

패턴同期에 의한 디지털데이터 통신方式

(Data Transmission System by Pattern Synchronization)

安 秀 桔*

(Ann, Souguil)

要 約

一定한 패턴의 디지털·코오드가檢出될 때 마다 “1”이 送出된것으로 하는 디지털 데이터 통신을從來 2,400 bit/sec.에 限定되었던 有線電話 케이블에 適用하여 速度를 向上시켰다. 코오드는 “1”의 連續클라스타를 使用하여 受信端에 웨이스·록코드·루우프를 두어 그 濾波部分의 時定數를 키워 PLL 固有의 雜音不感特性을 活用함으로써 에라율이 적으면서도 20k bit/sec.의 速度를 얻을 수 있었다.

ABSTRACT

Data Communication by sending pulse train and verifying the lock-in of a phase locked loop in receiving end is studied. The noise rejection property inherent to PLL is analysed. By using about six pulses in a train, data transmission rate of 20k bit/sec. in a telephone cable is achieved, thus permitting high speed data communication and an excellent immunity against noise.

1. 緒 論

電子計算機의 發達에 依해 高速度 데이터 處理가 可能하게 되기는 하였으나 入出力機器等 페리페럴의 限定된 速度 및 人間이 介入할 경우의 너무나 느린 速度로 因해서 電子計算機의 活用은 어떠한 制限을 받고 있다. 하물며 地域적으로 分散되어 있는 情報를 蒐集하여 處理해야할 境遇에 있어서 情報의 授受에 人間이 介入하고 있으면 이것은 能率의 低下와 에라의 根源이 되는 것이기 때문에 이미 디지털 形態로 되어 있는 信號를 直接 遠距離에 送受信하는 데이터 通信方式이 近年에 많이 發達하였다.

市內 Cable等 電話回線에서는 送信可能帶域幅

이 몹시 限定(300~4000Hz 程度)되어 있지만 世界的으로 施設되어 있어서 이러한 電話回線에 依한 데이터通信을 開發하여 널리 使用하고 있으나 傳送可能 데이터 速度는 과히 크지 못하다.

CCITT에서는 全世界의 技術現況을 참작하여 50 bit/sec., 200 bit/sec., 1200 bit/sec. 및 2400 bit/sec.로 統一시키고 있고 이 마지막 2400bit/sec.는 電話帶域 全域을 使用하고 있으며 4位相變調方式으로서 2 bits를 同時에 보냄으로서 高速化를 꾀하고 있는 實情이다.

其他 Telpak A. B. C. D等 高速度의 데이터通信이 實用化되고 있으나 이들은 電話回線이 아니고 廣帶域의 專用線이다. 한편 24加入者가 時分割로서 同時에 한 回線을 使用하는 等の 利點 때문에 PCM 技術이 電話에 導入되어 있는데 이 경우에는 電話線에 1,544 메가 Hz의 높은 레퍼터션

* 正會員 서울工大 電子工學科 (College of Eng., SNU)

레이트의 디지털信號가 보내지고 있는데 이러한 周波數帶에서의 電話回線의 減衰는 장하가 안 되어있는 回線에서도 상당히 높지만 알맞은 距離에 리피터를 두면 디지털信號에서는 시그널 콘디쇼닝 過程에서의 에라율이 몹시 적기 때문에 1,544 메가헬스의信號를 電話回線에 使用하고 있는 것이다. 이러한 減衰를 통해서 原信號를 再生할 수 있으면 Data 通信을 좀 더 高速化할 수 있을 것이다.

2. 디지털 傳送

디지털信號를 直接 線路에 送出하면 그信號의 비트레이트(bit rate)에 비해 훨씬 높은 周波數의 成分을 包含하고 있기 때문에 감쇠가 크고 周波數에 따라 減衰가 다르나 二進 코오드일 경우 그 受信과 리쉐이핑(Reshaping)이 쉬어지고 複雜한 시그널 콘디쇼너를 쓰지 않아도 리피터 出力에 에라-가 들어오는 率은 極히 적고 스텝 슈홀드(Threshold)가 넘지 않는 범위의 에라는 쉐이핑(Shaping) 할때마다 除去되어 加算關係에 있지 않다. 단지 雜音에 의한 에라가 일어날 가능성이 많기 때문에 一連의 固定된 패턴의 펄스 스트레인(train)을 보내어 比較를 시켜 미리 確定된 그 코오드를 찾았을 때마다 코인저덴스펄스를 내어 "1"스태이트(State)가 傳送된 것으로 간주하면 될 것이다.

