

다채널 무선 전력 전송 시스템의 다중 위상 변조를 적용한 위상 교정 방법

Multi-Channel Phase Calibration Method Using Multi-Phase Modulation for a Wireless Power Transfer System

이 한 성*** · 양 영 구*

Hanseong Lee*** · Youngoo Yang*

요 약

본 논문에서는 위상배열 무선 전력 전송 시스템에서 다중 위상 변조를 적용한 위상 교정 방법을 제시한다. 무선 전력 전송 시스템의 송신부는 기준 채널과 교정 채널로 구성되고, 교정 채널의 위상은 채널 별로 다른 주파수로 변조된다. 수신기는 송신부의 변조 타이밍과 동기화하여 포락선 검출기로 송신부의 합성과 크기를 검출하고, 고속 푸리에 변환으로 각 채널의 교정 위상을 계산한다. 계산된 위상값은 송신부에 전달되고 벡터 변조기에 입력되어 빔포밍 최적화를 위한 각 채널의 위상이 교정된다. 제안된 위상 교정 방법을 검증하기 위해 4채널 위상배열 무선 전력 전송 시스템을 제작하였고, 위상 교정 후 전력이득을 측정하여 빔포밍의 최적화를 실험적으로 검증하였다. 그러므로 제안된 시스템은 여러 채널 위상의 병렬 교정이 가능하며 다채널 무선 전력 전송 시스템에 적합한 구조임을 보인다.

Abstract

This paper presents a multi-channel phase calibration method using multiphase modulation for phased-array wireless power transfer (WPT) systems. The proposed architecture consists of one reference channel and multiple calibration channels, in which the phase of each calibration channel is modulated at a distinct frequency. The receiver is synchronized with the modulation timing of the transmitter and detects the magnitude of the combined signal using an envelope detector. The beamforming phase for each channel was then extracted through a fast Fourier transform (FFT) analysis. The calculated phase values are fed back to the corresponding calibration channels and applied to vector modulators to achieve optimal beamforming. To validate the proposed method, a four-channel phased-array WPT system was implemented. The effectiveness of the calibration approach was experimentally verified by measuring the power gain after phase calibration. The results demonstrate that the proposed system enables the parallel phase calibration of multiple channels, making it well suited for large-scale multi-channel WPT applications.

Key words: Wireless Power Transfer, Calibration Method, Multi-Phase Modulation, Fast Fourier Transform

*성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과(Department of Electrical and Computer Engineering, Sungkyunkwan University)

**성산전자통신(SUNGSAN Electronics & Communications)

· Manuscript received March 2, 2026 ; Revised March 13, 2026 ; Accepted April 2, 2026. (ID No. 20260302-014)

· Corresponding Author: Youngoo Yang (e-mail: yang09@skku.edu)

I. 서 론

마이크로파 무선전력전송 기술은 전력 공급원과 전력 소비원을 물리적으로 분리하여 접촉 없이 전력을 전달할 수 있는 장점이 있다. 이러한 장점으로 마이크로파 무선 전력전송 기술은 전자제품, 자동차, 우주태양광발전 등과 같이 수 미터에서 수 킬로미터 이상의 장거리 무선전력 전송에 관해 다양한 연구가 진행되어 왔다. 하지만 마이크로파 무선전력전송은 전력의 전송거리가 멀어질수록 전력 전송 효율이 낮아져서 수신부에서 높은 전력을 수신하지 못하는 단점이 있다. 이러한 단점을 극복하기 위해 무선전력전송 시스템에 위상배열 구조를 적용하여 송수신 채널의 수를 늘리고 빔포밍(beamforming)을 통해 수신전력을 높이는 연구들이 수행되었다^{[1]-[7]}.

위상배열 무선전력전송 시스템에서는 빔포밍 기술의 정확도가 수신전력의 크기를 결정하는 핵심 요소로 작용한다. 또한 위치가 변화하는 수신기에 대한 무선전력전송은 위치 변화에 따른 실시간 빔포밍이 필수적이며, 시스템 효율을 유지하기 위해 빔포밍 과정이 빠른 시간 내에 완료되어야 한다.

표 1은 무선전력전송 빔포밍 기술 관련 선행 연구의 구조와 특징을 요약한 것이다. 참고문헌 [4] 및 참고문헌 [5]에서는 RDA(retrodirective array antenna)를 무선전력전송

시스템에 적용하여 배열 안테나에 입사된 신호 위상의 역 위상을 송신기에 보상함으로써 빔포밍 정확도와 효율을 최적화하는 연구를 수행하였다. 하지만 이 구조는 위상을 검출하기 위해 수신기에 파일럿(pilot) 신호 발생기와 별도의 구동 전력이 필요하여 실제 운용에 제약사항이 있다.

참고문헌 [6]에서는 RSSI(received signal strength indicator) 추적과 코드북(codebook) 알고리즘을 기반으로 빔포밍 시스템을 구현하여 수신전력을 최대화하는 연구를 수행하였다. 하지만 코드북의 해상도에 비례하여 오버헤드가 증가하고 채널이 확장될수록 빔포밍 시간과 시스템의 복잡도가 증가하는 단점이 있다.

