R_{RP} 를 연결하는 접합점의 불연속 효과, 셋째로 소신호 증폭기의 이득 오차, 그리고 마지막으로 2단 구조 평면 구조 반사형 NGDC를 측정하기 위해 연결된 종단 전송 선로의 군지연 시간 등으로 인해 시뮬레이션 대비 측정 결과의 오차가 발생된 것으로 예상된다. 그러나 동작 주파수 대역 내에서 삽입 손실 평탄도가 0.1 dB 조건과 군지연 평탄도가 0.5 ns 이내의 조건은 만족시킴으로써 WCDMA 주파수 대역에서의 초고주파 회로에 적용할 수 있을 것으로 예상된다. 그림 8은 제작된 2단 평면 구조 반사형 NGDC를 보이고 있다. 초기 실험으로써 회로 크기는 고려하지 않은 채 구현 가능성의 증명을 위하여 임

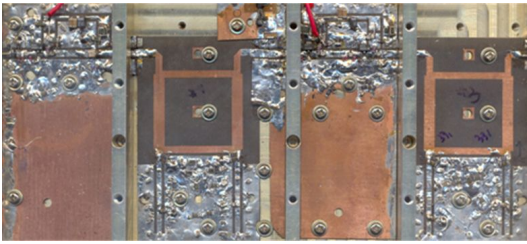


그림 8. 제작된 회로 사진
Fig. 8. Photograph of the fabricated 2-stage planar reflective NGDC.

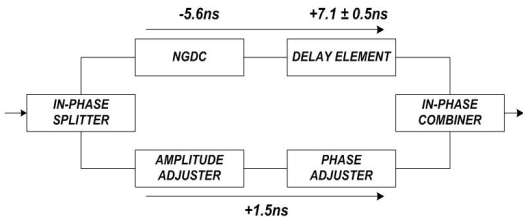


그림 9. NGDC를 이용한 신호 상쇄 루프 구조도
Fig. 9. Measurement setup for signal cancellation loop with NGDC.

시로 제작한 마이크로스트립 형태의 브랜치라인 하이브리드의 크기가 대부분을 차지하며, 전체 회로 크기는 180×90 mm²이다. 소형화를 위하여 브랜치라인 하이브리드는 상용 소자로 대체할 수 있다.

그림 9는 동위상 분배기/결합기, 진폭/위상 조절기, 지연 선로, 그리고 제작된 NGDC로 구성된 신호 상쇄 루프를 보이고 있다. 마이너스 균지연 회로와 지연소자를 통과하는 전달 시간이 진폭/위상 조절기를 통과하는 전달 시간과 같아지도록 하였다. 이 때 역위상 정합을 만족시키면(위상차 180°) 그로 인하여 두 경로 사이의 전달 시간이 정확히 같아질 수 없기 때문에 지연 소자를 범위로 표현하였다. 진폭, 역위상 및 균지연 정합 조건을 최적화하여 출력 단에서 신호 상쇄가 일어나도록 하였다.

그림 10은 입력 신호로 CW(Carrier Wave) 신호를 사용하였을 때의 시뮬레이션 특성과 회로망 분석기(network analyzer)로 측정된 결과를 보인 것으로 30 MHz 대역폭에서 약 30 dB의 신호 상쇄 효과를 얻었다. 이 결과는 각각 다른 조건들이 완벽하게 정합되어 있다고 가정할 때 ±1.8°의 위상 오차, ±0.28 dB의 진폭 오차, 그리고 ±0.16 ns의 균지연 오차가 존재할 때 얻을 수 있는 최대의 신호 상쇄도에 해당된다^[10].

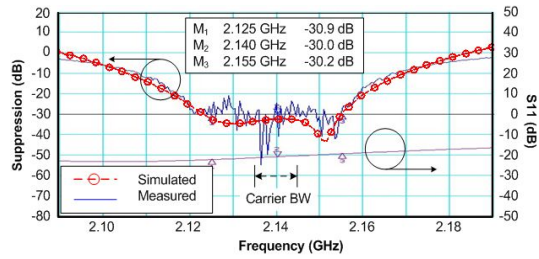


그림 10. 시뮬레이션 결과 및 회로망 분석기를 이용하여 측정된 CW 신호 상쇄도
Fig. 10. Simulated and measured CW signal cancellation results.

