

Multi-level SCPC 시스템에서 링크환경을 고려한 중계기 입력반송파 전력의 최적화

正會員 金 炳 均*, 崔 炯 辰*

Optimization of Input Carrier Powers Considering Satellite Link Environment in the Multi-level SCPC systems

Byung Kyun Kim*, Hyung Jin Choi* *Regular Members*

요 약

본 논문에서는 위성통신에 있어 한정된 자원인 전력의 효율적 이용을 위한 방안으로서 multi-level SCPC(Single Channel Per Carrier) 시스템에 적용 가능한 전력최적화 기법을 제안한다.

전력최적화는 상하향링크에서 발생하는 다양한 간섭 및 잡음을 고려한 위성중계기 입력반송파 전력의 최적화 당에 의해 이루어진다. 최적전력할당을 위한 최적화 기법으로는 기울기 성분을 이용하여 최소지점을 찾아가는 수학적 알고리즘인 Fletcher-Powell 기법을 적용하였다. Fletcher-Powell 알고리즘을 적용하기 위해 최적화의 고려사항인 간섭 및 잡음 성분을 수학적으로 정의하고 또한 기울기 성분을 얻기 위해 편미분을 수행하였다. 편미분 수행에 있어 독립변수의 설정은 최적화의 목표가 위성중계기 입력반송파 전력임을 고려하여 SCPC시스템에서 동일진폭을 가지는 반송파 그룹의 진폭으로 선정하였다. 최적화의 성능기준으로는 수신지구국에서 동일반송파 그룹이 요구하는 CNR(Carrier-to-Noise Ratio)을 기준으로 4 가지로 분류하여 제시하였다. 수학적 해석에 기초한 two-level, four-level 및 six-level SCPC 시스템에 대한 시뮬레이션 결과를 제시하였다.

ABSTRACT

This paper suggests power optimization technique in multi-level SCPC system as a method for efficient utilization of limited satellite power.

The power optimization is realized by optimal assignment of satellite input carrier powers considering interference and noise generated in up-link and down-link. The Fletcher-Powell algorithm searching minimum(or maximum) point using gradient information is used to determine the optimal input carrier powers. To apply Fletcher-Powell

*성균관 대학교 전자공학과
Dept. of Electronics Engineering, Sung Kyun Kwan
University
論文番號: 95239-0713
接受日字: 1995年 7月 13日

algorithm, mathematical descriptions and their partial derivatives to interference and noise are presented. Because a target, which should be optimized, is satellite input carrier power, amplitude of each carrier group will be assumed to be an independent variable. The performance criterion for optimal power assignment is classified into 4 categories with respect to CNR of destination receiver earth station to meet the requirement for various satellite link environment. Simulation results for two-level, four-level and six-level SCPC system are presented.

I. 서 론

위성링크는 상향링크, 하향링크 및 위성체에서 발생하는 다양한 잡음, 간섭 및 신호왜곡 등을 동시에 고려해 주어야 하는 복잡한 시스템이다. 그러므로, 위성링크의 최적설계를 위해서는 위성링크에서 발생하는 다양한 간섭 및 잡음의 영향을 우선적으로 분석하여야 한다. 위성링크의 최적설계는 주로 위성링크에 있어 한정된 가용 자원인 중계기 전력과 대역폭의 최적적인 활용에 있다. 이러한 중계기의 최적화 문제는 위성서비스의 요구가 증가함에 따라 계속적으로 연구진행되고 있는데 고려하고자 하는 간섭 및 잡음의 종류, 최적화 하고자 하는 요소(전력 혹은 대역폭)에 따라 다양한 방법론이 제시되고 있다[1][7][10].

Intelsat에서는 모듈별로 위성링크 최적화를 위한 소프트웨어를 개발하여[10] 사용하고 있는데 전력최적화를 위한 방안으로서 임의적으로 지정된 출력전력을 얻기 위한 알고리즘과 SCPC 시스템에 적용할 수 있는 소프트웨어로서 STO(SCPC Transponder Optimization)가 대표적이다. 임의적으로 지정된 출력전력을 얻기 위한 알고리즘[7]은 위성링크에서 발생하는 간섭 및 잡음의 고려없이 단순히 중계기의 비선형 입출력 특성만을 고려한 입력전력할당 알고리즘이며, SCPC 시스템에 적용할 수 있는 알고리즘(STO)은 위성링크의 다양한 간섭원을 고려한 방안이지만 중계기 입출력 반송파를 그룹으로 설정하여 전력에 따라 uniform한 전력스펙트럼으로 묘사함으로써 계산수행에 있어 빠르지만 개개의 반송파 표현이 불가능한 문제점이 있다. 특히, 혼변조적의 계산 수행에 있어 반송파의 개수가 적은 경우 상당한 오차가 발생되며, 인접채널간섭의 표현이 불가능하다.

본 논문에서는 이러한 위성링크 최적화의 한가지 방법으로서 위성링크의 다양한 간섭원을 고려하고, 개개의 반송파를 기준으로 해석을 수행함으로써 기

존방식과는 새로운 접근방식을 이용하여 multi-level SCPC 시스템에서 적용 가능한 전력최적화 방안을 제시한다. multi-level SCPC 시스템의 설계에 있어 중계기 입력반송파 그룹의 최적전력결정은 송수신지구국의 환경, 상하향링크에서 발생하는 간섭 및 잡음, 중계기의 비선형 특성을 고려하여 결정하여야 한다. 즉, 수신지구국에서 요구되는 total C/N을 만족하도록 링크환경을 고려하여 입력반송파 전력을 결정해야 한다. 본 논문에서는 수학적 해석을 요구하는 최적화 알고리즘인 Fletcher-Powell 기법을 이용하여 요구되는 total C/N을 만족할 수 있는 입력반송파 전력을 결정한다. 최적전력할당을 위한 고려사항으로서 본 논문에서 분석한 간섭 및 잡음(수신지구국에서의 total C/N 구성요소)은 중계기의 비선형성에 의한 혼변조적, 인접채널간섭, 공동채널간섭, 열잡음 및 강우에 의한 신호전력의 감쇠이다. Fletcher-Powell 기법을 적용하기 위하여 간섭 및 잡음 효과에 대한 수학적 모델을 설정하였다. 특히, 기술품 성분을 얻기 위하여 편미분 해석을 수행하였다. 성능기준으로는 다양한 링크 및 중계기 설계에 적용 가능하도록 최종 수신지구국의 total C/N을 기준으로 4 분류하여 제시하였다. 특히, Fletcher-Powell 알고리즘을 적용 가능하도록 하기 위하여 각각의 성능기준에 대한 목적함수와 목적함수에 대한 편미분 해석을 수행하였다. 수학적 해석을 근거로 하여 two-level, four-level, six-level SCPC에 대한 시뮬레이션을 수행하고 초기전력할당과 4가지 성능기준에 따른 최적전력할당을 제시하였다.

II. 성능기준

성능기준은 다양한 링크환경을 고려할 수 있도록 동일진폭을 가지는 반송파 그룹의 total C/N을 기준으로 4가지로 분류하여 적용하였다.

- (i) 각 반송파 그룹의 요구되는 C/N이 동일한 경우 [성능기준 1].
- (ii) 각 반송파 그룹의 요구되는 C/N이 기준 C/N과 동일한 경우[성능기준 2].
- (iii) 각 반송파 그룹의 요구되는 C/N이 상대적인 비를 가지는 경우[성능기준 3].
- (iv) 각 반송파 그룹의 요구되는 C/N이 기준 C/N과 상대적인 비를 가지는 경우 [성능기준 4].

Fletcher-Powell 알고리즘을 적용하기 위해서는 최적화 하고자하는 목적에 따라 수학적 표현의 목적함수를 작성하고 기울기 성분을 얻기 위하여 편미분을 수행하여야 한다. 목적함수의 구성에 있어 독립변수는 최적화 하고자하는 목적에 부합되게 설정되어야 함으로 성능기준을 목적함수로 표현하는 경우 독립변수는 동일진폭을 가지는 반송파 그룹의 진폭으로 설정하였다.

II -1. 각 반송파 그룹의 요구되는 C/N이 동일한 경우.