참고문헌 [7]은 무선전력전송 시스템에 시간 동기화를 기반으로 REV(rotating element electric field vector)를 적용하여 교정 위상을 추출하는 알고리즘으로 전력 전송 효율을 최적화하는 연구를 수행하였다. 하지만 REV가 한 채널씩 순차적으로 수행되어 채널 수에 비례하여 위상 교정 시간이 증가하므로 채널 확장성에 한계를 갖는 단점이 있다.

본 논문에서는 정확한 빔포밍 위상을 추출하고 무선전력전송의 채널 확장성을 위해 시간 동기화 기반 다중 위상 변조를 적용한 무선전력전송 시스템을 제시한다. 제안하는 시스템은 송신부에 파일럿 신호 발생기를 구현하고 수신부에서는 전력 수신 및 신호 스펙트럼 정보만 송신부에 전송하므로 저전력 IoT(internet of things) 및 장거리 무선전력전송에도 적용할 수 있다. 또한 병렬 교정 방식을 통해 채널 확장성을 확보할 수 있다는 장점이 있다. II 장에서는 시간 동기화 기반 다중 위상 변조를 적용한 교정 위상 추출 방법과 시간 동기화 오차에 대한 전력 손실을 기술한다. III 장에서는 위상 교정 방법을 적용한 무선전력전송 시스템을 제작하여 위상 교정 후의 전력이득 측정을 통해 제안된 위상 교정 방법을 검증하였고 IV 장에서는 결론을 기술하였다.

II. 다중 위상 변조를 적용한 교정 위상 계산

그림 1은 본 논문에서 제안하는 다중 위상 변조 무선전력전송 시스템 송신부이고, 그림 2는 무선전력전송 시스템의 수신부이다. II 장에서 수신부 증폭기의 이득은 자유공간 경로 손실 크기와 같다고 가정하고, 송수신부의

표 1. 선행 연구 특징 비교

Table 1. Review of previous studies.

Ref	Base technology	Calibration method	Complexity in channel expansion	Limitations
[4], [5]	Retrodirective array	Parallel	Low	Requires a built-in pilot signal generator in the receiver
[6]	RSSI-based codebook beamforming	Serial	Exponential increase	Increased algorithm complexity and channel expansion
[7]	REV-based beamforming	Serial	Linear increase	Channel expansion

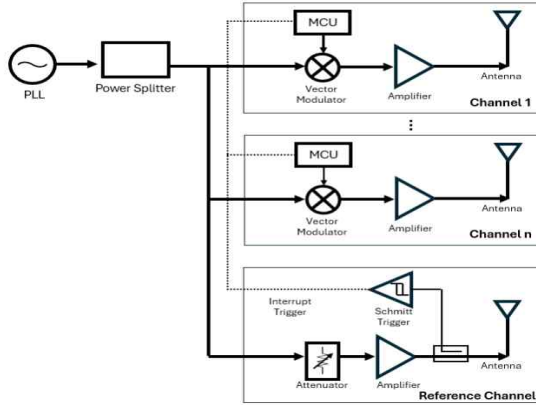


그림 1. 다중 위상 변조 무선전력전송 송신부
Fig. 1. Multi-phase modulation transmitter of wireless power transfer system.

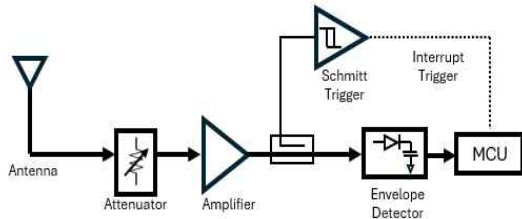


그림 2. 다중 위상 변조 무선전력전송 수신부
Fig. 2. Multi-phase modulation receiver of wireless power transfer system.

DAC(digital to analog converter) 및 ADC(analog to digital converter)의 동작 타이밍은 동기화되어 있다고 가정한다. 무선전력전송 시스템의 송신부는 1개의 기준 채널과 n 개의 교정 채널로 구성되어 있다. 반송파는 PLL(phased-locked loop)에서 생성되어 전력분배기로 균등하게 분배되어 모든 채널에 전달된다. 교정 채널에서는 벡터 변조기(vector modulator)와 MCU(micro controller unit)의 DAC에서 출력되는 변조파로 반송파의 위상을 변조한 후 전력증폭기를 통해 증폭하여 안테나로 방사하고, 기준 채널에서는 변조 없이 반송파를 증폭하여 안테나를 통해 방사한다. 이때 기준 채널을 $R(t)$, n 번째 교정 채널을 $M_n(t)$, 반송파의 각주파수를 w_c , n 번째 교정 채널의 변조된 위상을 $\varphi_n(t)$, 기준 채널로 정규화한 교정 채널의 크기를 a_n 라고 정의하면 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R(t) = e^{jw_c t}$$

$$M_n(t) = a_n e^{jw_c t + \varphi_n} \quad (1)$$

그림 2의 수신부 안테나에서의 n 번째 교정 채널의 위상과 기준 채널의 위상차를 θ_n 라고 하고, 송신부에서 $M_n(t)$ 의 위상을 각주파수 w_n 으로 변조하면 φ_n 은 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\varphi_n(t) = w_n t + \theta_n \quad (2)$$