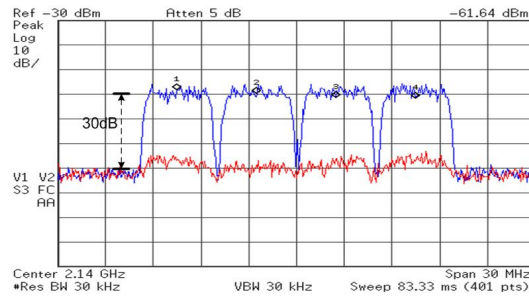


그림 11. WCDMA 4FA 신호를 이용한 신호 상쇄도 측정
Fig. 11. Loop suppression measured with WCDMA 4FA signal.

2.12~2.16 GHz 대역에서 시뮬레이션과 측정 결과가 미세하게 차이가 나는 이유는 진폭 및 위상조정기 경로와 NGDC 경로를 통과하는 신호간의 동일하지 않은 진폭 및 역위상 특성에 기인한다. 특히 20 dB 이상의 신호 상쇄 시에는 작은 진폭 및 역위상 편이에도 신호상쇄량의 편이 특성이 크게 발생한다.

CW 신호는 기본 속성으로 주기성을 가지고 있으므로 NGDC의 시간 조절 기능에 관한 효율성을 설명하는데 충분하지 못한 측면이 있다. 만약 입력 신호의 진폭이 실시간으로 불규칙하게 변하는 경우에도 신호 상쇄 특성을 얻을 수 있다면 NGDC의 효율성을 충분히 증명할 수 있을 것이다. 이런 이유로 신호 대역폭이 약 20 MHz인 WCDMA 4FA 신호를 인가하고 신호 상쇄 특성을 측정하였는데, 그림 11은 신호 상쇄 전후의 스펙트럼을 나타낸 것으로 약 30 dB의 신호 상쇄를 보이고 있다. 이는 곧 NGDC를 이용하여 신호의 균지연 시간을 조절할 수 있으며, NGDC를 통과한 신호가 왜곡되지 않았음을 의미한다.

또한 신호 상쇄를 요구하는 선형화 기법에 적용 가능하다는 사실 또한 유추할 수 있다.

IV. 결 론

본 연구에서 우리는 전송 선로 공진기의 개념을 이용하여 집중 소자 반사형 병렬 NGDC를 평면 구조 회로로 변환할 수 있는 방법에 관하여 제안하였다. 이는 집중 소자를 이용하여 회로 구현을 할 때 초고주파 대역에서 집중 소자 자체를 구현하기가 쉽지 않고 사용 가능한 상용 소자 값도 제한적이어서 정확한 회로 설계가 불가능하다는 제약 사항을 극복하기 위한 것이다. 상용 기지국 어플리케이션에 대한 활용 가능성을 살펴보기 위하여 WCDMA 하향 대역에서 동작 가능한 NGDC와 신호 상쇄 루프를 구성하였으며, 측정 결과를 통해 실질적인 응용 가능성을 확인하였다.

만약 더 넓은 주파수 대역폭을 갖는 NGDC를 설계하고자 할 경우 서로 다른 공진 주파수 특성을 갖는 평면 구조 병렬 또는 직렬 반사형 NGDC들과 신호 감쇄 보상용 소신호 증폭기들을 연속 연결하면 충분히 원하는 주파수 응답 특성을 얻을 수 있을 것이다. 추후 과제로서, 본 연구에서 제안하고 제작한 회로를 광대역 변조 신호를 증폭시키는 피드포워드 방식의 선형 전력 증폭기에 적용하는 것이다.

참 고 문 헌

[1] D. Solli, R. Y. Chiao, "Superluminal effects and negative delays in electronics, and their applications", *Physical Review E* 66, vol. 6605, no. 5, pp. 056601 (1-4), Nov. 2002.
 [2] L. Brillouin, A. Sommerfeld, *Wave Propagation and Group Velocity*, Academic Press, New York, pp. 113-

137, 1960.