이러한 境遇 實際 Data 通信速度는 原 Digital信號의 펄스 레이트보다 패턴의 길이만큼 낮은 低調波의 速度가 되고 말지만 비트 레이트를 100 k bit/sec. 단위로 올리면 10k bit/sec. 程度의 데이터 通信速度는 쉽게 얻어질 것이다. 雜音에 의한 에라를 除去하기 爲해서 여러 bit에 걸치는 패턴을 使用하는 것이지만 패턴이 길면 랜덤 雜音이信號로 誤檢出되는 일이 적은 代身 올바른 패턴이 雜音때문에 교란을 받아서 밋싱(Missing)될 境遇가 생기게 된다. 또한 複雜한 패턴이 반듯이 有利한 것은 아니고 "1"의 連續은 랜덤하게 보이는 코오드의 패턴을 쓸 境遇와 마찬가지로 도리어 受信端에서의 썹크로나이저 動作을 爲해서 有利하다. 이러한 긴 패턴의 경우 受信과 리피터

動作은 確實視되나 가장 問題가 되는 點은 雜音에 對한 不感性이다. 즉 패턴이 길어도 도리어 교란되기 때문에 比較器에서 에라가 생겨도 限定된 어떠한 Bit 數 以上일 경우는 無視하는 方式을 써야 하는 複雜性이 있다

3. 헤이스 록크드 롬 雜音 不感性

雜音이 가장 교란하기 힘든것이 FM과 PM인 面을 생각하여 헤이스 록크드 롬을 使用하고 同調된 周波數成分의 펄스信號가 繼續 들어올때만 PLL이 록크·인이 되는 것을 利用하여 레큐러한 "1"코오드의 連續을 록크·인(Lock-in)하는데 必要한 個數만큼 보내 줌으로써 거의 노이즈·프리(noise free)한信號를 얻을 수 있다. PLL의 檢波 밴드幅에 따라 濾波器 回路의 應答이 빠르기도 하고 늦게도 되는데 빠른 境遇에는 펄스數가 적어도 록크·인(Lock-in)이 되는데 이때는 勿論 雜音에 의한 誤動作의 可能性도 많아지고 늦을 경우에는 록크·인(Lock-in)에 요구되는 펄스數가 크며 따라서 雜音에 의한 誤動作의 可能性이 적어진다

入力信號를 $\omega_1 + \Delta\omega_1$ 라하고 電流制御發振器(Current Controlled oscillator 또는 Voltage Controlled Oscillator)의 出力角周波數를 $\omega_2 + \Delta\omega_2$ 라고 하면 이 두가지 角周波數는 時間 後에 볼때 그 差로 因해서 일어나는 位相差는 $\pm \frac{\pi}{2}$ 라디언을(PLL에 固定的인 지연 라디언을 除外하고) 넘지 못할 터이니 $\omega_1 = \omega_2$ 이고 差는 $\Delta\omega_1$ 과 $\Delta\omega_2$ 差에 吸收시킬 境遇 다음 式이 成立한다.

$$\int_0^t (\omega_1 + \Delta\omega_1) dt = \int_0^t (\omega_2 + \Delta\omega_2) dt + \theta(t) \quad (1)$$

$$\omega_1 + \Delta\omega_1 = \omega_2 + \Delta\omega_2 + \frac{d\theta}{dt} \quad (2)$$

한편 헤이스 록킹 機構에 의해 位相差 $\theta(t)$ 에 比例하는 周波數 變更力信號가 걸리는 것이기 때문에 그 部分에 關해서는 다음 式이 成立한다.

$$\Delta\omega_2(s) = H(s) \theta(s) \quad (3)$$

但 이들은 $\omega(t)$, $h(t)$ 및 $\theta(t)$ 의 라플라스變換이다 이들을 聯立시켜

$$\frac{\omega_1}{s} + \Delta\omega_1(s) = \frac{\omega_2}{s} - H(s)\theta(s) + s\theta(s) - \theta(0^+) - \frac{\pi}{2} \quad (4)$$

$$\theta(s) = \frac{\theta(o^+) + \frac{\pi}{2}s + \Delta\omega_1(s)}{H(s) - s} \quad (5)$$

이것이 엑사이테이션 $\Delta\omega_1$ 과 結果的인 位相差 θ 사이의 關係式으로서 低域濾波器의 傳達函數 $H(s)$ 에 따라서 雜音에 의한 $\Delta\omega_1$ 에 對해서 θ 가 얼마라도 둔하게 應答하게 만들 수 있는 것이다.