송신부의 채널별 안테나를 통해 방사된 n 개의 교정 채널 신호와 기준 채널 신호는 공간상에서 합성되어 수신부 안테나로 수신된다. 안테나에서 수신되어 저잡음 증폭기에 의해 증폭된 신호를 $s(t)$ 라 하고, 포락선 검출기(envelope detector)로 검출된 신호를 $s_{DET}(t)$ 라고 하면 각 신호는 식 (1) 및 식 (2)에 의해 식 (3)으로 나타낼 수 있다.

$$s(t) = R(t) + \sum_{k=1}^n M_k(t)$$

$$s_{DET}(t) = |s(t)|$$

$$= |e^{jw_c t}| \times \left| 1 + \sum_{k=1}^n a_k e^{j\varphi_k(t)} \right|$$

$$= \left| 1 + \sum_{k=1}^n a_k e^{j\varphi_k(t)} \right| \quad (3)$$

$s_{DET}(t)$ 의 푸리에 변환을 $S_{DET}(w)$ 라 하면 식 (4)로 나타낼 수 있다.

$$S_{DET}(w) = F\{s_{DET}\}$$

$$S_{DET}(w) = 2\pi\delta(w) + 2\pi \sum_{k=1}^n a_k e^{j\theta_k} \delta(w - w_k) \quad (4)$$

푸리에 변환을 통해 계산된 각 채널의 교정 위상은 w_n 의 위상 θ_n 이다. 계산된 위상값을 통신 모듈을 통해 송신부로 전달하여 벡터 변조기를 통해 위상을 보상하면, 기준 채널에 대한 모든 교정 채널의 위상을 병렬로 교정할 수 있다.

무선전력전송은 전력 공급원과 전력 소비원을 물리적으로 분리하므로 무선 신호에 의한 동기화가 필수적이다. 식 (4)는 DAC 및 ADC의 시작 타이밍이 오차 없이 동기화되었다는 전제하에 위상 교정 방법이 기술되었지만, 실

제 시스템 제작 시에는 MCU 인터럽트 지연 및 지터 등의 요인으로 동기화 오차가 필연적으로 발생하게 된다. MCU 인터럽트 지연과 지터 및 그 외에 모든 요인으로 발생한 시간 동기화 오차를 Δt , 시간 동기화 오차에 의한 위상 오차를 θ_e 라고 하면 n 번째 교정 채널의 위상 $\varphi_n(t)$ 은 식 (2)에 의해 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \varphi_n(t + \Delta t) &= w_n t + \theta_n + \theta_e \\ &= w_n t + \theta_n + w_n \Delta t \end{aligned} \quad (5)$$

그러므로 θ_e 는 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\theta_e = w_n \Delta t \quad (6)$$

기준 채널과 크기가 같은 n 번째 교정 채널이 있고, 위상 교정 후 두 채널의 위상 오차가 θ_e 일 때, 두 합성된 파형의 전력을 $A(\theta_e)$ 라고 하면 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} A(\theta_e) &= |\cos wt + \cos(wt + \theta_e)|^2 \\ &= 4 \cos^2\left(\frac{\theta_e}{2}\right) \end{aligned} \quad (7)$$

위상 오차에 의한 전력 손실률을 $P(\theta_e)$, $A(\theta_e)$ 의 최댓값을 A_{MAX} 라고 하면 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} P(\theta_e) &= \frac{A_{MAX} - A(\theta_e)}{A_{MAX}} \\ &= \frac{4 - 4 \cos^2\left(\frac{\theta_e}{2}\right)}{4} = \sin^2\left(\frac{\theta_e}{2}\right) \end{aligned} \quad (8)$$

식 (6)에 의해 위상 교정 시 시간 오차에 의한 전력 손실률은 식 (9)로 나타낼 수 있다.

$$P(w_n \Delta t) = \sin^2\left(\frac{w_n \Delta t}{2}\right) \quad (9)$$

또한 이상적인 동기화 조건에서 유도된 식 (4)는 교정 오차 θ_e 를 반영한 식 (10)으로 나타낼 수 있다.

$$S_{DET}(w) = 2\pi\delta(w) + 2\pi \sum_{k=1}^n a_k e^{j(\theta_k + \theta_e)} \delta(w - w_k) \quad (10)$$

시간 동기화 과정에서 발생한 타이밍 오차는 채널 간 합성 전력의 손실을 일으킨다. 또한 채널 변조 주파수에 비례하여 오차에 의한 전력 손실률이 증가하고, 채널별로