[성능기준 1]은 수신지구국에서의 total C/N이 동일하도록 중계기 입력반송파 그룹의 전력을 할당하여야 한다. 즉, 모든 수신지구국이 동일한 C/N 을 가져야하므로 목적함수의 구성은 다음과 같다.

$$F(h_1, h_2, \dots, h_m) = \sum_{p=1}^N \sum_{q=1}^N \left(\left(\frac{C}{N} (p) \right) - \left(\frac{C}{N} (q) \right) \right)^2 \quad (1)$$

여기서, m 은 multi-level SCPC 시스템에서 전력레벨의 수, N 은 전체 반송파의 수, h_j 는 j 번째 반송파 그룹의 진폭을 나타낸다. 목적함수의 구성이 각 반송파에 대한 C/N의 차의 제곱으로 구성되므로 목적함수의 최소값을 Fletcher-Powell 알고리즘을 이용하여 찾아감으로서 최적전력할당을 결정할 수 있다. 기울기 성분을 얻기 위하여 입력반송파 그룹의 진폭에 대해 편미분을 수행하면 다음과 같다.

$$\frac{\partial F(h_1, h_2, \dots, h_m)}{\partial h_j} = \sum_{p=1}^N \sum_{q=1}^N 2 \left(\left(\frac{C}{N} (p) \right) - \left(\frac{C}{N} (q) \right) \right) \quad (2)$$

$$\left[\frac{\partial \left(\frac{C}{N} (p) \right)}{\partial h_j} - \frac{\partial \left(\frac{C}{N} (q) \right)}{\partial h_j} \right]$$

II -2. 각 반송파 그룹의 요구되는 C/N이 기준 C/N과 동일한 경우

[성능기준 2]는 수신지구국에서의 total C/N이 사용자가 임의로 지정한 기준 C/N과 동일한 값을 갖도록 한다. 모든 반송파의 C/N이 수신지구국에서 동일한 값을 가지는 것은 [성능기준 1]과 동일하나 수신지구국에서의 total C/N 값을 임의적으로 바꿀 수 있다는 측면이 다르다. [성능기준 2]에 대한 목적함수의 구성은 다음과 같다.

$$F(h_1, h_2, \dots, h_m) = \sum_{p=1}^N \sum_{q=1}^N \left(\left(\frac{C}{N} (p) \right) - \left(\frac{C}{N} (q) \right) \right)^2 + \left(\frac{C}{N} (p) - \frac{C}{N_{ref}} \right)^2 + \left(\frac{C}{N} (q) - \frac{C}{N_{ref}} \right)^2 \quad (3)$$

여기서, $\frac{C}{N_{ref}}$ 는 사용자에게 의해 임의적으로 지정된 기준 C/N을 나타낸다. 목적함수는 3 개의 제곱 항으로 구성되는데 첫 번째 항은 모든 반송파의 C/N이 동일한 값을 가지도록 구성되어져 있고 두 번째, 세 번째 항은 각 반송파의 C/N이 사용자가 임의적으로 지정한 기준 C/N과 동일하도록 하기 위해서 부가되었다. 편미분 해석을 수행하면 다음과 같다.

$$\frac{\partial F(h_1, h_2, \dots, h_m)}{\partial h_j} = \sum_{p=1}^N \sum_{q=1}^N 2 \left(\left(\frac{C}{N} (p) \right) - \left(\frac{C}{N} (q) \right) \right) \left[\frac{\partial \left(\frac{C}{N} (p) \right)}{\partial h_j} - \frac{\partial \left(\frac{C}{N} (q) \right)}{\partial h_j} \right] \quad (4)$$

$$+ 2 \cdot \left(\frac{C}{N} (p) - \frac{C}{N_{ref}} \right) \left[\frac{\partial \left(\frac{C}{N} (p) \right)}{\partial h_j} \right]$$

$$+ 2 \cdot \left(\frac{C}{N} (q) - \frac{C}{N_{ref}} \right) \left[\frac{\partial \left(\frac{C}{N} (q) \right)}{\partial h_j} \right]$$

여기서, $\frac{C}{N_{ref}}$ 는 사용자가 임의적으로 지정한 값이므로 편미분 해석에서 상수항으로 처리되었다.

II -3. 각 반송파 그룹의 요구되는 C/N이 상대적인 비를 가지는 경우

[성능기준 3]은 서로 다른 링크특성 및 수신지구국

환경을 가지는 반송파 그룹들이 서로 다른 total C/N 을 요구하는 경우에 적용할 수 있다. 목적함수의 구성은 다음과 같다.

$$F(h_1, h_2, \dots, h_m) = \sum_{p=1}^N \sum_{q=1}^N \left((g(p)) \left(\frac{C}{N} (p) \right) - (g(q)) \left(\frac{C}{N} (q) \right) \right)^2 \quad (5)$$

여기서, $g(\cdot)$ 는 수신지구국에서 요구하는 서로 다른 C/N을 상대적인 비(weighting factor)로 표현해 주는 함수이다. Fletcher-Powell 알고리즘을 적용하기 위해 편미분을 수행하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial F(h_1, h_2, \dots, h_m)}{\partial h_j} &= \sum_{p=1}^N \sum_{q=1}^N 2 \left((g(p)) \left(\frac{C}{N} (p) \right) - (g(q)) \left(\frac{C}{N} (q) \right) \right) \\ &\cdot \left[(g(p)) \frac{\partial \left(\frac{C}{N} (p) \right)}{\partial h_j} - (g(q)) \frac{\partial \left(\frac{C}{N} (q) \right)}{\partial h_j} \right] \end{aligned} \quad (6)$$

식(6)에서 $g(\cdot)$ 는 편미분 해석에서 입력진폭에 대해 무관함으로 상수로 해석하였다.

II-4. 각 반송파 그룹의 요구되는 C/N이 기준 C/N 과 상대적인 비를 가지는 경우

[성능기준 4]는 [성능기준 2]와 [성능기준 3]을 결합한 형태이다. [성능기준 3]의 경우 서로 다른 반송파 그룹간에 상대적인 비만을 표현해 줄 수 있었지만 [성능기준 4]에서는 사용자 입력인 기준 C/N을 중심으로 서로 다른 반송파 그룹의 상대적인 비를 결정할 수 있다. 즉 각 반송파 그룹의 요구되는 C/N을 기준 C/N과 상대적인 비를 이용하여 사용자가 임의의 값으로 지정할 수 있다. 목적함수는 다음과 같다.

$$F(h_1, h_2, \dots, h_m) = \sum_{p=1}^N \sum_{q=1}^N \left((g(p)) \left(\frac{C}{N} (p) \right) - (g(q)) \left(\frac{C}{N} (q) \right) \right)^2 + \left((g(p)) \frac{C}{N} (p) - \frac{C}{N_{ref.}} \right)^2 + \left((g(q)) \frac{C}{N} (q) - \frac{C}{N_{ref.}} \right)^2 \quad (7)$$

여기서, 두 번째 항이 [성능기준 2]의 기준 C/N 과 [성능기준 3]의 상대적인 비를 포함하고 있다. 편미분을 수행하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \frac{\partial F(h_1, h_2, \dots, h_m)}{\partial h_j} &= \sum_{p=1}^N \sum_{q=1}^N 2 \left((g(p)) \left(\frac{C}{N} (p) \right) - (g(q)) \left(\frac{C}{N} (q) \right) \right) \\ &\cdot \left[(g(p)) \frac{\partial \left(\frac{C}{N} (p) \right)}{\partial h_j} - (g(q)) \frac{\partial \left(\frac{C}{N} (q) \right)}{\partial h_j} \right] \\ &+ 2 \cdot \left((g(p)) \frac{C}{N} (p) - \frac{C}{N_{ref.}} \right) \left[(g(p)) \frac{\partial \left(\frac{C}{N} (p) \right)}{\partial h_j} \right] \\ &+ 2 \cdot \left((g(q)) \frac{C}{N} (q) - \frac{C}{N_{ref.}} \right) \left[(g(q)) \frac{\partial \left(\frac{C}{N} (q) \right)}{\partial h_j} \right] \end{aligned} \quad (8)$$

III. 수학적 해석

III-1. Total C/N

본 논문에서 분석한 잡음 및 간섭을 고려한 total C/N의 구성은 다음과 같다.

$$\left(\frac{C}{N} \right)_{total} = \left[\left(\frac{C}{IMP} \right)^{-1} + \left(\frac{C}{ACI} \right)^{-1} + \left(\frac{C}{CCI} \right)^{-1} + \left(\frac{C}{N_{up}} \right)^{-1} + \left(\frac{C}{N_{dn}} \right)^{-1} \right]^{-1} \quad (9)$$

여기서, C/IMP는 혼변조적, C/ACI는 인접채널간섭, C/CCI는 공동채널간섭, C/N_{up}은 상향링크 열잡음, C/N_{dn}은 하향링크 열잡음에 대한 C/I 및 C/N을 나타낸다. 식(4)~(8)에 대한 완전한 표현식을 얻으려면 동일한 입력반송파 그룹의 진폭(h_j)에 대한 total C/N의 편미분 해석을 수행하여야 한다. total C/N에 대한 편미분 표현식은 다음과 같다.

$$\frac{\partial \left(\frac{C}{N} \right)_{total}}{\partial h_j} =$$

$$\left[\frac{\partial \left(\frac{C}{IMP}\right)^{-1}}{\partial h_j} + \frac{\partial \left(\frac{C}{ACI}\right)^{-1}}{\partial h_j} + \frac{\partial \left(\frac{C}{CCI}\right)^{-1}}{\partial h_j} + \frac{\partial \left(\frac{C}{N_{up}}\right)^{-1}}{\partial h_j} + \frac{\partial \left(\frac{C}{N_{dn}}\right)^{-1}}{\partial h_j} \right] \left[\left(\frac{C}{IMP}\right)^{-1} + \left(\frac{C}{ACI}\right)^{-1} + \left(\frac{C}{CCI}\right)^{-1} + \left(\frac{C}{M_{up}}\right)^{-1} + \left(\frac{C}{M_{dn}}\right)^{-1} \right]^{-1} \quad (10)$$

각각의 잡음 및 간섭에 의한 C/N 및 C/I의 수학적 정의 및 편미분 해석이 완전한 수학적 표현식을 얻기 위해 요구된다. 다음의 절에서 각각의 간섭 및 잡음에 대한 세부적인 표현식을 제시한다.