밴드幅이 $B(=f_o \pm f_B)$ 이고 雜音이 들어올 確率이 $N(f)$ 라면 n bit에 의한 總합 確率 P_n 은 다음式으로 나타낸다.

$$P_n = \left(\int_{f_o - f_B}^{f_o + f_B} N(f) df \right)^n \quad (6)$$

被積分函數가 1에 比해서 極히 적은 것이기 때문에 P_n 은 n 에 따라 적어지고 따라서 에라-가 몹시 적어진다.

4. 實驗裝置와 實驗方法

送信端에서 願하는 個數의 連續 펄스를 보내는 裝置가 必要하고 受信端에서는 씨그널 콘디셔너와 PLL이 必要하게 된다. 送信端의 機器를 프리셋터블 펄스 제네레이터(Pre-settable pulse generator)이라고 부르기도 하면 이 PSPG는 어

떠한 數子를 二進 코오드로 나타내고(例를 들어 ||||) 그 코오드를 比較器에 依해서 檢出하기로 하고 우리가 보내고저 하는 펄스 數만큼 그 코드에서 減한 數를 카운터에 프리셋트(Preset)해 주고 必要한 數만큼의 펄스를 보내준 다음 最初의 코드가 檢出되었을때 게이팅(Gating)해 줌으로서 얻어낼 수 있다 PLL이 完全히 록크·인(Lock-in) 狀態에서 빠져 나오고 프리(free)한 狀態에서 前節에서 말한바 最適數의 "1" 펄스 트레이인이 들어올 때마다 록크·인(Lock-in)되는 것을 確認하기 爲해서 펄스 트레이인 아라이벌(arrival)를 더욱 뜨문 뜨문하게 하기 위해서 또 다시 게이팅 시킨 結果 PSPG의 最終回路는 다음과 같이 되었다. (그림 1) 단 여기서는 트레이인을 構成하는 펄스의 數가 10個 以下이기 때문에 BCD Code를 SN 74141N 디코더(Decoder)에 依해서 디코딩시킨 다음 必要한 數만큼의 連續番號의 디코오드된 出力을 SN7430N 낸드·게이트(Nand Gate)에 導入하여 OR 動作을 시킴으로서 連結시킨 個數의 連續 디코오드된 出力을 SN7430N 낸드·게이트(Nand Gate)에 導入하여 必要한 길이의 NRZ 코드를 얻고 있다.