위상 오차가 다르게 나타날 수 있다. 그러므로 최소한의 오차로 송수신부의 시간을 동기화할 방법이 필요하다. 제안된 시스템에서는 기준 채널에서 파일럿 신호를 발생하여 트리거 신호를 형성하는 구조를 적용하였다. 그림 1에서 메인제어모듈이 기준 채널의 증폭기를 활성화하면 파일럿 신호가 형성된다. 파일럿 신호는 커플러를 통해 슈미트 트리거(Schmitt trigger)로 전달되고 슈미트 트리거는 신호를 감지하면 트리거 펄스 신호를 생성한다. 생성된 펄스 신호는 각 교정 채널과 병렬로 연결되어 MCU로 전달되고, 각 채널의 MCU는 트리거 신호를 받으면 인터럽트 루틴을 수행하여 교정 채널의 위상을 변조한다. 그림 2의 수신부 또한 송신부와 같은 구조로 파일럿 신호가 안테나로 수신되면 커플러를 통해 슈미트 트리거로 전달되어 트리거 신호를 생성하고 MCU에 전달되어 ADC 동작을 시작한다. 송수신부 MCU의 DAC 및 ADC 명령어 수행 간 발생하는 오차를 최소화하기 위해, 시스템 제작 단계에서 각 MCU에 트리거 신호를 인가하여 DAC 및 ADC 동작에 대한 플래그 신호를 생성하고, 각 플래그 신호 간의 시간차를 측정하여 소프트웨어 명령어 간 지연시간을 추가하여 보상한다. 그러므로 파일럿 신호에 의해 송신부와 수신부의 시간이 동기화되고 동기화된 시간으로 교정 위상을 계산할 수 있다.

III. 무선전력전송 시스템 제작 및 시험결과

그림 3 및 그림 4는 다중 위상 변조가 적용된 4채널 무선 전력전송 시스템의 구성도이고, 표 2는 본 논문에서 구현한 무선전력전송 테스트베드의 사용 부품 및 RF budget이다. 송수신부는 5.8 GHz의 주파수에서 동작할 수 있도록 설계되었다. 각 채널 간 변조 타이밍 오차를 최소화하기 위해 MCU의 클럭을 공유하도록 설계하였다. 본 연구에서는 위상 변조를 위해 직교변조기인 LTC5588-1(analog devices, Inc.)를 적용하였다. LTC5588-1은 +30 dBm 이상의 높은 OIP3를 제공하여 반송파 변조 과정에서 발생하는 진폭 왜곡을 최소화할 수 있다.

직교변조기에 반송파 $\cos w_c t$ 가 입력되고 각 직교 성분으로 $I = \cos \theta$, $Q = \sin \theta$ 를 입력하면, 직교변조기의 출력 신호는 $\cos(w_c t + \theta)$ 로 나타낼 수 있다. II장의 위상 교정 방

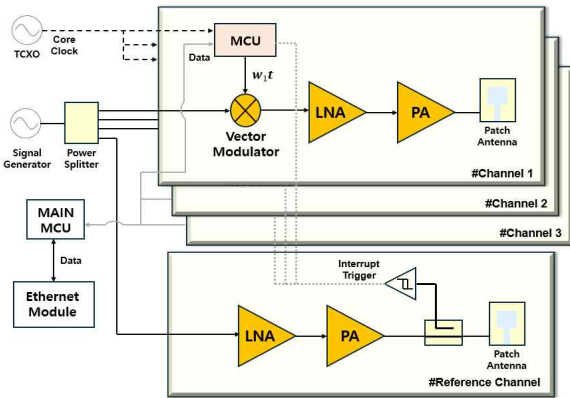


그림 3. 다중위상 변조가 적용된 4채널 무선전력 전송 시스템 송신부 구성도
 Fig. 3. Transmitter block diagram for 4-channel WPT system applying multi-phase modulation.

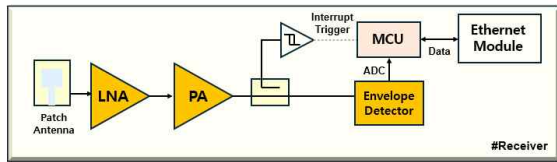


그림 4. 다중위상 변조가 적용된 4채널 무선전력 전송 시스템 수신부 구성도
 Fig. 4. Receiver block diagram for 4-channel WPT system applying multi-phase modulation.

법을 구현하기 위해 각 MCU의 DAC로부터 $I(t)=\cos w_n t$, $Q(t)=\sin w_n t$ 를 동기화하여 출력하면 각 채널의 위상은 φ_n 으로 변조된다. 모든 채널의 합성파는 수신부의 포락선 검출기를 거쳐 MCU를 통해 고속 푸리에 변환되어 각 채널에 대한 교정 위상을 추출할 수 있다. n 채널의 교정 위상값 θ_n 은 송신부로 전달되고, 교정 위상 보상을 위해 각 직교 성분을 $I=\cos \theta_n$, $Q=\sin \theta_n$ 로 출력하여 직교변조기를 위상가변기로 운용하여 위상을 보상할 수 있다.