[3] O. F. Siddiqui, M. Mojahedi, and G. V. Eleftheriades, "Periodically loaded transmission line with effective negative refractive index and negative group velocity", *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. A51, no. 10, pp. 2619-2625, Oct. 2003.
 [4] L. J. Wang, A. Kuzmich, and A. Dogariu, "Gain-assisted superluminal light propagation", *Nature* 406, pp. 277-279, Jun. 2000.
 [5] M. Kitano, T. Nakanishi, and K. Sugiyama, "Negative group delay and superluminal propagation: An electronic circuit approach", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 43-51, Jan. 2003.
 [6] B. Ravelo, A. Perennec, and M. Le Roy, "Synthesis of broadband negative group delay active circuits", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 2177-2180, Jun. 2007.
 [7] H. Noto, K. Yamauchi, M. Nakayama, and Y. Isota, "Negative group delay circuit for feed-forward amplifier", *IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp. 1103-1106, Jun. 2007.
 [8] Heungjae Choi, Kyungju Song, Chul Dong Kim, and Yongchae Jeong, "Synthesis of negative group delay time circuit", *Asia Pacific Microwave Conference Dig.*, Dec. 2008.
 [9] G. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-matching Networks and Coupling Structures*, Dedham, MA, Artech House, 1980.
 [10] N. Potheary, *Feedforward Linear Power Amplifier*, Artech House, pp. 125-138, 1999.

정 용 채



1989년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
 1991년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학석사)
 1996년 8월: 서강대학교 전자공학과 (공학박사)
 1991년 2월~1998년 2월: 삼성전자 정보통신본부 선임연구원
 2006년 7월~2007년 12월: 미국 Georgia Institute of Technology 방문연구교수
 1998년 3월~현재: 전북대학교 전자공학부 교수 및 IDEC 전북대학교지역센터 센터장
 [주 관심분야] RF 및 Microwave 회로 해석 및 설계

김 철 동



1971년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
 1985년 5월: 미국 Wisconsin-Madison 전기공학과 (공학박사)
 1985년~1990년: 미국 AT & T Bell Labs. MTS
 1990년 2월~1997년 11월: 삼성전자 정보통신사업본부 상무이사
 1997년 11월~현재: 세원텔레텍(주) 대표이사
 [주 관심분야] 선형증폭기 설계, 초고주파 회로 설계, 이동통신시스템 기술

최 흥 재



2004년 2월: 전북대학교 전자공학과 (공학사)
 2006년 2월: 전북대학교 정보통신공학과 (공학석사)
 2006년 3월~현재: 전북대학교 전자정보공학부 박사과정
 [주 관심분야] High Efficiency and Linear Power Amplifier, Negative Group Delay Circuit and its RF Application.

임 종 식



1991년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)
 1993년 2월: 서강대학교 전자공학과 초고주파 전공 (공학석사)
 2003년 2월: 서울대학교 전기컴퓨터공학부 (공학박사)
 1993년 2월~1999년 3월: 한국전자통신연구원 위성통신기술연구단 무선방송기술연구소 선임연구원
 2003년 3월~2003년 7월: 서울대학교 BK21 정보기술사업단 박사후연구원
 2003년 7월~2004년 9월: 특허청 특허심사관
 2004년 9월~2005년 2월: 한국전자통신연구원 선임연구원
 2005년 3월~현재: 순천향대학교 정보기술공학부 교수
 [주 관심분야] 초고주파 능동/수동 회로 설계, 주기 구조의 모델링 및 회로 응용, 안테나 측정 시스템 등

Girdhari Chaudhary



2004년 8월: Electronics and Communication Engineering NEC, Nepal (B.E.)
 2006년 2월: Electronics and Communication Engineering, MNIT, Jaipur, India (M. Tech.)
 2006년 3월~현재: 전북대학교 전자정보공학부 박사과정
 [주 관심분야] 초고주파 수동 회로 설계