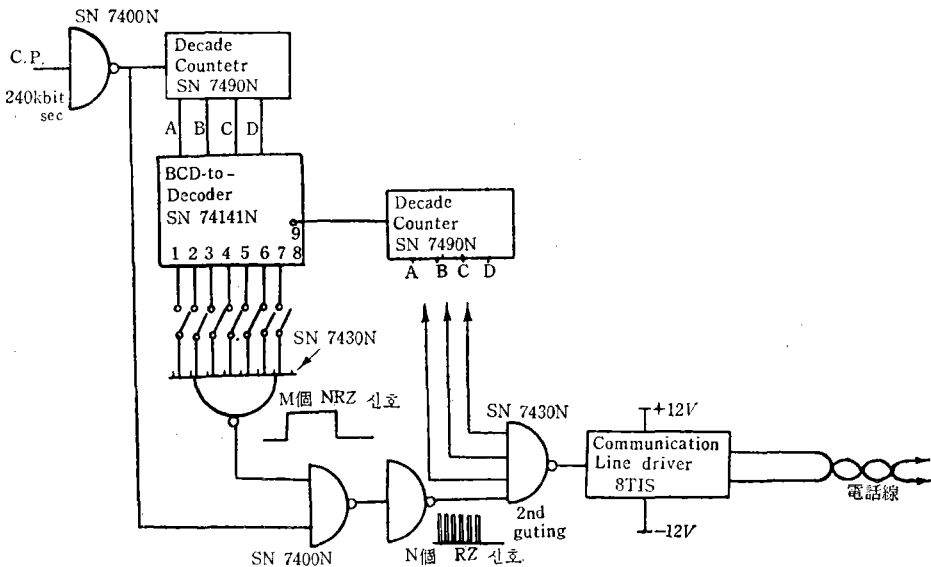


그림 1. 送信部分

Fig 1. Pre-settable pulse generator

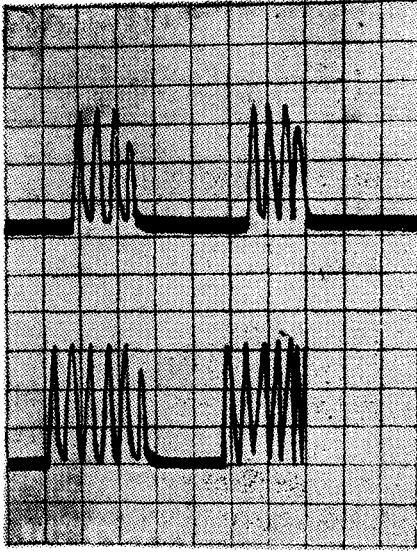


그림 2. 펄스 트레인
Fig 2. Pulse train (case of 4 pulses and 6 pulses)

마지막 게이팅 트레인사이 간격을 더욱 띄우기 위한 第2次 게이팅 직前的 트레인 모양을(4個 펄스 및 6個 펄스의 경우) 그림 2에 실었다. 受信端에서는 雜音에 埋沒되어 있는 有效信號部分을 檢出하기 위해서 페이스·록크드·를 사용하였다.

그 回路는 그림 3과 같고 構成은 그림 4와 같다. 그림에서 CCO는 電流 制御 發振器로서 入力電流에 따라서 發振周波數가 달라지게 되어 있는데 이 實驗에서는 無入力에서 240k bit/sec. 로서 發振하게 調整해 놓았다. 最初의 信號가 CCO 發振波보다 位相이 앞서느냐 늦느냐에 따라서 負 또는 正의 電壓이 CCO의 制御端子에 印加될 것이다. 이 信號는 低域濾波器를 거치게 되어 있고 그 通過帶域幅이 클수록 CCO는 急激히 發振周波數를 連續의으로 바꾸어 位相差를 감소시켜 준다.