벡터 변조기 출력단은 송수신 안테나 간의 경로 손실을 보상하기 위한 저잡음 증폭기와 전력증폭기가 설계되었다. QPA9058(Qorvo, Inc.)은 5.8 GHz에서 약 2.5 dB의 낮은 잡음지수와 16.5 dB의 이득을 갖고, HMC311ST89 (analog devices, Inc.)는 16 dB의 이득과 약 14 dBm의 P1 dB 특성을 만족하여 테스트베드에서 운용하는 RF budget

표 2. 무선전력전송 테스트 베드 RF budget
 Table 2. RF budget of WPT test bed.

Transceiver RF budget			
Stage	Part	Gain (dB)	Output power (dBm)
Signal source	E4438C	-	0
4way	Wilkinson divider	-6.5	-6.5
Vector Modulator	LTC5588-1	-10	-16.5
LNA	QPL9058	16.5	0
PA	HMC311ST89	15	15
Antenna	Patch antenna	14 (dBi)	-
Receiver RF budget			
Stage	Part	Gain (dB)	Output power (dBm)
Antenna	Patch antenna	14 (dBi)	-41.5
LNA	QPA9058	16.5	-25
PA1	HMC311ST89	15	-10
PA2	HMC311ST89	15	5
Detector	ADL5502	-	-

에 적용하기에 적합하다.

테스트베드에 적용된 MCU는 STM32G431RB(STMMicroelectronics, Inc)를 적용하였다. STM32G431RB는 클럭 주파수 170 MHz에서 운용할 수 있고 DMA(direct memory access)를 지원하여 직교변조기에 본 실험에 필요한 위상 변조파를 동기화하여 출력할 수 있다. MCU의 클럭 발생기는 타이밍 오차 최소화를 위해 AST3TQ53-V-10.000MHZ-5-C(ABRACON, Inc)를 적용하였다. 적용한 클럭 발생기는 전압으로 클럭주파수 미세 조절이 가능하며, 테스트베드 제작 단계에서 각 클럭 발생기의 주파수를 오실로스코프로 측정하고 제어 전압을 조정하여 클럭 주파수가 최대한 일치하도록 세팅하였다.

위상이 변조된 반송파는 공간상에서 합성되고 수신부 안테나로 입력되어 포락선 검출기로 전달된다. 정확한 위상 계산을 위해 합성된 신호는 포화 및 왜곡 없이 검출되어야 한다. 만약 크기가 같은 n 개의 송신 채널 신호가 합성될 경우 전압의 peak to peak를 V_{PP} 라 하면 $V_{PP} [dB] = 20 \log n$ 와 나타낼 수 있다. 4개의 채널을 운용할 경우

V_{PP} 는 약 12 dB이며, 수신부를 설계할 시 포락선 검출기의 최소 동작영역 및 운용 범위가 고려되어야 한다. 본 연구에서는 4채널 합성 신호에 대해 왜곡을 최소화하여 파형을 검출하기 위해 고속 포락선 검출기인 ADL5502 (analog devices, Inc.)를 적용하였다. ADL5502는 25 dB의 동작영역을 제공하고 10 MHz의 포락선 변조 대역폭을 제공하여 본 시스템에 적용하기에 적합하다.

그림 5는 4채널 무선전력전송 시스템 테스트베드의 설계 검증을 위한 ADS(ADVANCED DESIGN SYSTEM) 시뮬레이터 상의 설계 회로이다. 각 채널에 지연 선로를 추가하여 임의의 위상 차이를 설정하였고, 2, 5, 8 kHz 주파수로 위상을 변조하여 전력 결합기를 통해 합성하였다. 그림 6은 시뮬레이션상에서의 4채널 합성 신호의 전력 크기를 측정한 결과이고, 그림 7은 합성 신호가 포락선



그림 5. 4채널 다중 위상 변조 시뮬레이션 회로
Fig. 5. Simulation circuit of 4-channel multi-phase modulation.

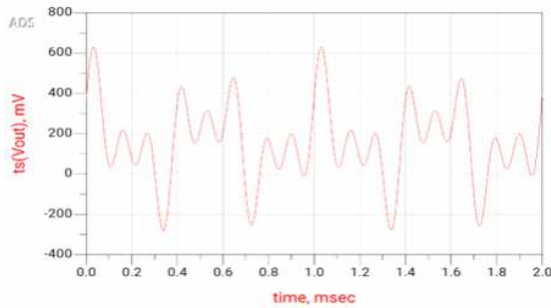


그림 6. 4채널 합성신호 크기 측정 시뮬레이션 결과
Fig. 6. Magnitude measurement of 4-channel combined signals.