III-2. 혼변조적

혼변조적은 다수의 반송파가 위성중계기에 의해 공동 증폭되는 경우 중계기의 비선형특성 때문에 발생하는 왜곡으로서 수신성능에 지대한 영향을 미치게 된다. 혼변조적에 대한 수학적 해석은 중계기의 비선형 특성을 고려해야하기 때문에 매우 복잡하다. 그래서 대부분의 경우 근사화 방식을 이용하게 되는데 본 논문에서는 문헌[4]에서 제시하고 있는 근사화 방식을 적용하였다. Bessel 함수를 이용하여 중계기의 비선형전달특성을 근사화하면 다음과 같다[4].

$$G(\rho) \text{Exp}[jF(\rho)] = \sum_{s=1}^L b_s J_1(\alpha s \rho) \quad (11)$$

여기서, $G(\cdot)$ 와 $F(\cdot)$ 는 비선형 증폭기의 진폭특성(AM/AM)과 위상특성(AM/PM), ρ 는 입력반송파 진폭, b_s 는 복소 Bessel 계수를 의미한다. 식(11)을 이용하여 중계기 출력단에서의 진폭을 표현하면 다음과 같다.

$$M(k_1, k_2, \dots, k_p) = \sum_{s=1}^L b_s \prod_{p=1}^N J_{k_p}(\alpha s A_p) \quad (12)$$

여기서, N 은 입력반송파의 갯수, A_p 은 입력반송파의 진폭을 나타내며, k_1, k_2, \dots, k_p 은 임의의 상수로서 혼변조적의 차수와 혼변조적의 주파수 위치를 결정하는 중요한 파라메타이다. 식(12)을 이용하여 중계기 출력단에서의 k 번째 반송파의 진폭을 정의하면 다음과 같다.

$$B_k = M[0, 0, \dots, 1_{k-th}, \dots, 0, 0] = \sum_{s=1}^L b_s J_1(\alpha s A_k) \prod_{p=1, (p \neq k)}^N J_0(\alpha s A_p) \quad (13)$$

혼변조적 성분의 주파수 위치 입력반송파 주파수의 합·차로서 결정된다.

$$\omega_x = k_1 \omega_1 + k_2 \omega_2, \dots, k_p \omega_p \quad (14)$$

여기서, ω_p 는 반송파의 중심주파수를 나타낸다. 혼변조적은 저주파에서 고주파까지 다양하게 분포하지만 위상중계기의 대역폭을 벗어난 저주파 대역항과 고주파 대역항(Out-Band)에서 발생되는 혼변조적은 중계기 출력단 필터에 의해 제거되므로 혼변조적 효과의 고려시 중계기 대역폭 내에 발생된 항만을 고려하면 된다. 혼변조적 성분들이 중계기 대역 내에 한정되기 위한 필요조건은 식(15)와 같다.

$$k_1 + k_2 + k_3, \dots, + k_p = 1 \quad (15)$$

혼변조적은 차수에 따라 다양한 유형으로 분류할 수 있는데 혼변조적의 차수 결정을 위한 식은 다음과 같다.

$$X = \sum_{i=1}^N |k_i| \quad (16)$$

혼변조적의 차수는 식(7)을 만족하여야 하므로 차수는 항상 기수이어야 한다. $k_i \neq 0$ 인 항의 수를 M 이라 가정하면 혼변조적의 형태는 $X=M$ 인 Dominant 성분과 $X > M$ 인 Specific 성분으로 분류할 수 있다. 그러므로 혼변조적의 수는 수없이 많으며 모든 가능한 혼변조적을 분석한다는 것은 불가능하다. 대부분의 경우 3 차 혼변조적만을 고려하게 되는데 실제적으로 3 차이상의 고차 혼변조적 성분은 3 차 혼변조적에 비해 그 효과가 미비하여 무시하여도 무방하다[4][7]. 본 논문에서도 수학적 해석의 용이성과 시뮬레이션 수행시간을 고려하여 3 차 혼변조적만을 고려하였다. Dominant 및 Specific 3차 혼변조적 성분은 다음과 같다.

$$IM_{3,d}(h_1, h_2, \dots, h_m) = - \sum_{s=1}^L b_s J_1(\alpha s A_Y) J_1(\alpha s A_Y) J_1(\alpha s A_Z) \cdot \prod_{p=1, (p \neq X, Y, Z)}^N J_0(\alpha s A_p) \quad (17)$$

$$IM_{3s}(h_1, h_2, \dots, h_m) = -\sum_{s=1}^L b_s J_2(\alpha s A_X) J_1(\alpha s A_Y) \cdot \prod_{\substack{p=1 \\ (p \neq X, Y)}}^N J_0(\alpha s A_p) \quad (18)$$

여기서, IM_{3d} 는 Dominant 3차 혼변조적, IM_{3s} 는 Specific 3차 혼변조적을 나타낸다. 식(13), (17), (18) 이 신호와 혼변조적의 복소 진폭을 나타내고 있으므로 전력비인 C/IMP를 정의하기 위한 반송파 및 혼변조적의 전력을 제시하면 다음과 같다.

$$P_{C_k} = \frac{|B_k|^2}{2} \quad (19)$$

$$P_{IMP_k} = \left[\frac{|IM_{3d}|^2 + |IM_{3s}|^2}{2} \right]_{k-th BW} \quad (20)$$

여기서, $k-th BW$ 는 k 번째 반송파의 대역폭을 의미한다. 그러므로 k 번째 반송파에 대한 C/IMP는 다음과 같이 정의된다.

$$\left(\frac{C}{IMP} \right)_k = \frac{P_{C_k}}{P_{IMP_k}} \quad (21)$$

식(10)에서 total C/N에 대한 편미분 표현식에서 (C/IMP)-1에 대한 편미분 성분을 제시하면 다음과 같다.

$$\frac{\partial \left(\frac{P_{C_k}}{P_{IMP_k}} \right)^{-1}}{\partial h_j} = \frac{\left(\frac{\partial P_{IMP_k}}{\partial h_j} \right) \cdot P_{C_k} - P_{IMP_k} \cdot \left(\frac{\partial P_{C_k}}{\partial h_j} \right)}{(P_{C_k})^2} \quad (22)$$

P_{C_k} , P_{IMP_k} 는 식(19), (20)에서 제시하였고 반송파전력 및 혼변조적 전력에 대한 편미분을 수행하여야 한다. 반송파 전력에 대한 편미분의 수행과정은 다음과 같다.

$$\frac{\partial P_{C_k}}{\partial h_j} = \frac{\partial \left(\frac{|B_k|^2}{2} \right)}{\partial h_j} = Re \left[B_k^* \left(\frac{\partial B_k}{\partial h_j} \right) \right] \quad (23)$$

B_k^* 는 중계기 출력단에서의 진폭에 대한 공액 복소항을 나타내며 식(13)에 제시하였고, 출력단에서의 반송파 진폭에 대한 편미분 해석은 편미분 변수에 따라 다음과 같이 구할 수 있다.

(i) $h_j = A_k$ 경우

$$\frac{\partial B_k}{\partial h_j} = \sum_{s=1}^L b_s [0.5(\alpha s) [J_0(\alpha s A_k) - J_2(\alpha s A_k)] [J_0(\alpha s A_k)]^{G-1} + J_1(\alpha s A_k) [(G-1) J_0(\alpha s A_k)]^{G-2} (-\alpha s) J_1(\alpha s A_k)] \cdot \prod_{p=1}^N J_0(\alpha s A_p) \quad (24)$$

($p \neq h_j$ 와 동일한 level을 가지는 반송파)

(ii) $h_j = A_k$ 경우

$$\frac{\partial B_k}{\partial h_j} = \sum_{s=1}^L b_s J_1(\alpha s A_k) G [J_0(\alpha s A_k)]^{G-1} [-\alpha s) J_1(\alpha s A_k)] \cdot \prod_{p=1}^N J_0(\alpha s A_p) \quad (25)$$

($p \neq k, h_j$ 와 동일한 level을 가지는 반송파)

여기서, G 는 동일 반송파 그룹에 포함된 반송파의 개수, A_k 는 k 번째 반송파의 입력 진폭을 의미한다. 독립변수 h_j 에 대한 혼변조적 성분의 편미분 해석은 다음과 같다.

$$\frac{\partial P_{IMP_k}}{\partial h_j} = Re \left[IM_{3d}^* \cdot \left(\frac{\partial IM_{3d}}{\partial h_j} \right) + IM_{3s}^* \cdot \left(\frac{\partial IM_{3s}}{\partial h_j} \right) \right]_{k-th BW} \quad (26)$$

IM_{3d} , IM_{3s} 는 식(17), (18)에서 제시하였고, 혼변조적 성분에 대한 편미분은 3-차 Dominant, 3-차 Specific 혼변조적 성분으로 분류하여 해석할 수 있다. 3-차 Dominant 형태의 혼변조적을 편미분 독립변수에 따라 제시하면 다음과 같다.