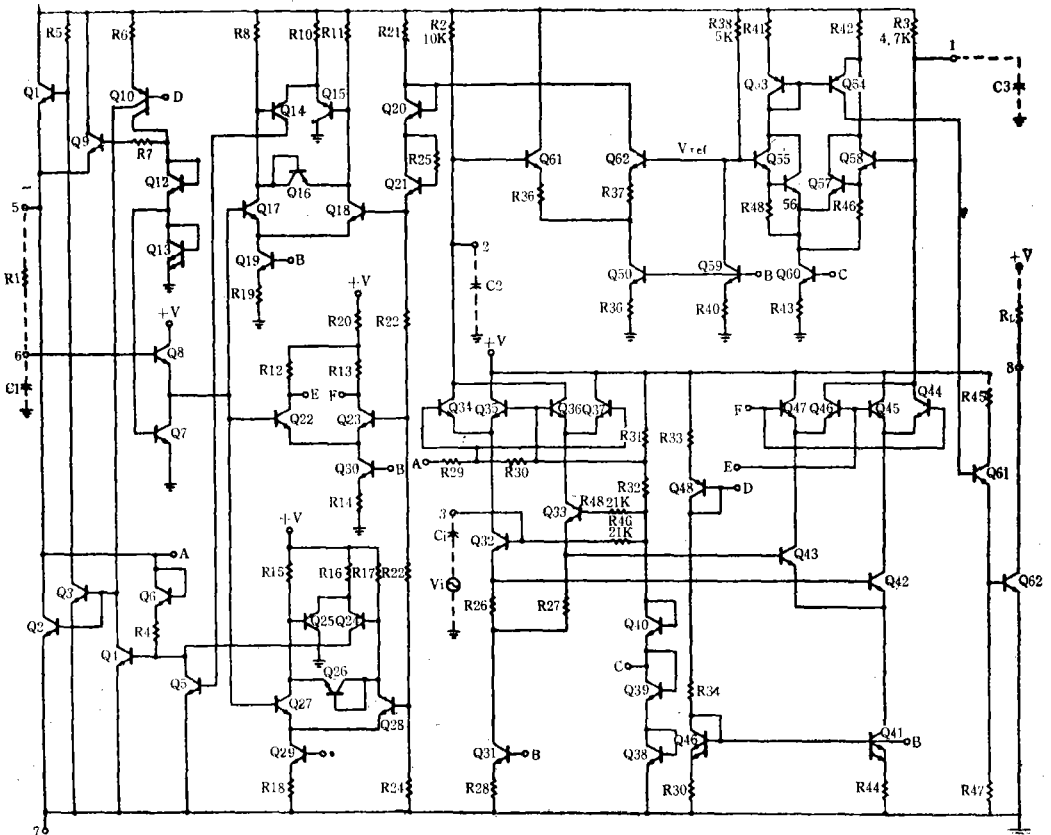


그림 3. PLL 567 回路
Fig 3. circuit of 567 type PLL

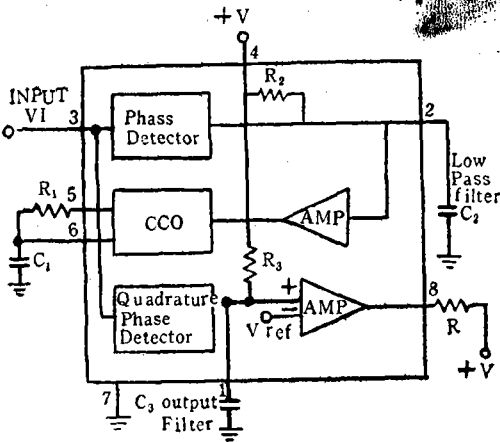


그림 4. 567 PLL 回路구성
Fig 4. Block diagram of 567 type PLL

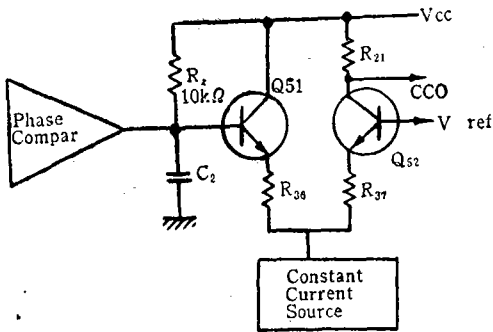


그림 5. 저역여파기부분
Fig 5. Low pass filter circuit

低域 濾波器 回路部分은 그림 5와 같으며 比較器에서 나오는 엑사이테이션(Excitation) I_o 에 對해서 對答은

$$R(s) = \frac{R I_o(s)}{1 + sRC} \quad (7)$$

이다.

但 R 計算에서 트랜지스터 Q_{51} 以後 回路에 依한 Q_{51} 베이스에서 본 入力抵抗 R_{in} 은

$$R_{in} = 2h_{ie} + (1 + \beta)(R_{36} + R_{37}) \quad (8)$$

로써 몹시 크기 때문에 並列로 있는 $R_2 (= 10K\Omega)$ 에 比해 無視할 수 있다.

採擇한 페이스·록크드·룸 567 모델은 더욱 D.C 나 천천히 변동하는 신호에 無關係하게 中心 周波數成分(이 實驗에서는 240 k bit/sec)만 찾아 내어서 록크·인하기 때문에 시그널 콘디셔너가

따로 必要하지 않다.

入力回路에 콘덴서를 使用하여 DC 成分을 卡特·오프 하였다. 出力은 TTL 폼페티블(Compatible)한 디지털 信號이므로 電子計算機의 바퍼(Buffer)에 이을 수가 있다. 다른 레벨을 위해서 간단히 인터어페이스(Interface)를 둘 수도 있다.

5. 結果와 檢討

第2次 게이팅 以後의 펄스 트레인과 그에 따른 線路의 送信端에서의 波形을 그림 6에 提示 하였다. TTL의 "1"레벨을 피데스트랄(Pedestal)로 하는 펄스 클러스터가 보인다 上半部에 線路의 送信端에서의 波形이 있는데 펄스의 파일·업(Pile up) 현상이 보이고 라이징·에즈(Rising edge)에 펄스 트레인이 얹혀있는 것이 보인다. 파일·업(Pile up) 현상은 受信端에서 콘디셔닝 機能이 좋기 때문에 지장은 없으나 코뮤케이션 라인·드라이버(Communication line driver) T 15의 高壓電源($\pm 12V$)을 조정해서 없앨 수 있다. 그것은 "1"로 부터의 리커버리타임(Recovery time)을 줄여 줌으로써 最終的인 씨그널·레이트를 增加시키는데 도움이 된다. 록크·인(Lock-in)에 必要한 펄스의 數는 低域濾波器部分의 卡特·울(Cut-off) 周波數에 따라 다르지만 (6) 式으로 보아 PLL을 록크·인(Lock-in)시킬 程度의 雜