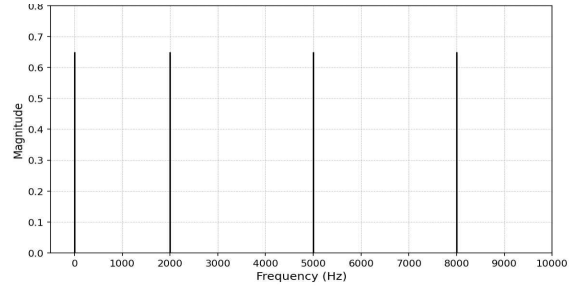


그림 7. 4채널 합성신호 푸리에 변환 시뮬레이션 결과
Fig. 7. FFT result of 4-channel combined signals.

검출기를 통해 검출된 후 푸리에 변환된 그래프이다. 푸리에 변환 결과에서 변조 주파수 성분을 확인할 수 있으며, 각 변조 주파수 성분의 위상은 지연 선로의 위상과 같음을 확인하였다.

그림 8은 본 논문에서 제안한 그림 3의 다중 위상 변조 4채널 시스템을 검증하기 위한 테스트베드이다. 신호발생기에서 5.8 GHz의 반송파를 출력하고, 반송파는 4way 신호 분배기를 통해 각 채널로 균등하게 분배된다. 기준 채널은 감쇠기, 증폭기 및 안테나로 구성되어 교정 채널과 동일한 이득을 갖도록 설계되었고, 교정 채널은 직교 변조기, 증폭기 및 안테나로 설계되었다. 채널별 위상 변조 주파수는 포락선 검출기에서 합성 신호 검출 시 하모닉에 의한 위상 왜곡을 최소화하기 위해 2, 5, 8 kHz를 적용하였다.

송신부 안테나는 동일한 간격에 전체 길이 약 230 mm

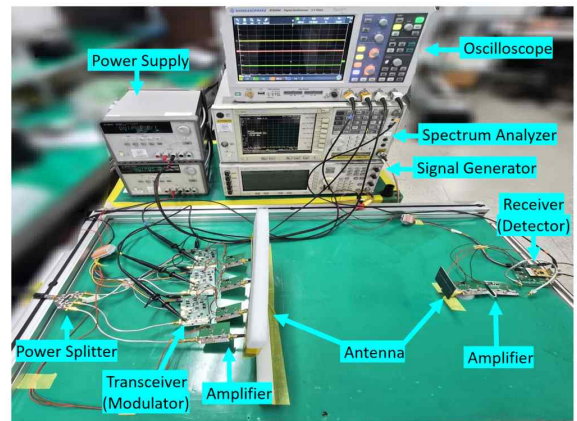


그림 8. 4채널 무선전력전송 시스템 테스트베드
Fig. 8. Testbed for 4-channel wireless power transfer system.

로 배치되었다. 안테나 전체 길이를 D , 반송파의 파장을 λ 라고 하면 프리넬 영역의 시작 지점은 $0.62\sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ 이며 종료 지점은 $\frac{2D^2}{\lambda}$ 이다. 테스트베드에서의 프리넬 영역은 안테나 거리가 30 cm부터 2.82 m까지에 해당하고, 본 실험에서는 수신안테나를 약 40 cm 지점에 배치하였다. 본 논문에서 제안하는 위상 교정 방식은 근거리장인 프리넬 영역과 원거리장인 프라운호퍼 영역 모두에서 유효하다. 다만, 프리넬 영역의 시작점에 근접할수록 상호 변조 왜곡 증가로 인한 에너지 분산 현상이 심화할 수 있으므로, 이에 따른 오차를 고려해야 한다.

포락선 검출기의 전압 파형은 수신부 MCU ADC를 통해 샘플링 후 이더넷 모듈을 통해 전송되었다. 샘플링 데이터는 고속 푸리에 변환(FFT(fast Fourier transform))을 통해 주파수 영역의 크기와 위상으로 변환되고, 계산된 위상은 교정 채널의 직교변조기로 입력되었다.

그림 9는 오실로스코프로 각 교정 채널의 위상 변조 파와 수신부 ADC 플래그 신호를 측정된 결과이다. 각 변조 파는 트리거 신호에 의해 동기화되어 출력되었음을 확인할 수 있고, 가장 상단부터 측정 파형은 8, 5, 2 kHz의 $I(t)$ 신호이다. 채널 간 동기화 최대 오차는 약 4.3 us로 측정되었으며, 8 kHz 변조 채널 기준 위상오차는 약 6.2° 이다. 식 (9)에 의해 기준 타이밍 오차에 의한 전력손실은 약 1.1 %로 측정되었다.

그림 10은 수신부의 포락선 검출기에서 검출된 합성된



그림 9. 채널별 변조파형 및 동기화 오차 측정
Fig. 9. Measurement of modulation waveform and synchronization error by channel.



그림 10. 포락선 검출기의 4채널 결합신호 측정
Fig. 10. Measurement of 4-channel combined signals using an envelope detector.