(i) $h_j = A_X, h_j = A_Y, h_j \neq A_Z$ 인 경우

$$\frac{\partial IM_{3d}}{\partial h_j} = \sum_{s=1}^L b_s [2J_1(\alpha s A_k) 0.5 \alpha s [J_0(\alpha s A_k) - J_2(\alpha s A_k)] J_0(\alpha s A_k)^{G-2} + [J_1(\alpha s A_k)^2 (G-2) [J_0(\alpha s A_k)]^{G-3} [-\alpha s) J_1(\alpha s A_k)]] \cdot J_1(\alpha s A_Z) \prod_{p=1}^n J_0(\alpha s A_p) \quad (27)$$

($p \neq Z, h_j$ 와 동일한 level을 가지는 반송파)

(ii) $h_j = A_X, h_j \neq A_Y, h_j = A_Z$ 인 경우

$$\frac{\partial IM_{3d}}{\partial h_j} = -\sum_{s=1}^L b_s [2J_1(\alpha s A_k) 0.5 \alpha s [J_0(\alpha s A_k) - J_2(\alpha s A_k)] J_0(\alpha s A_k)^{G-2}$$

$$+ [J_1(\alpha s A_h)^2 (G-2) [J_0(\alpha s A_h)]^{G-3} [-(\alpha s) J_1(\alpha s A_h)]] \cdot J_1(\alpha s A_Y) \prod_{p=1}^n J_0(\alpha s A_p) \quad (28)$$

($p \neq Y, h_j$ 와 동일한 level을 가지는 반복패)

(iii) $h_j = A_X, h_j = A_Y, h_j = A_Z$ 인 경우

$$\frac{\partial IM_{3d}}{\partial h_j} = -\sum_{s=1}^L b_s [3 J_1(\alpha s A_h)^2 0.5 \alpha s [J_0(\alpha s A_h) - J_2(\alpha s A_h)] J_0(\alpha s A_h)^{G-3} + [J_1(\alpha s A_h)^3 (G-3) [J_0(\alpha s A_h)]^{G-4} [-(\alpha s) J_1(\alpha s A_h)]] \cdot \prod_{p=1}^n J_0(\alpha s A_p) \quad (29)$$

($p \neq h_j$ 와 동일한 level을 가지는 반복패)

(iv) $h_j = A_X, h_j \neq A_Y, h_j \neq A_Z$ 인 경우

$$\frac{\partial IM_{3d}}{\partial h_j} = -\sum_{s=1}^L b_s [0.5 \alpha s [J_0(\alpha s A_h) - J_2(\alpha s A_h)] J_0(\alpha s A_h)^{G-1} + [J_1(\alpha s A_h) (G-1) [J_0(\alpha s A_h)]^{G-2} [-(\alpha s) J_1(\alpha s A_h)]] \cdot J_1(\alpha s A_Y) J_1(\alpha s A_Z) \prod_{p=1}^n J_0(\alpha s A_p) \quad (30)$$

($p \neq Y, Z, h_j$ 와 동일한 level을 가지는 반복패)

(v) $h_j \neq A_X, h_j = A_Y, h_j \neq A_Z$ 인 경우

$$\frac{\partial IM_{3d}}{\partial h_j} = -\sum_{s=1}^L b_s [0.5 \alpha s [J_0(\alpha s A_h) - J_2(\alpha s A_h)] J_0(\alpha s A_h)^{G-1} + [J_1(\alpha s A_h) (G-1) [J_0(\alpha s A_h)]^{G-2} [-(\alpha s) J_1(\alpha s A_h)]] \cdot J_1(\alpha s A_X) J_1(\alpha s A_Z) \prod_{p=1}^n J_0(\alpha s A_p) \quad (31)$$

($p \neq X, Z, h_j$ 와 동일한 level을 가지는 반복패)

(vi) $h_j \neq A_X, h_j \neq A_Y, h_j = A_Z$ 인 경우

$$\frac{\partial IM_{3d}}{\partial h_j} = -\sum_{s=1}^L b_s [0.5 \alpha s [J_0(\alpha s A_h) - J_2(\alpha s A_h)] J_0(\alpha s A_h)^{G-1} + [J_1(\alpha s A_h) (G-1) [J_0(\alpha s A_h)]^{G-2} [-(\alpha s) J_1(\alpha s A_h)]] \cdot J_1(\alpha s A_X) J_1(\alpha s A_Y) \prod_{p=1}^n J_0(\alpha s A_p) \quad (32)$$

($p \neq X, Y, h_j$ 와 동일한 level을 가지는 반복패)

(vii) $h_j \neq A_X, h_j = A_Y, h_j = A_Z$ 인 경우

$$\frac{\partial IM_{3d}}{\partial h_j} = -\sum_{s=1}^L b_s [2 J_1(\alpha s A_h) 0.5 \alpha s [J_0(\alpha s A_h) - J_2(\alpha s A_h)] J_0(\alpha s A_h)^{G-2}$$

$$+ [J_1(\alpha s A_h)^2 (G-2) [J_0(\alpha s A_h)]^{G-3} [-(\alpha s) J_1(\alpha s A_h)]] \cdot J_1(\alpha s A_X) \prod_{p=1}^n J_0(\alpha s A_p) \quad (33)$$

($p \neq X, h_j$ 와 동일한 level을 가지는 반복패)

(viii) $h_j \neq A_X, h_j \neq A_Y, h_j \neq A_Z$ 인 경우

$$\frac{\partial IM_{3d}}{\partial h_j} = -\sum_{s=1}^L b_s J_1(\alpha s A_X) J_2(\alpha s A_Y) J_0(\alpha s A_Z) \cdot G [J_0(\alpha s A_h)]^{G-1} [-(\alpha s) J_1(\alpha s A_h)] \prod_{p=1}^n J_0(\alpha s A_p) \quad (34)$$

($p \neq X, Y, Z, h_j$ 와 동일한 level을 가지는 반복패)

3-차 Dominant 유형의 혼변조적의 해석과 유사하게 3-차 Specific 유형의 혼변조적을 독립변수(h_j)에 따라 분류하여 제시하면 다음과 같다.

(i) $h_j = A_X, h_j = A_Y$ 인 경우

$$\frac{\partial IM_{3s}}{\partial h_j} = -\sum_{s=1}^L b_s [(0.5 \alpha s) [J_1(\alpha s A_h) - J_3(\alpha s A_h)] J_1(\alpha s A_h) J_0(\alpha s A_h)^{G-2} + J_2(\alpha s A_h) (0.5 \alpha s) [J_0(\alpha s A_h) - J_2(\alpha s A_h)] J_0(\alpha s A_h)^{G-2} + J_2(\alpha s A_h) J_1(\alpha s A_h) (G-2) J_0(\alpha s A_h)^{G-3} [-(\alpha s) J_1(\alpha s A_h)]] \cdot \prod_{p=1}^n J_0(\alpha s A_p) \quad (35)$$

($p \neq h_j$ 와 동일한 level을 가지는 반복패)

(ii) $h_j = A_X, h_j = A_Y$ 인 경우

$$\frac{\partial IM_{3s}}{\partial h_j} = -\sum_{s=1}^L b_s [(0.5 \alpha s) [J_1(\alpha s A_h) - J_3(\alpha s A_h)] J_0(\alpha s A_h)^{G-1} + J_2(\alpha s A_h) (G-1) J_0(\alpha s A_h)^{G-2} [-(\alpha s) J_1(\alpha s A_h)]] \cdot J_1(\alpha s A_X) \prod_{p=1}^n J_0(\alpha s A_p) \quad (36)$$

($p \neq X, h_j$ 와 동일한 level을 가지는 반복패)

(iii) $h_j \neq A_X, h_j = A_Y$ 인 경우

$$\frac{\partial IM_{3s}}{\partial h_j} = -\sum_{s=1}^L b_s [(0.5 \alpha s) [J_0(\alpha s A_h) - J_2(\alpha s A_h)] J_0(\alpha s A_h)^{G-1} + J_1(\alpha s A_h) (G-1) J_0(\alpha s A_h)^{G-2} [-(\alpha s) J_1(\alpha s A_h)]] \cdot J_2(\alpha s A_X) \prod_{p=1}^n J_0(\alpha s A_p) \quad (37)$$

($p \neq X, h_j$ 와 동일한 level을 가지는 반복패)

(iv) $h_j \neq A_X, h_j = A_Y$ 인 경우

$$\frac{\partial IM_{3s}}{\partial h_j} = -\sum_{s=1}^L b_s J_2(\alpha s A_X) J_1(\alpha s A_Y) \cdot G J_0(\alpha s A_h)^{G-1} [-\alpha s J_1(\alpha s A_h)] \prod_{p=1}^n J_0(\alpha s A_p) \quad (38)$$

($p \neq X, h_j$ 와 동일한 level을 가지는 반송파)

식(27)~식(38)을 식(26)에 대입함으로써 혼변조적의 편미분에 대한 세부적인 표현식을 얻을 수 있다.