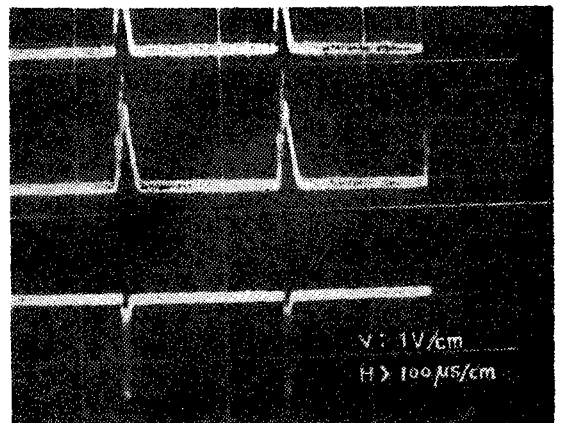


그림 6. 受信端信號와 펄스 트레인
Fig 6. signals at sending end receiving end and pulse train

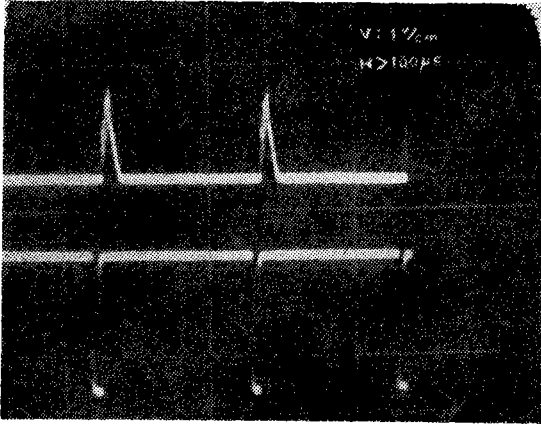


그림 7. 受信端信號와 出力

Fig 7. signal at receiving end and digital output

음은 n 을 5以上으로 할때 거의 없는 것으로 보고 通過帶域를 14%로 넓힌 結果 6個의 팔스로서 完全히 록크·인(Lock-in)하는 것을 알 수 있었다 리커버리(Recovery)에 6個 팔스 폭의 마진(Margin)을 두어서도 20k bit/sec.의 데이터傳達이 가능한 것을 確認하였고 PLL에 固有한 雜音不感性를 觀察할 수 있었다. 受信端에서의 波形과 出力回路에서의 디지털 出力은 그림 7과 같다

6. 結 論

PLL에 依해서 몹시 雜音에 不感한 디지털 信號를 傳送할 수 있음을 알 수 있다. 이 實驗에서 使用한 線路는 W/190 軍用電話線 1km長이며 그 特性 임피던스는 實測結果 160Ω 程度이다. 그림 6과 그림 7을 比較해서 알 수 있는 바와 같이

高周波部分에 있어서의 감쇠는 12dB/km 程度인데 6個 以上の 팔스·트레인에 對해서는 完全히 록크·인(Lock-in)이 되는 것을 觀察할 수 있다. 록크·인(Lock-in)에 必要한 팔스의 數도 不變하여 jitter(jitter)의 現象은 볼 수 없었다. 結局 피데스트랄(Pedestral) 部分을 위해 相當한 마-진(Margin)을 두어도 20k bit/sec.의 데이터 傳達이 可能하고 必要된 리피터-間 距離는 受信端에 必要한 信號強度가 實測上 10mv 이고 20mv 以上の 信號에 對해서 誤差없는 動作을 할 것으로 되어 있는 點으로 보아 3km의 間隔을 두면 된다. 이 距離는 市內電話用 PCM 리피터에 比하면 樂觀할 수 있다.

參 考 文 獻

1. Doelz M. L., E. T. Heald and D. L. Martin "Binary Data-transmission Techniques for Linear Systems", Proc. of IRE, 1957 May pp. 656-661.
2. A. A. Alexander, R. M. Gryb and D. W. Nast "Capabilities of the Telephone Network for Data Transmission", BSTJ, Vol. 39 (May 1960) pp. 431-476.
3. F. Amoroso "On the Efficient Use of Voice-Channel Bandwidth in Data Transmission" IEEE Trans. Communication Tech. Vol. Com-15(Oct 1967) pp. 669-679.
4. R. A. Silvemem "On Binary Channels and their Cascades" IRE Trans. On Information Theory, Vol. IT-1(Dec 1955) pp. 19-27.