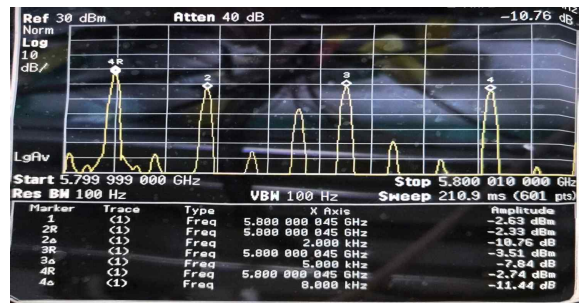


그림 11. 4채널 결합 신호의 주파수 성분 측정
Fig. 11. Measurement of the spectrum of the combined signal.

신호를 오실로스코프로 측정된 결과이고, 그림 11은 위상이 변조된 각 송신 채널과 기준 채널의 방사 신호를 수신부 안테나로 스펙트럼 분석기를 이용하여 측정된 것이다. 그림 11의 마커 1번은 반송파 주파수 성분이고, 마커 2번~4번은 각각 2, 5, 8 kHz로 위상이 변조된 채널의 주파수 성분이다.

그림 12는 그림 10의 포락선 검출기의 출력 파형을 고

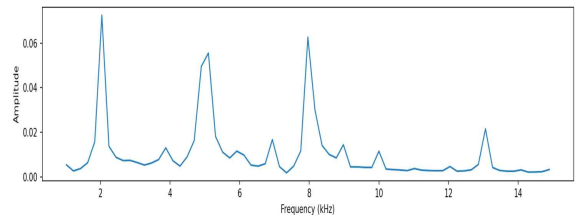


그림 12. 4채널 결합 신호 고속 푸리에 변환 결과
Fig. 12. Fast Fourier transform result of 4-channel combined signal.

속 푸리에 변환한 결과 그래프이다. 고속 푸리에 변환 결과 송신부의 위상 변조 주파수인 2, 5, 8 kHz가 측정되었고, 그림 11의 스펙트럼 분석기 측정 결과와의 유사성을 통해 합성파의 검출이 왜곡 없이 측정되었음을 확인할 수 있다. 주파수 영역에서 측정된 비선형 성분은 푸리에 변환 시 샘플링 수를 높여 주파수 분해능을 조절함으로써 위상 왜곡의 영향을 억제할 수 있다. 채널별로 좁은 간격의 많은 주파수가 할당되어 비선형 성분이 같은 주파수 빈에 있을 때, 푸리에 변환 결과는 비선형 성분과 원신호의 벡터 합으로 위상과 크기가 계산된다. 비선형 성분과 원신호 성분의 벡터가 직교를 이룰 때 위상 오차가 최대가 되고, 이때 위상 오차는 원신호 성분과 비선형 성분 벡터의 역탄젠트 값으로 환산된다. 이 경우 비선형 성분 및 잡음 성분이 원신호 대비 30 dB 이하가 되어야 1.8도 이하의 위상 오차로 빔포밍 위상을 계산할 수 있다.

그림 13은 기준 채널의 전력 크기와 위상 교정 후 송신부의 4채널이 합성된 전력 크기를 스펙트럼 분석기로 측정한 결과이다. 측정된 기준 채널의 전력 크기는 약 -7.6 dBm, 위상 교정 전 합성 전력 크기는 약 -0.9 dBm, 위상 교정 후 4채널 합성 전력 크기는 약 +4.1 dBm으로 측정되었다. 측정된 전력이득은 약 11.7 dB로 크기가 같은 4채널의 이상적인 전력이득인 12 dB에 거의 근접함을 확인할 수 있었다. n 개의 채널에 대한 빔포밍 이득 효율을 이상적인 전력이득 대비 측정된 전력이득의 비율로 정의하면, 위상 교정 전후의 이득 효율은 29.5%에서 92.4%로 개선되었다. 송신 채널 간의 출력 전력 차이, 각 경로 손실 차이 및 시간 동기화 오차로 이상적인 이득과 약 0.3 dB 차이가 발생하였다. III장 실험의 결과는 표 3에 요약하였다.

IV. 결 론

본 연구에서는 시간 동기화 기반 다중 위상 변조를 적용한 다채널 무선전력전송 시스템의 위상 교정 방법을 제안하였다. 제안된 방법의 검증을 위해 5.8 GHz에서 동작하는 4채널 무선전력전송 시스템 테스트베드를 제작하였고, 교정 후의 전력이득을 측정함으로써 실험적으로 검증되었다. 표 4는 선행 연구 및 본 연구에 관한 결과 비를

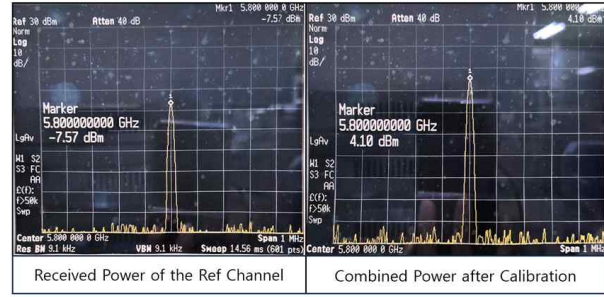


그림 13. 기준 채널 수신전력 및 교정 후 4채널 결합 수신 전력 측정

Fig. 13. Measurement of the reference channel reception power and the 4-channel combined reception power after calibration.