III-3. 인접채널간섭

인접채널간섭은 원하는 채널로 유입되는 인접채널의 전력으로 정의된다. 그러므로 다수의 인접한 채널이 실제적으로 원하는 채널에 간섭을 일으키게 된다. 그러나 원하는 채널과 가장 인접한 2개의 채널을 제외한 나머지 채널에 의해 유입되는 상대적으로 간섭 정도가 미약하므로 본 논문에서는 원하는 채널에 가장 인접한 상하향 두개의 채널만을 간섭원으로 가정한다. 원하는 신호의 반송파전력은 식(19)와 같이 정의되고 인접채널간섭의 전력은 다음과 같이 정의된다.

$$P_{ACI_k} = \left[\frac{|B_{k-1}|^2}{2} + \frac{|B_{k+1}|^2}{2} \right]_{k-th BW} \quad (39)$$

여기서, $k-th BW$ 는 원하는 반송파의 대역폭, B_{k-1} 은 하향채널(low channel), B_{k+1} 은 상향채널(upper channel)을 의미한다. 원하는 반송파의 전력 대 인접채널간섭의 전력비는 다음과 같다.

$$\frac{P_{C_k}}{P_{ACI_k}} = \left[\frac{\frac{|B_k|^2}{2}}{\frac{|B_{k-1}|^2}{2} + \frac{|B_{k+1}|^2}{2}} \right]_{k-th BW} \quad (40)$$

식(39), (40)에서 원하는 신호전력 및 인접한 신호의 전력은 식(13)을 이용하여 얻을 수 있다. 편미분 성분의 해석은 다음과 같다.

$$\frac{\partial \left(\frac{P_{C_k}}{P_{ACI_k}} \right)^{-1}}{\partial h_j} = \frac{\left(\frac{\partial P_{ACI_k}}{\partial h_j} \right) \cdot P_{C_k} - P_{ACI_k} \cdot \left(\frac{\partial P_{C_k}}{\partial h_j} \right)}{(P_{C_k})^2} \quad (41)$$

원하는 반송파 성분에 대한 편미분 및 인접채널간섭

(식(39))에 대한 편미분은 식(23)~(24)를 이용하여 얻을 수 있다.

III-4. 공동채널간섭

편파의 성질을 달리하여 동일한 주파수대역을 이용하는 주파수 재사용(frequency reuse) 방식은 한정된 주파수 자원을 효율적으로 이용하기 위해서 위성통신에서 널리 적용된다. 주파수 재사용 방식은 주파수 측면에서 효율적인 반면 불완전한 편파분리에 의해서 동일한 주파수를 이용하는 반송파간에 간섭을 일으킨다. 이와 같이 편파의 불완전한 독립성에 의해 발생하는 간섭을 공동채널간섭이라 한다. 공동채널간섭은 주파수 재사용의 정도에 따라 증가되지만 본 논문에서는 2 배의 주파수 재사용을 간주하였다. 편파분리의 불완전성은 원하는 편파의 전력 대 유입된 성질이 다른 편파의 전력비인 XPD (Cross Polarization Discrimination)주로 표현된다. 본 논문에서는 간섭을 일으키는 중계기의 전력스펙트럼과 원하는 중계기의 전력스펙트럼의 상대적인 비를 XPD로 정의하여 반송파를 중심으로 C/CCI를 결정하였다. 원하는 중계기의 k 번째 반송파전력은 식(19)에서 이미 제시하였고 공동채널간섭의 전력을 결정하면 다음과 같다.

$$P_{CCI_k} = \frac{1}{XPI} \int_{w_k - BW/2}^{w_k + BW/2} P_i(f) df \quad (42)$$

여기서 $P_i(f)$ 는 간섭을 일으키는 중계기의 전력스펙트럼밀도(power spectral density), w_k, BW 원하는 중계기에서 k 번째 반송파의 중심주파수 및 대역폭을 의미한다. 그러므로 식(19)와 식(42)를 이용하면 C/CCI는 다음과 같이 정의된다.

$$\frac{P_{C_k}}{P_{CCI_k}} = \frac{\frac{|B_k|^2}{2}}{\frac{1}{XPI} \int_{w_k - BW/2}^{w_k + BW/2} P_i(f) df} \quad (43)$$

C/CCI에 대한 편미분 해석은 다음과 같다.

$$\frac{\partial \left(\frac{P_{C_k}}{P_{CCI_k}} \right)^{-1}}{\partial h_j} = \frac{\left(\frac{\partial P_{CCI_k}}{\partial h_j} \right) \cdot P_{C_k} - P_{CCI_k} \cdot \left(\frac{\partial P_{C_k}}{\partial h_j} \right)}{(P_{C_k})^2} \quad (44)$$

Ⅲ-5. 상·하향 열잡음

상하향링크에서의 열잡음에 의한 k-번째 반송파의 C/N을 정의하면 다음과 같다.

$$\left(\frac{P_{C_k}}{N_{up}}\right) = P_{in} - IPBO_k - T_n - k - BW_k \text{ [dB]} \quad (45)$$

$$\left(\frac{P_{C_k}}{N_{dn}}\right) = EIRP_{sat} - OPBO_k - L_{dn} + (G/T)_{ES_k} - k - BW_k \text{ [dB]} \quad (46)$$

- 여기서, P_{in} : 증계기 입력 포화 전력 [dBW]
- $IPBO_k$: k-번째 입력반송파의 Backoff [dB]
- T_n : 증계기 수신안테나의 잡음온도 [dB-k]
- $EIRP_{sat}$: 증계기 포화 EIRP [dBW]
- $OPBO_k$: k-번째 출력반송파의 Backoff [dB]
- $(G/T)_{ES_k}$: 수신 지구국의
- L_{dn} : 하향링크 총 손실 [dB]
- k : Boltzmann 의 상수 [dBW/k-Hz]
- BW_k : 각 반송파의 대역폭 [dB/Hz]

편미분 해석을 수행해 보면 상향링크 열잡음의 경우, 편미분 변수가 j번째 반송파 레벨인 경우 j번째 레벨과 동일한 모든 반송파가 편미분 변수를 포함하고 있으므로 j번째 레벨과 동일한 모든 반송파에 대해 편미분이 수행되어야 한다. 그리고 j번째 레벨과 동일하지 않는 모든 반송파는 편미분 변수에 무관하므로 상수항으로 처리된다. 결국 상향링크의 편미분은 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{\partial \left(\frac{P_{C_k}}{N_{up}}\right)^{-1}}{\partial h_j} = -P_{in} + \frac{\partial IPBO_k}{\partial h_j} + T_n + k + BW_k \text{ [dB]} \quad (47)$$

식(45)~(47)의 연산이 데시벨(dB)임을 유념하여야 한다. 하향링크의 경우 편미분 계산은 다음과 같다.

$$\frac{\partial \left(\frac{P_{C_k}}{N_{dn}}\right)^{-1}}{\partial h_j} = -EIRP_{sat} + \frac{\partial OPBO_k}{\partial h_j} + L_{dn} - (G/T)_{ES_k} + k + BW_k \text{ [dB]} \quad (48)$$

Ⅲ-6. 강우 효과

강우에 의한 영향은 크게 신호전력의 직접적인 감

쇠, 편파의 depolization, 하향링크 시스템잡음 온도의 증가로 분류된다. 본 논문에서는 가장 지배적인 영향을 미치는 신호전력의 감쇠만을 고려하였다. 강우에 의한 신호전력의 감쇠는 신호와 간섭에 동일하게 영향을 미치므로 혼변조직, 공동채널간섭, 인접채널간섭에 의한 C/I의 고려 시에는 영향을 미치지 않고, 단지 열잡음에 의한 C/N 계산에서 신호전력의 감소로 나타나게 된다.

Ⅳ. 결과분석

본 장에서는 II. 성능기준, III. 수학적 해석에서 제시한 수학적 표현식을 근거로한 시뮬레이션 결과를 제시한다. 시뮬레이션 환경을 입력반송파 전력의 레벨의 수에 따라 분류하여 설정하고 각각의 모델에 4가지 성능기준을 적용한 경우에 대한 최적입력반송파 전력을 제시하였다. 또한 초기 입력반송파전력과 최적입력반송파전력에서의 total C/N을 4가지 성능기준별로 비교 제시하였다. 본 장에서 예를 보이고 있는 two, four, six-level 이상의 고차 레벨인 경우에도 수학적해석 및 시뮬레이션 수행에 있어 동일한 방식을 적용하여 구할 수 있다.