표 3. 빔포밍 실험 결과

Table 3. Test result of beamforming.

No.	Beamforming test parameters	Measurement
1	Carrier frequency	5.8 GHz
2	Number of transmitter	4
3	Modulation frequency of phase	2, 5, 8 kHz
4	Gain of beamforming	11.7 dB
5	Error of synchronization	4.3 μ s
6	Maximum error of phase	6.2°

요약한 것이다. 다중 위상 변조를 적용한 다채널 무선전력전송 시스템은 여러 채널에 대한 위상 병렬 교정을 지원한다. 하지만 동시 교정 채널 수가 증가할수록 안테나 방사 간섭 증가 및 비선형 성분에 의한 상호 변조 왜곡이 발생하여 정확한 위상 계산에 영향을 줄 수 있고, 채널 수에 비례하여 합성 신호의 V_{PP} 가 증가하여 포락선 검출기의 더 넓은 동작 영역을 요구하게 된다. 그러므로 대규모 무선전력전송 시스템의 경우 간섭에 의한 왜곡의 영향을 최소화하고 시스템 구현이 가능하도록 적절한 동시 교정 채널 수를 선정하고 교정 그룹을 나누어 위상 교정을 진행하면 정확한 위상 교정을 진행함과 동시에 교정 시간을 단축할 수 있다. 이에 다중 위상 변조를 적용한 위상 교정방법은 채널 확장성을 확보할 수 있으며, 대규모 다채널 무선전력전송 시스템에 적합한 효율적인 구조임을 확인하였다.

표 4. 관련 연구 결과 비교

Table 4. Comparison of related research results.

No.	Base technology	Method	Calibration time complexity with respect to number of channels (N)	Phase calibration error estimation ($^\circ$)
[4],[5]	Retrodirective array	Parallel	$O(1)$	15~30
[6]	RSSI-based codebook beamforming	Serial	$O(K^{N-1})$ (K : phase resolution)	5~13
[7]	REV-based beamforming	Serial	$O(N)$	5.6
This work	REV-based multi-phase modulation beamforming	Parallel	$O(\frac{N}{M})$ (M : number of parallel calibration channels)	6.2

References

- [1] Z. Zhang, H. Pang, A. Georgiadis, and C. Cecati, "Wireless power transfer: An overview," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, pp. 1044-1058, Feb. 2019.
- [2] Z. Liu, T. Li, S. Li, and C. C. Mi, "Advancements and challenges in wireless power transfer: A comprehensive review," *Nexus*, vol. 1, no. 2, p. 100014, Jun. 2024.
- [3] C. T. Rodenbeck, P. I. Jaffe, B. H. Strassner II, P. E. Hausgen, J. O. McSpadden, and H. Kazemi, "Microwave and millimeter wave power beaming," *IEEE Journal of Microwaves*, vol. 1, no. 1, pp. 229-259, Jan. 2021.
- [4] Y. Li, V. Jandhyala, "Design of retrodirective antenna arrays for short-range wireless power transmission," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 60, no. 1, pp. 206-211, Jan. 2012.
- [5] P. D. H. Re, S. K. Podilchak, S. Rotenberg, G. Goussetis, and J. Lee, "Retrodirective antenna array for circularly polarized wireless power transmission," in *2017 11th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Paris, Mar. 2017, pp. 891-895.
- [6] S. Abeywickrama, T. Samarasinghe, C. K. Ho, and C. Yuen, "Wireless energy beamforming using received signal strength indicator feedback," *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 66, no. 1, pp. 224-235, Jan. 2018.
- [7] S. H. Yi, W. Lim, K. J. Lee, and J. P. Kim, "A practical calibration system for active arrayed wireless power transmitter," in *2025 IEEE Wireless Power Technology Conference and Expo(WPTCE)*, Rome, Jun. 2025.

이 한 성 [성균관대학교/석사과정]

<https://orcid.org/0009-0004-6221-3324>



2019년 8월: 광운대학교 전자융합공학과 (공학사)

2019년 1월~현재 : 성산전자통신 전임연구원

2024년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사과정

[주 관심분야] RF Power Amplifier, Wire-

less Power Transfer

양 영 구 [성균관대학교/교수]

<https://orcid.org/0000-0003-3463-0687>



1997년 2월: 한양대학교 전자공학과 (공학사)

2002년 2월: 포항공과대학교 전자전기공학과 (공학박사)

2002년 3월~2002년 7월: 포항공과대학교 전자전기공학과 박사후 연구원

2002년 8월~2005년 2월: Skyworks Solutions Inc., Senior Electronic Engineer

2005년 3월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 교수

[주 관심분야] 초고주파 회로설계, 무선통신 송/수신기 시스템 설계, 비선형 회로 분석 및 시뮬레이션 기법연구