수학적 해석에 있어 level의 수의 증가는 식(1) 혹은 식(2)에서 보면 알 수 있듯이 단지 독립변수의 증가만을 의미하므로 수학적 해석에 있어 고차 레벨일지라도 변화가 없다. 시뮬레이션 수행에 있어서도 level의 수가 독립변수 갯수의 증가이므로 시뮬레이션 수행 시간에 거의 차이가 없다. 시뮬레이션에 있어 가장 많은 계산 수행시간을 요구하는 부분은 혼변조직 계산 과정이다. 혼변조직 계산에 있어 수행시간은 레벨의 수에는 거의 무관하며 반송파의 갯수에 따라 수행시간이 결정된다. 그러므로 시뮬레이션 수행시간은 고차 레벨로 증가한다고 길어지는 것이 아니라 반송파의 갯수가 증가할 수록 증가된다[04]. 그러므로 2-level, 4-level, 6-level 이상의 고차 level에서도 충분히 이용가능하며 3-level, 5-level 등도 동일한 방식으로 해석할 수 있다.

Ⅳ-1. Two-level SCPC 시스템

입력반송파 전력레벨의 수가 2인 two-level SCPC 시스템을 시뮬레이션 모델로 가정하였다. 4 성능기준

의 적용에서 요구되는 파라메타, 동일반송파 그룹에 포함되는 반송파의 수 및 전체반송파의 수를 표 1에 나타내었다.

표 1. Two-level SCPC 시스템에서의 성능기준 파라메타 및 반송파의 수

Table 1. Performance criteria parameter and the number of carrier in two-level SCPC system

성능 기준	기준 C/N [dB]	상대적인 비 [dB]	동일그룹 내의 반송파 수	전체 반송파의 수
[성능기준 1]	*	*	10	20
[성능기준 2]	16	*	10	20
[성능기준 3]	*	[2, 0]	10	20
[성능기준 4]	16	[0, 2]	10	20

표 1에서 *는 적용된 성능기준에 있어 요구되지 않는 파라메타를 나타낸다. 예를 들어 [성능기준 1]의 경우 기준 C/N 및 상대적인 비가 요구되지 않으므로 *로 표시하였다. 상대적인 비에서 0(zero)는 기준이 되는 반송파그룹의 전력을 나타낸다. 즉 [성능기준 3]에서 [2, 0]은 두 번째 반송파 그룹의 total C/N 보다 첫 번째 반송파 그룹의 total C/N이 2 dB 높도록 성능기준을 결정하였음을 나타낸다. [성능기준 4]에서는 기준 C/N이 16 dB이므로 상대적인 비가 [0, 2]인 경우 첫 번째 반송파 그룹의 total C/N이 16 dB 이며, 두 번째 반송파 그룹의 total C/N이 2 dB 높음을 나타낸다. 동일반송파 그룹내의 반송파 수는 동일 반송파 전력을 가지는 반송파 그룹에 포함된 반송파의 갯수를 의미한다.

표 1에서 제시한 4 가지 성능기준에 따른 수신지구국에서의 total C/N을 제시하면 다음과 같다.

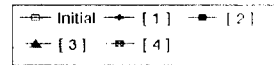
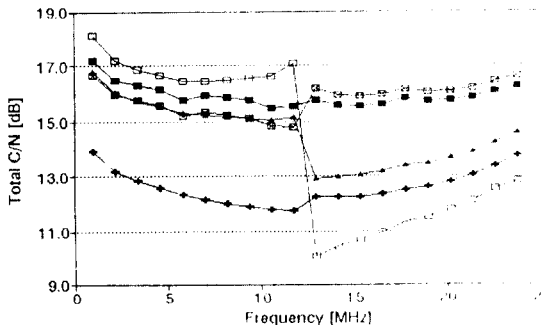


그림 1. Two-level SCPC 시스템에서의 total C/N
Fig. 1. Total C/N in two-level SCPC system

위 그림의 initial, [1], [2], [3], [4]는 초기전력할당에서 total C/N 및 4 가지 성능기준에 따른 최적전력할당에서의 total C/N을 나타낸다. 초기전력할당에서 최대 C/N 18.12 dB와 최소 C/N 10.07 dB의 차는 8.05 dB 이다. [성능기준 1]의 경우 최대 C/N 13.94 dB와 최소 C/N 11.76 dB로서 2.18 dB로서 초기전력할당에서 보다 최대, 최소 C/N의 차가 5.87 dB 만큼 감소함을 알 수 있다. [성능기준 2]의 기준 C/N을 16 dB로 지정함으로써 전체적으로 [성능기준 1] 보다 4 dB 정도 높은 C/N을 나타낸다. [성능기준 3]의 경우 상대적인 비를 [2, 0]으로 지정함으로써 첫 번째 반송파 그룹이 두 번째 반송파 그룹에 비해 전체적으로 2 dB 높은 결과를 나타낸다. [성능기준 4]의 경우 기준 C/N을 16 dB로 지정하고 상대적인 비를 [0, 2]를 지정함으로써 첫 번째와 두 번째 반송파 그룹의 상대적인 비가 [성능기준 3]에서와는 정반대로 나타난다. 각각의 성능 기준에 따른 초기 입력전력할당과 최적 전력할당을 비교하면 다음과 같다.

그림 1에서 보면 초기전력할당에서 첫 번째 반송파 그룹의 C/N이 두 번째 반송파 그룹의 C/N보다 매우 높음을 보였는데 이는 그림 2-(a)에서 보면 첫번째반송파의 전력이 높고, 첫 번째 반송파 그룹의 수신지구국 G/T를 40.7 dB/K, 두 번째 반송파 그룹의 수신지구국 G/T를 31.7 dB/K로 가정하였기 때문이다. [성능기준 1]의 최적전력할당에서의 결과가 두 번째 반송파 그룹의 전력이 높은 것은 수신지구국의 G/T를 다르게 지정함으로써 나타난 결과라 볼 수 있다. [성능기준 2]에서 전체적으로 입력반송파 전력이 낮게 나타내게 되는 이유는 다양한 간섭 원인 중에서 혼변조적 전력에 의한 간섭효과가 지배적인 상황에서 total C/N을 증가시키기 위해 입력전력을 backoff 시킨 결과라 볼 수 있다. [성능기준 3], [성능기준 4]에서도 유사한 해석이 가능하다.

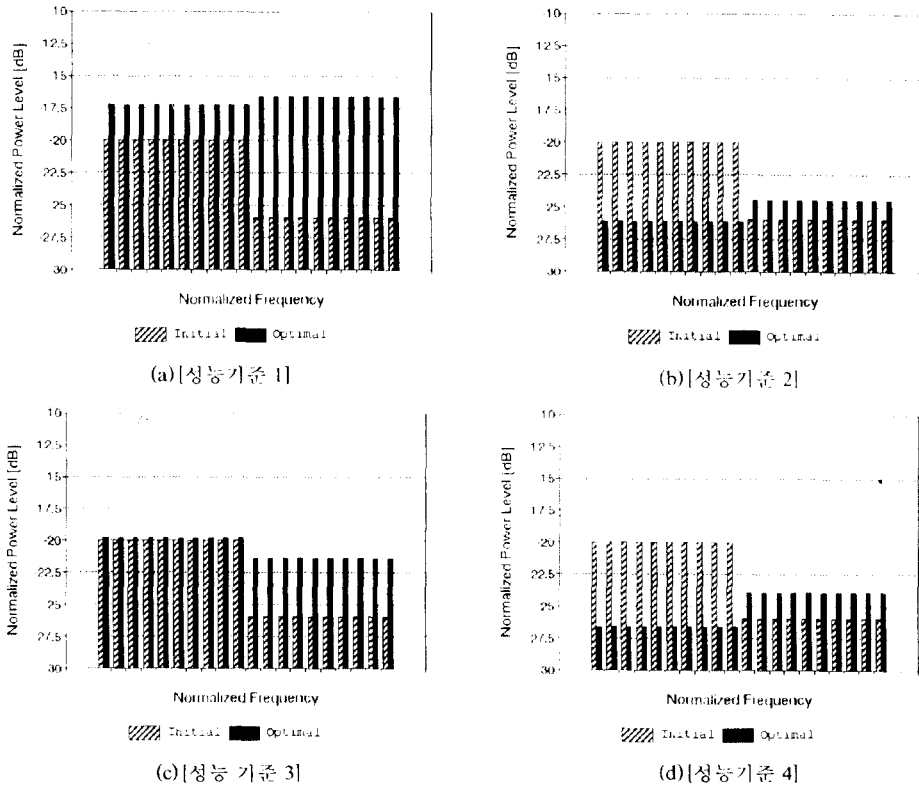


그림 2. Two-level SCPC 시스템에서의 최적전력할당

Fig. 2. Optimal power assignment in two-level SCPC system

IV-2. Four-level SCPC 시스템

Four-level SCPC 시스템에서의 성능기준에 따른 최적전력할당의 결과를 제시한다. 성능기준 파라메타 및 반송파의 수는 다음과 같다.

표 2. Four-level SCPC 시스템에서의 성능기준 파라메타 및 반송파의 수

Table 2. Performance criteria parameter and the number of carrier in four-level SCPC system

성능 기준	기준 C/N [dB]	상대적인 비 [dB]	동일그룹 내의 반송파 수	전체 반송파의 수
[성능기준 1]	*	*	10	40
[성능기준 2]	14	*	10	40
[성능기준 3]	*	[2, 1, 0, -1]	10	40
[성능기준 4]	14	[-1, 0, 1, 1]	10	40

전체 반송파의 수를 40 개로 설정하였으며, [성능기

준 2]와 [성능기준 4]에서 기준 C/N을 14 dB로 지정하였고, [성능기준 3]과 [성능기준 4]에서 세 번째 반송파 그룹과 두 번째 그룹을 기준으로 상대적인 비를 설정하였다. 성능기준에 따른 수신지구국에서의 total C/N의 변화는 다음과 같다.

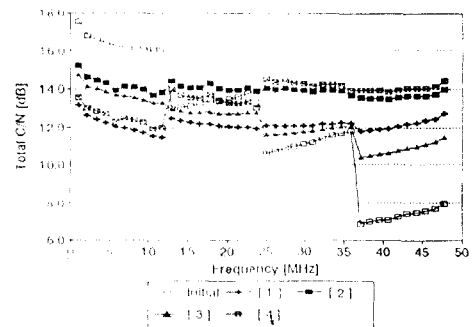
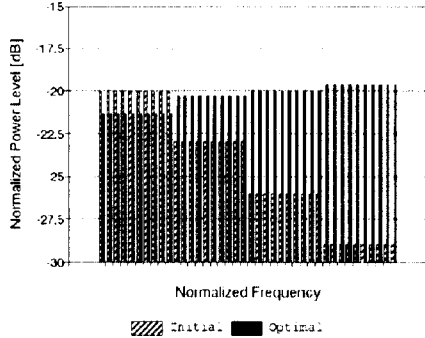
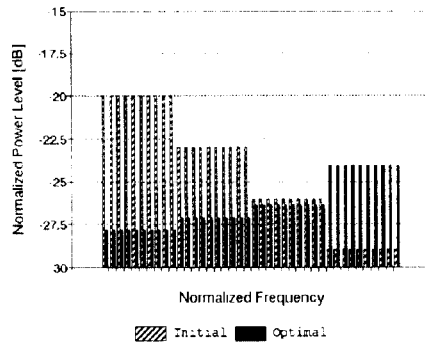


그림 3. Four-level SCPC 시스템에서의 total C/N
Fig. 3. Total C/N in four-level SCPC system

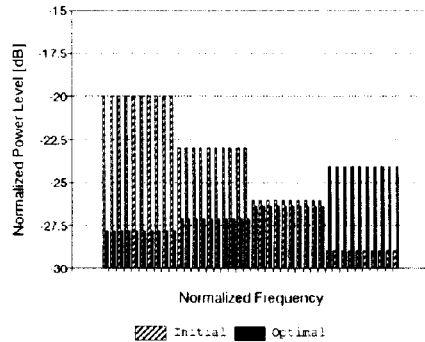
4가지 성능기준에 따른 초기전력할당과 최적전력 할당의 변화를 제시하면 다음과 같다.



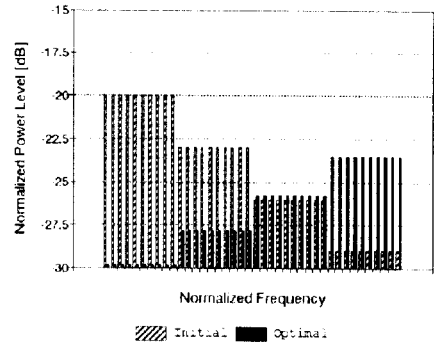
(a) [성능기준 1]



(b) [성능기준 2]



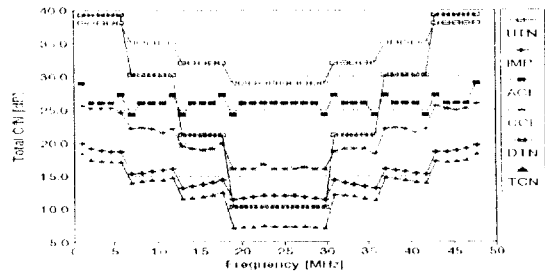
(c) [성능기준 3]



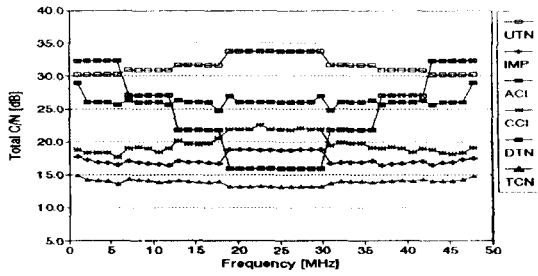
(d) [성능기준 4]

그림 4. Four-level SCPC 시스템에서의 최적전력할당
Fig. 4. Optimal power assignment in four-level SCPC system

Four-level SCPC 시스템에서의 성능기준에 따른 입력전력의 변화는 two-level SCPC 시스템에서와 유사하다. 각 반송파 그룹의 수신지구국 G/T 는 47.7, 41.7, 35.7, 27.7 dB/K로 적용된다. 성능기준에 따라 요구되는 total C/N을 만족시키는 최적전력할당은 다양한 간섭원에 복합적으로 영향을 받기 때문에 total C/N만을 고려해서는 최적전력할당의 변화를 정확히 이해하기는 어렵다. 특히 다양한 간섭원 중에서 지배적인 간섭원이 무엇인가를 알아야만이 성능기준에 따른 전력할당의 변화를 이해하기가 용이하다. 그 예로 대칭적인 반송파그룹 배치를 가지는 four-level SCPC 시스템에서의 각 간섭원의 영향을 초기전력할당 및 최적전력할당에서 분석해 보면 다음과 같다.



(a) 초기 전력 할당



(b) 최적 전력 할당

그림 5. 초기와 최적 전력 할당에서의 각 간섭원에 대한 C/N 및 C/I

Fig. 5. Each C/I and C/N in initial and optimal power assignment

그림 5는 [성능기준 1]에 대한 결과로서 UTN, IMP, ACI, CCI, DTN은 각각 상향링크 열잡음, 혼변조적, 인접채널간섭, 공동채널간섭, 하향링크 열잡음에 의한 C/N 및 C/I를 나타낸다. 초기전력할당과 최적전력할당의 변화는 다음과 같다.

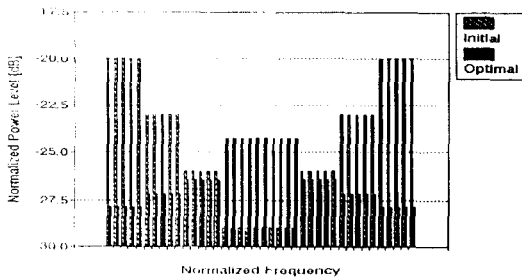


그림 6. 그림 5의 초기전력할당과 최적전력할당

Fig. 6. Initial and optimal power assignment in Fig. 5.

그림 5의 초기전력할당에서 가장 지배적인 간섭원은 중계기의 중앙영역을 제외하면 혼변조적으로 볼 수 있다. 중앙영역에서는 하향링크 열잡음이 지배적이다. 혼변조적에 의한 C/I의 형태는 중계기 가장자리에서 높고 중앙영역에서 낮게 나타난다. 그 결과 total C/N도 가장자리에서 높고 중앙영역에서 낮게 나타난다. 이러한 결과는 그림 6의 초기전력할당이 가장자리에 있는 반송파 그룹의 전력이 높고 중앙영역으로 갈수록 전력이 낮아지는 할당을 가지고 있으므로 나타나는 결과이다. 최적전력할당에서도 지배적인 간섭원은 전체적으로 볼 때 혼변조적이며 중앙영역에서만 하향링크 열잡음이 지배적이다. 혼변조적에 의한 C/N도 초기전력할당에서와는 달리 가장자리는 낮고 중앙영역은 높게 나타난다. 그 결과 total C/N에서 최대, 최소값의 차가 초기전력할당보다 매우 작게 나타난다. 그림 6에서 보면 최적전력할당이 중앙영역에서 매우 높고 가장자리에서 낮아져 전체적으로 유사한 total C/N을 가지도록 전력할당이 이루어짐을 볼 수 있다.

IV-3. Six-level SCPC 시스템

Six-level SCPC 시스템에서의 최적전력할당에 대한 결과를 제시한다. 성능기준의 적용에 있어 요구되는 파라미터 및 반송파의 수는 다음과 같다.

전체반송파의 수는 60개로 설정하였고 [성능기준 3]과 [성능기준 4]에서의 상대적인 비는 세 번째 반송파 그룹을 기준으로 설정하였다. 4가지 성능기준에 따른 total C/N의 변화는 다음과 같다.

표 3. Six-level SCPC 시스템에서의 성능기준 파라미터 및 반송파의 수

Table 3. Performance criteria parameter and the number of carrier in six-level SCPC system

성능 기준	기준 C/N [dB]	상대적인 비 [dB]	동일그룹내의 반송파의 수	전체 반송파의 수
[성능기준 1]	*	*	10	60
[성능기준 2]	14	*	10	60
[성능기준 3]	*	[2, 1, 0, -1, -2, -3]	10	60
[성능기준 4]	13	[2, 1, 0, -1, -2, -3]	10	60

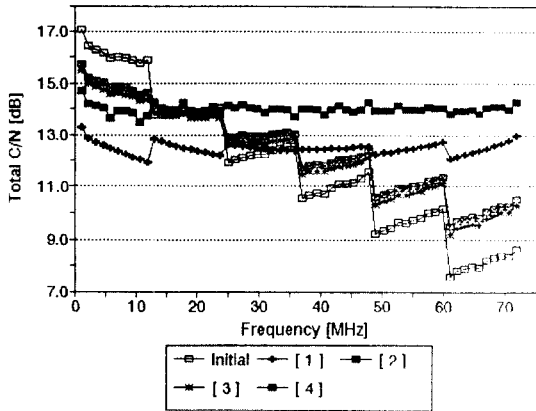
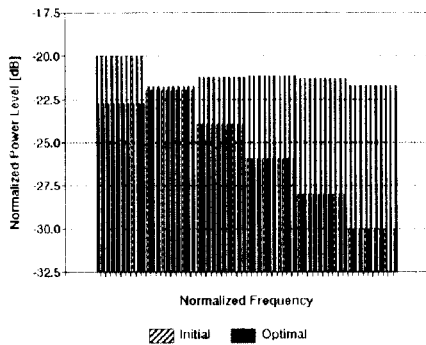
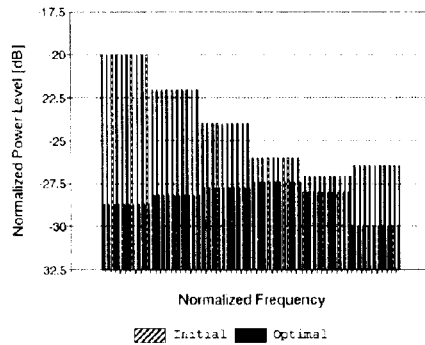


그림 7. Six-level SCPC 시스템에서의 total C/N
Fig. 7. Total C/N in two-level SCPC system

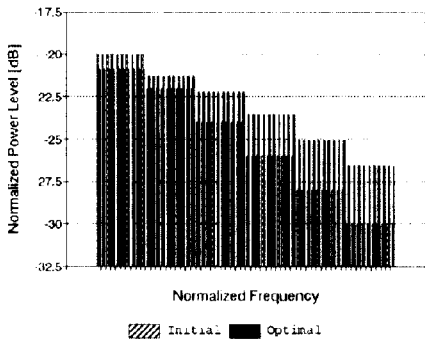
성능기준에 따른 초기전력할당과 최적전력할당의 변화는 다음과 같다.



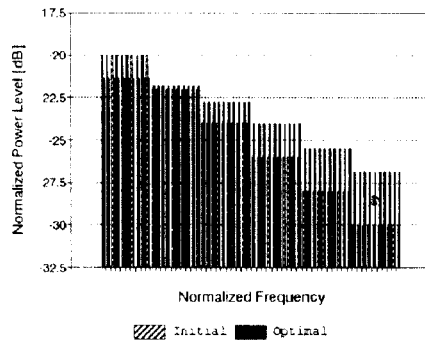
(a) [성능기준 1]



(b) [성능기준 2]



(c) 성능기준 3]



(d) 성능기준 4]

그림 8. Six-level SCPC 시스템에서의 최적전력할당
Fig. 8. Optimal power assignment in six-level SCPC system

각 반송파그룹의 수신지구국 G/T를 47.7, 44.7, 41.7, 38.7, 35.7, 32.7 dB/K로 설정하였다. 그림 7에서 초기 전력할당에서 최대, 최소 C/N의 차는 9.47 dB(17.05 -7.58)이며 [성능기준 1]의 경우 최대, 최소 C/N의 차가 1.26 dB(12.76-11.50)으로 감소하였으며, 기준 C/N이 14 dB인 [성능기준 2]에서는 14 dB를 중심으로 최대, 최소 C/N의 차가 0.97 dB로 감소하였다. 그림 8-(b)를 보면 total C/N의 증가를 위해 전체입력전력을 감소시켜 혼변조적에 의한 C/I를 증가시킴을 알 수 있다. [성능기준 3]과 [성능기준 4]에서는 동일한 상대적인 비를 가지나 [성능기준 4]에서 기준 C/N을 13 dB으로 설정함에 따른 차이를 볼 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 multi-level SCPC 시스템에서 동일

전력을 가지는 반송파 그룹의 최적전력할당 방안을 제시하였다. 기울기 성분을 이용하여 최대, 최소 지점을 빠른 수렴속도로 찾아가는 Fletcher-Powell을 적용하기 위하여 위성링크에서 발생하는 간섭 및 잡음에 대한 수학적정의 및 이에 대한 편미분 해석을 수행하였으며 또한 최적화의 성능기준으로는 수신지구국의 C/N을 기준으로 4 가지 유형으로 분류하여 제시함으로써 다양한 위성링크환경에 대한 성능평가를 수행할 수 있었다. 그리고 동일반송파 전력을 가지는 반송파그룹의 레벨 수에 따른 성능평가를 통하여 각 성능기준에 대한 중계기 입력반송파그룹의 최적전력할당을 얻을 수 있었으며 부가적으로 초기 및 최적 전력할당에 따른 잡음 및 간섭에 대한 성능변화를 알 수 있었다.

이와 같은 본 논문의 결과는 위성망의 설계 및 수정에 있어 한정된 위성중계기 전력자원의 효율적인 운용을 위해 이용할 수 있을 것으로 사료되며 반송파 그룹의 주파수 배치 방법론을 고려한 전력최적화 기법의 개발이 차후 계속적으로 연구되어야 할 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

1. Peter Y. Chang and Osamu Shimbo, "Input Power Assignment of Multicarrier Systems from Given Output Power Levels," IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-27, No. 10, Oct. 1979.
2. Robert K. Crane, "Prediction of Attenuation by Rain," IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-28, Sept. 1980.
3. R. Fletcher and M. J. D. Powell, "A Rapidly Convergent Descent Method for Minimization," The Computer Journal, Vol. 6, 1963-1964, pp. 163-168
4. J. C. Fuenzalida, O. Shimbo, and W. L. Cook, "Time-Domain Analysis of Intermodulation Effects by Nonlinear Amplifier," COMSAT Technical Review, Vol. 3, No. 1, Spring 1973.
5. Tri T. Ha, Digital Satellite Communications, Macmillan Publishing Company, 1986.
6. M. Horstein and D. T. Laflame, "Multilevel SCPC System Design," IEEE Trans. Comm. Vol. Com-

27. Oct. 1979.
7. Lan N. Nguyen and Osamu Shimbo, "A Method for Transponder Capacity and Link Performance Optimization in Preassigned Multilevel SCPC Systems," IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-29, No 3, March. 1981.
8. William H. Press, Numerical Recipes: The Art of Scientific Computing, Cambridge University Press, 1986.
9. P. L. Rice and N. R. Holmberg, "Cumulative Time Statistics of Surface-Point Rainfall Rates," IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-21, No. 10, Oct. 1973.
10. M. J. Robusto, "INTELSAT V Transmission System Models Used for Analysis, Optimization, and Operational Control," Proc. AIAA Ninth Communications Satellite Systems Conf. Mar. 1982.
11. O. Shimbo, Transmission Analysis in Communication Systems, Computer Science Press, Volume 1, 1988.
12. O. Shimbo, Transmission Analysis in Communication Systems, Computer Science Press, Volume 2, 1988.
13. 최종연구보고서, 중계기의 최적반송파 전력할당 기법, 한국전자통신연구소, 1994.



金炳均(Kim Byung Kyun) 정회원
 1992년 2월:성균관대학교 전자공학과 졸업(학사)
 1994년 2월:성균관대학교 대학원 전자공학과 졸업(석사)
 1994년 3월~현재:성균관대학교 대학원 박사과정

※주관심 분야: 위성통신, 이동통신, 디지털통신 기술
 등업



崔炯辰(Choi Hyung Jin) 정회원

1974년 2월: 서울대학교 전자공학과 졸업(학사)

1976년 2월: 한국과학기술원 전기전자공학과 졸업(석사)

1976년 3월~1979년 7월: 주식회사 금성사 중앙연구소 근무(연구원)

1979년 9월~1982년 12월: 미국 University of Southern California 전기공학과 박사(Ph. D)

1982년 10월~1989년 2월: 미국 LinCom Corp. 연구원으로 근무

1989년 3월~현재: 성균관대학교 전자공학과(부교수)

※주관심 분야: 디지털통신, 무선통신, 이동통신, 위성통신 및 동기화 기술을 포함한 Modem 기술 등임